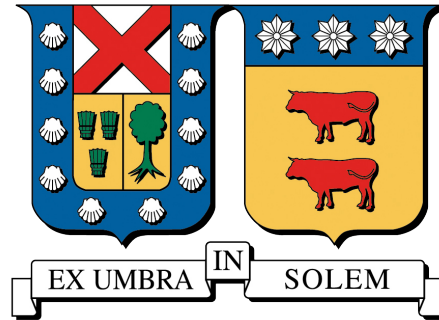


UNIVERSIDAD TÉCNICA FEDERICO SANTA MARÍA
DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA
VALPARAÍSO - CHILE



**IMPLEMENTACIÓN Y EVALUACIÓN DE UN SENSOR ACÚSTICO
DISTRIBUIDO DE FIBRA ÓPTICA BASADO EN DETECCIÓN
COHERENTE HOMODINA**

VINCENZO SALTARINI MERINO

**MEMORIA DE TITULACIÓN PARA OPTAR AL TÍTULO DE
INGENIERO CIVIL EN ELECTRÓNICA**

PROFESOR GUÍA : MARCELO SOTO
PROFESOR CORREFERENTE : RICARDO OLIVARES

MARZO 2024

Agradecimientos

A mi familia, por apoyarme en este proceso.

A mi esposa querida, por ser mi correctora y redactora, y acompañarme en todos estos años de carrera.

A mis mascotas perro Jack, Izumi y Don Gatito por el apoyo moral.

A mis compañeros de laboratorio.

Al profesor Marcelo, por guiarme y tener paciencia para responder mis dudas.

Y a los proyectos que hicieron posible esta investigación:

- *FONDEF IDeA I+D ID20I10089, ANID.*
- *FONDEQUIP EQM180226, Conicyt.*
- *FONDECYT Regular 1200299, ANID.*
- *Basal FB008, ANID.*

Resumen

En este trabajo de memoria se presenta el diseño e implementación de un sensor acústico distribuido (DAS) utilizando detección coherente homodina para demodular la fase diferencial. Este sensor basa su funcionamiento en el principio de ϕ -OTDR sensible a la fase, con el cual es posible detectar de manera distribuida y dinámica cambios en las variables físicas externas a la fibra óptica de sensado. Este trabajo se enfoca en la detección de perturbaciones acústicas en la forma de vibraciones.

En el presente documento se describe el proceso de diseño y la configuración experimental utilizada por el sensor, detallando los pasos necesarios de calibración para poder detectar las vibraciones con una alta precisión. Para validar el sensor se evalúa la calidad de su detección, realizando pruebas experimentales aplicando vibraciones y capturando los datos. Para finalizar se realiza un estudio comparativo entre dos algoritmos de phase unwrapping y se estudia el efecto de variar el largo del gauge length.

Abstract

In this thesis, the design and implementation of a distributed acoustic sensor (DAS) using coherent homodyne detection for demodulating the differential phase is presented. This sensor operates based on the principle of phase-sensitive ϕ -OTDR, enabling distributed and dynamic measurements of changes in external physical variables to the optical fiber sensing. The focus lies on detecting acoustic disturbances in the form of vibrations.

This document describes the design process and experimental setup used by the sensor, outlining the necessary calibration steps for accurately detecting vibrations. To validate the sensor, the quality of its detection is assessed through experimental tests involving the application of vibrations and analyzing the phase changes. Finally, a comparative study between two phase unwrapping algorithms is conducted, along with an examination of the effect of varying the gauge length.

Índice general

1. Introducción	10
1.1. Motivación	10
1.2. Objetivos	11
1.3. Descripción de capítulos	11
2. Marco Teórico	12
2.1. Rayleigh backscattering	12
2.2. Reflectometría óptica en el dominio del tiempo	13
2.3. OTDR sensible a la fase (ϕ -OTDR)	16
2.4. Sensor distribuido de vibraciones basado en intensidad	19
2.5. Sensor acústico distribuido DAS	20
2.5.1. Dual pulse	21
2.5.2. Esquema interferométrico	22
2.5.3. Sensor Das con detección coherente Heterodina	24
2.5.4. Sensor Das con Detección coherente Homodina	26
2.6. Señales en cuadratura y demodulación IQ	28
2.6.1. Efecto del gauge length en la diferenciación de fase	28
2.7. Phase unwrapping	30
2.7.1. Matlab unwrap	31
2.7.2. TIE unwrap	32
3. Implementación y diseño de un sensor acústico distribuido con detección coherente homodina	34
3.1. Generación del pulso óptico	34
3.1.1. Tasa de extinción y su efecto en la relación señal a ruido	35
3.1.2. Modulador electro-óptico	36
3.1.3. Configuración experimental del esquema de generación de pulsos ópticos	37
3.2. Implementación de sensor distribuido de vibraciones DVS	39
3.2.1. Configuración experimental	39
3.2.2. Estabilidad de las trazas ϕ -OTDR	40
3.2.3. Pruebas experimentales de sensado de vibraciones	44
3.3. Módulo de extracción de fase óptica	47
3.4. Implementación de sensor acústico distribuido	51
3.4.1. Configuración experimental inicial	51
3.4.2. Configuración experimental optimizada	54

4. Pruebas experimentales de sensor DAS con detección coherente homodina	56
4.1. Procesamiento digital	56
4.2. Comparación de algoritmos de phase unwrapping.	57
4.3. Análisis del Gauge length	63
4.4. Resultados experimentales bajo distintas condiciones	66
5. Conclusiones y trabajo futuro	71
5.1. Conclusión	71
5.2. Trabajos futuros	72

Índice de tablas

3.1. Tabla de SNR estática, en donde se presentan los valores máximos, mínimos y el promedio entre las 2048 mediciones.	42
3.2. SNR promedio, con distintas corrientes de EDFA, para distintas resoluciones espaciales de pulsos.	55

Índice de figuras

2.1. Esquema de Rayleigh scattering espontáneo en fibras ópticas	13
2.2. Esquema básico OTDR. EOM: modulador electro-óptico; DAQ: dispositivo de adquisición de datos; FUT: fibra de sensado; PD: fotodetector.	14
2.3. Ejemplo ilustrativo de una traza OTDR.	15
2.4. Esquema simplificado de RBS con solo 2 centros de scattering.	16
2.5. Esquema de centros de scattering representados como reflectores, a) propagación del pulso en el instante t_1 y sus reflectores excitados, b) El mismo pulso en un tiempo t_2 y sus respectivos reflectores excitados.	17
2.6. Traza ϕ -OTDR obtenida experimentalmente utilizando un pulso de resolución espacial de 10 m, en una fibra de 5.5 km.	18
2.7. Esquema sensor DVS basado en la medición de la intensidad de una traza ϕ -OTDR.	20
2.8. Esquema de un sensor DAS dual pulse.	21
2.9. Esquema de sensor DAS con detección de fase interferométrica.	23
2.10. Esquema de sensor DAS con detección coherente heterodina.	25
2.11. Esquema de sensor DAS con detección coherente homodina.	26
2.12. Gráficos de fase vs distancia del pulso óptico al propagarse por una fibra de sensado. (a) fase absoluta; (b) fase diferencial.	29
2.13. Ejemplo de phase unwrapping con una señal de fase sinusoidal. Línea azul: Fase envuelta; Línea naranja: Fase real.	31
3.1. Esquema ilustrativo de un pulso óptico con una tasa de extinción finita [1].	35
3.2. Respuesta de tasa de extinción en función del voltaje [2].	36
3.3. Tasa de extinción en función del voltaje V_{DC} [2].	37
3.4. Esquema de generación de pulsos ópticos. PC: Controlador de polarización; EOM: Modulador electro-óptico; DC: Fuente de voltaje continuo; WG: Generador de señales; PD: fotodetector; OSC: osciloscopio.	38
3.5. Pulso óptico generado con el esquema experimental. a) pulso óptico obtenido; b) Relación entre el ancho del pulso óptico y su periodo de repetición.	39
3.6. Esquema DVS	39
3.7. Traza DVS obtenida experimentalmente utilizando un pulso de resolución espacial de 10 m, en una fibra de 5.5 km.	41
3.8. Últimos metros de la traza ϕ -OTDR. Ventana amarilla: Potencia promedio EOF; Ventana roja: Cálculo de la varianza del ruido; Ventana azul: Intervalo de la traza no utilizado.	42
3.9. Superposición de 100 trazas ϕ -OTDR	43
3.10. Gráfico de correlación entre las 2048 mediciones consecutivas, utilizando la primera traza como referencia.	43

3.11. Gráfico de SNR dinámica en función de la posición, al utilizar los datos de las 2048 trazas consecutivas.	44
3.12. Medición de 2048 trazas ϕ -OTDR consecutivas, aplicando una vibración sinusoidal de frecuencia 100 Hz y voltaje peak to peak de 2V en los últimos 70 metros. (a) trazas ϕ -OTDR; (b) trazas ϕ -OTDR diferencial.	45
3.13. Potencia de la FFT en función de la distancia. Generado con 2048 trazas ϕ -OTDR, aplicando una vibración sinusoidal de frecuencia 100 Hz y 2Vpp en los últimos 70 metros.	46
3.14. Variación temporal de la señal RBS en la posición $z = 5610$ m. Al aplicar una vibración sinusoidal de 100 Hz y 2Vpp.	46
3.15. FFT vs distancia, con perturbación sinusoidal de 100 Hz para distintas amplitudes. (a) 5Vpp; (b) 10Vpp.	47
3.16. Esquema para validar híbrida óptica.	48
3.17. Señales IQ obtenidas, para señal sinusoidal de 100 kHz, 6 Vpp.	49
3.18. Fase demodulada aplicando demodulación IQ, señal sinusoidal 100 kHz, 6 Vpp.	49
3.19. Gráficos de frecuencia vs tiempo. Resultados experimentales obtenidos para distintas señales sinusoidales moduladoras. (a) $f = 10\text{kHz}$ $V_{pp} = 2\text{V}$; (b) $f = 10\text{kHz}$ $V_{pp} = 6\text{V}$; (c) $f = 100\text{kHz}$ $V_{pp} = 2\text{V}$; (d) $f = 1\text{MHz}$ $V_{pp} = 6\text{V}$	50
3.20. Configuración experimental inicial del sensor acústico distribuido con detección coherente homodina.	51
3.21. Señales en cuadratura obtenidas experimentalmente al interrogar una fibra óptica estable de 5.6 km, con un pulso de resolución espacial 10 m.	52
3.22. Medición estática de 100 trazas ϕ -OTDR de intensidad, obtenida experimentalmente interrogando una fibra óptica de 5.6 km, con un pulso de resolución espacial 10 m. (a) Medición de traza completa; (b) Zoom en los últimos 450 metros.	52
3.23. Medición de 100 trazas ϕ -OTDR de fase estáticas, obtenida experimentalmente interrogando una fibra de 5.6 km, con un pulso de resolución espacial 10 m. (a) Traza de fase absoluta; (b) Fase diferencia con un gauge length de 10m.	53
3.24. Configuración experimental final del sensor acústico distribuido con detección coherente homodina.	54
4.1. 10 trazas ϕ -OTDR de fase relativa, aplicando una perturbación sinusoidal de 200 Hz en los últimos 70 metros del enlace. (a) Phase unwrapping MATLAB; (b) Phase unwrapping 2D basado en la TIE.	57
4.2. 10 trazas ϕ -OTDR de fase diferencial, aplicando una perturbación sinusoidal de 200Hz en los últimos 70 metros de la fibra de sensado, utilizando un gauge length de 10m. (a) Phase unwrapping MATLAB; (b) Phase unwrapping 2D TIE.	58
4.3. 10 trazas ϕ -OTDR de fase diferencial, aplicando una perturbación sinusoidal de 200Hz en los últimos 70 metros del enlace, con un gauge length de 10m. (a) Phase unwrapping MATLAB; (b) Phase unwrapping 2D basado en la TIE.	59
4.4. Relación de la fase diferencial con los puntos de desvanecimiento de intensidad haciendo un zoom entre el intervalo de 3000m a 3200m. (a) Amarillo: Señal Q , Azul: Señal I ; (b) Traza de fase diferencial RBS.	60
4.5. FFT vs distancia, utilizando trazas diferenciales de fase ϕ -OTDR, con un pulso de sensado de duración de 100ns, aplicando una vibración sinusoidal de 200 Hz y 2 Vpp en los últimos 70 m. (a)Phase unwrapping MATLAB; (b)Phase unwrapping TIE.	61

4.6. Diferencia de fase en el dominio temporal vs distancia. Aplicando una vibración sinusoidal de 200Hz en los últimos 70 metros.(a) Phase unwrapping MATLAB; (b) Phase unwrapping 2D basado en la TIE.	61
4.7. Fase vs tiempo de la posición ubicada en $d = 5570\text{m}$. (a)MATLAB phase unwrapping; (b) 2D TIE phase unwrapping.	62
4.8. FFT vs distancia, utilizando trazas diferenciales de fase ϕ -OTDR, con un pulso de sensado de duración de 100ns, y una vibración sinusoidal de 200 Hz y 2 Vpp, en los últimos 70 m. (a) Gauge length 35m; (b)Gauge length 70m.	63
4.9. Fase vs tiempo de la posición ubicada en $d = 5570\text{m}$. (a)Gauge length 35m; (b) Gauge length 70m.	64
4.10. SNR acústica vs distancia, usando trazas diferenciales de fase ϕ -OTDR, con un pulso de sensado de resolución espacial 10m, y una vibración sinusoidal de 200 Hz y 2 Vpp en los últimos 70 m.	65
4.11. FFT vs distancia, para distintas intensidades de vibración. (a) Amplitud 2Vpp; (b)Amplitud 5Vpp	67
4.12. Fase vs tiempo de la posición ubicada en $d = 5570\text{m}$. (a)Amplitud vibración 2Vpp; (b)Amplitud vibración 5Vpp.	67
4.13. FFT vs distancia. Aplicando una vibración sinusoidal de 100Hz y 2Vpp a los últimos 70 metros de la fibra óptica.	68
4.14. Fase vs distancia de la posición $d = 5570\text{m}$ en la fibra de sensado.	69
4.15. FFT vs distancia, para distintas resoluciones espaciales del sensor. (a) Gauge length 2m; (b) Gauge length 5m.	69
4.16. diferencia de fase vs tiempo para una distancia $d=5570\text{m}$, para mediciones con distintas resoluciones espaciales. (a) Gauge length de 2m. (b) Gauge length de 5m.	70

1 | Introducción

1.1. Motivación

Las tecnologías de sensado con fibra óptica han experimentado un rápido desarrollo durante la última década. Esto gracias a su capacidad para detectar con alta precisión los cambios en las variables que afectan externamente a la fibra, tales como temperatura, presión y vibraciones.

Dentro de estas tecnologías se encuentran los sensores acústicos distribuidos (DAS), que utiliza el fenómeno de Rayleigh scattering, el cual se presenta naturalmente en una fibra óptica al propagar ondas de luz a través de esta, en conjunto con la reflectometría óptica en el dominio del tiempo (OTDR) para medir y detectar perturbaciones externas a la fibra de manera distribuida y dinámica. Lo anterior se realiza enviando pulsos ópticos coherentes para interrogar la fibra de sensado y así, poder monitorear la señal de retrodispersión Rayleigh (RBS). En base a demodular la fase de esta, es posible detectar y medir las perturbaciones mecánicas que afectan a la fibra óptica, obteniendo así una tasa de muestreo en el orden de los KHz y una resolución espacial de unos pocos metros utilizando fibras ópticas con longitudes kilométricas.

Los sensores DAS presentan varias ventajas en comparación con los sensores clásicos de temperatura y vibraciones, ya que estos son inmunes a las interferencias electromagnéticas, tienen un peso liviano, dimensiones pequeñas, resistencia a la corrosión, flexibilidad y la capacidad de resistir altas temperaturas.

Todas las características mencionadas previamente los convierten en un método de sensado atractivo en diversas aplicaciones de la industria, como la detección perimetral en sistemas de seguridad [3], el monitoreo del transporte ferroviario [4], o la detección de fugas de gas en oleoductos [5], entre otras.

1.2. Objetivos

Los principales objetivos de este trabajo de tesis son los siguientes:

- Diseñar e implementar un sensor acústico distribuido de fibra óptica con detección coherente homodina para recuperar la fase óptica de la señal RBS en función de la distancia.
- Generar un pulso óptico con una alta tasa de extinción, con el objetivo de poder interrogar la fibra óptica de sensado disminuyendo lo más posible el ruido óptico y las interferencias producidas.
- Validar experimentalmente el sensor DAS, comprobando su capacidad de detectar perturbaciones acústicas de manera dinámica y distribuida, verificando la detección y recuperación de las vibraciones aplicadas a la fibra óptica de sensado.
- Realizar un estudio comparativo entre la desenvoltura de fase de dos algoritmos de phase unwrapping distintos, el algoritmo básico de MATLAB y el algoritmo de phase unwrapping 2D basado en la TIE propuesto en el artículo de la referencia [6].
- Realizar un estudio sobre el efecto que tiene en la detección el variar el gauge length de las mediciones.

1.3. Descripción de capítulos

En esta sección se presentan los capítulos que componen este documento, junto a una breve descripción de cada uno.

- Capítulo 2: Se presenta el marco teórico necesario para comprender el funcionamiento de un sensor acústico distribuido (DAS). Se explica el fenómeno de Rayleigh scattering y la técnica de medición de reflectometría óptica en el dominio del tiempo sensible a la fase (ϕ -OTDR), los cuales son los principios básicos del funcionamiento de un DAS. También se presentan distintos esquemas de detección de fase utilizados para extraer la información de fase de la señal Rayleigh backscattering. Finalizando, se explica el concepto de señales en cuadratura utilizado para obtener la diferencia de fase y los algoritmos de phase unwrapping aplicados en el procesamiento de las mediciones.
- Capítulo 3: Consiste en la explicación del proceso de diseño e implementación del sensor DAS con detección coherente homodina, dividiendo el esquema en los módulos de generación del pulso óptico para interrogar la fibra óptica y la detección de la fase de la señal Rayleigh backscattering, concluyendo con la implementación final del sensor utilizando estos módulos.
- Capítulo 4: Aquí se refiere al procesamiento digital de las mediciones del sensor, validando su funcionamiento aplicando perturbaciones en la forma de vibraciones y el posterior análisis de la calidad de su detección. Además, se realizan estudios comparativos del efecto que tiene en la detección el variar el gauge length y utilizar distintos algoritmos de phase unwrapping.

2 | Marco Teórico

2.1. Rayleigh backscattering

Al propagar una fuente de luz a través de una fibra óptica, la transmisión de la luz es afectada por diversos fenómenos de scattering intrínsecos del medio de propagación debidos principalmente a que el medio de propagación no es perfectamente homogéneo, produciendo distintos tipos de scattering.

Entre los fenómenos de scattering, existen dos categorías principales: el tipo elástico e inelástico. Al producirse scattering elástico, no existe intercambio de energía entre la luz incidente y su medio de propagación, por lo cual los fotones dispersados conservan su frecuencia portadora, como es el caso de Rayleigh scattering. En cambio, al producirse scattering inelástico, existe un cambio de energía entre la luz incidente y el medio de propagación, produciendo así que los fotones dispersados cambien su frecuencia portadora, siendo los principales tipos de esta categoría el Brillouin scattering y el Raman scattering. [7].

En este trabajo se implementa un sensor acústico distribuido (DAS) que hace uso del fenómeno de Rayleigh scattering para detectar cambios en las variables físicas que afectan a una fibra óptica, por lo cual se explicará este en mayor detalle.

El fenómeno de Rayleigh scattering es un proceso de scattering del tipo elástico producido al propagar una onda óptica por un medio no homogéneo donde, al interactuar la luz con partículas de un tamaño mucho menor que su longitud de onda λ , genera la dispersión de múltiples fotones en todas las direcciones, teniendo estos fotones una potencia proporcional a λ^{-4} y manteniendo la frecuencia original de la luz incidente. [7].

Al emplear una fibra óptica como medio de propagación, se presentan imperfecciones generadas en su proceso de fabricación donde, al fundir el sílice de su núcleo, sus partículas se mueven aleatoriamente hasta que se solidifica, produciendo que su estructura molecular presente pequeños cambios en su densidad distribuidos aleatoriamente por la fibra óptica. Las diferencias de densidad se traducen en pequeñas variaciones del índice de refracción que, al interactuar con la luz propagada, producen Rayleigh scattering. A las posiciones en donde se produce este, se le denomina centros de scattering.

En la figura 2.1 [8] se ilustra como se genera Rayleigh scattering al interactuar la luz con un centro de scattering, donde se dispersan millones de fotones en direcciones aleatorias generando múltiples señales ópticas. La mayoría de estas se escapan de la fibra debido a que su dirección no coincide con el cono de aceptación necesario para ser guiados. Pero, existe un conjunto de señales que si coinciden con el cono de aceptación y son guiadas en dirección contraria de la señal original. La suma de estas conforman la señal de Rayleigh backscattering (RBS).

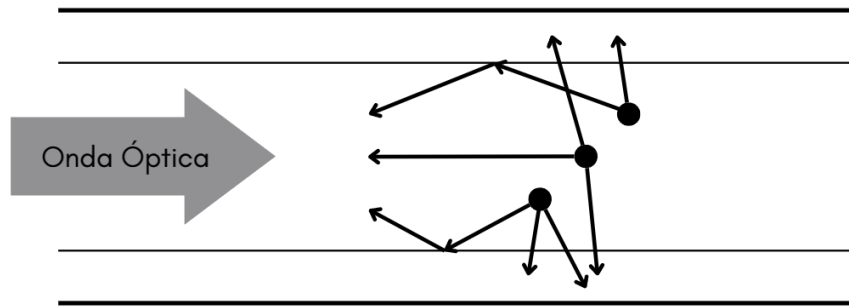


Figura 2.1: Esquema de Rayleigh scattering espontáneo en fibras ópticas [8].

La señal RBS resultante tiene la misma frecuencia que la luz incidente pero con una potencia mucho menor debido al coeficiente de retrodispersión de aproximadamente -72 dB/m para fibras monomodo con un láser de longitud de onda de 1550 nm [7]. Debido a que los centros de scattering se encuentran aleatoriamente distribuidos a lo largo de la fibra, la magnitud y fase de la señal RBS es aleatoria. Pero, al ser los centros estáticos, la respuesta de la señal RBS es determinística entre mediciones si se utiliza la misma fibra de sensado.

El fenómeno de Rayleigh scattering es una de las principales fuentes de pérdidas que se presentan en una fibra óptica, limitando la distancia de propagación de la luz. Aun así, y debido a las características que presenta la señal RBS, esta es esencial en algunas técnicas de sensado tales como la reflectometría en el dominio del tiempo (OTDR) y la reflectometría óptica en el dominio del tiempo sensible a la fase (ϕ -OTDR). Utilizando la intensidad de esta señal, es posible caracterizar los parámetros de esta, como por ejemplo fallas distribuidas a lo largo de esta. Además al utilizar fuentes de luz coherente es posible medir las condiciones externas que afectan a la fibra óptica capturando la intensidad y fase, así pudiendo medir cambios de temperatura, presión o vibraciones de manera distribuida y dinámica.

2.2. Reflectometría óptica en el dominio del tiempo

La reflectometría óptica en el dominio del tiempo (OTDR) corresponde a una técnica de medición utilizada para detectar evaluar el estado de una fibra óptica. Esta se basa en medir la intensidad de la señal de RBS generada al propagar un pulso de luz a través de la fibra a sensar. De esta forma, se pueden identificar fallas o eventos localizados a lo largo de la fibra midiendo las pérdidas de intensidad y reflexiones producidas a lo largo de esta. En la figura 2.2 se presenta un esquema básico de un sensor OTDR.

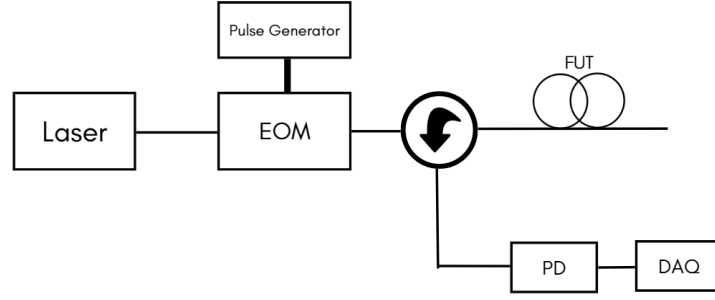


Figura 2.2: Esquema básico OTDR. EOM: modulador modulador electro-óptico;DAQ: dispositivo de adquisición de datos; FUT: fibra de sensado; PD: fotodetector [9].

Este esquema de sensado utiliza un láser óptico incoherente, el cual es modulado para formar un pulso óptico con un modulador electro-óptico (EOM) y posteriormente transmitirlo por la fibra óptica de sensado, guiando la señal RBS producida con un circulator hacia un fotodetector para detectarla. La variación temporal de la señal RBS esta asociada a la posición espacial de la fibra óptica donde se encuentra el pulso, el cual, al ir avanzando excita distintos centros de scattering. Debido a esto, utilizando la ecuación 2.1 [9], es posible asociar el tiempo de recepción del fotodetector a una posición específica de la fibra óptica.

$$z = \frac{v_g}{2} t = \frac{1}{2} \frac{c}{n} t \quad (2.1)$$

v_g representa la velocidad de propagación del pulso a través la fibra, n el índice de refracción efectivo de la fibra óptica y c la velocidad de la luz. El factor 2 utilizado es debido a que se debe considerar el tiempo de propagación del pulso, sumando el tiempo de propagación de la señal RBS al volver. Ambas señales tienen la misma frecuencia, por lo cual, su velocidad de propagación es la misma.

Al medir la intensidad en función de la distancia con este esquema, se obtiene una traza OTDR. En la figura 2.3 se ilustra un ejemplo de esta. En base a las variaciones de intensidad de la medición, es posible identificar parámetros de la fibra, como el coeficiente de atenuación que es igual a $10\log(m)$, siendo m la pendiente de la intensidad, o el largo de la fibra óptica, que es equivalente al largo de la traza. Asimismo, los puntos de alta atenuación o reflexiones pueden localizar diferentes eventos que se producen, como por ejemplo al utilizar conectores se producen reflexiones o los puntos de alta atenuación que representan daños en la fibra.

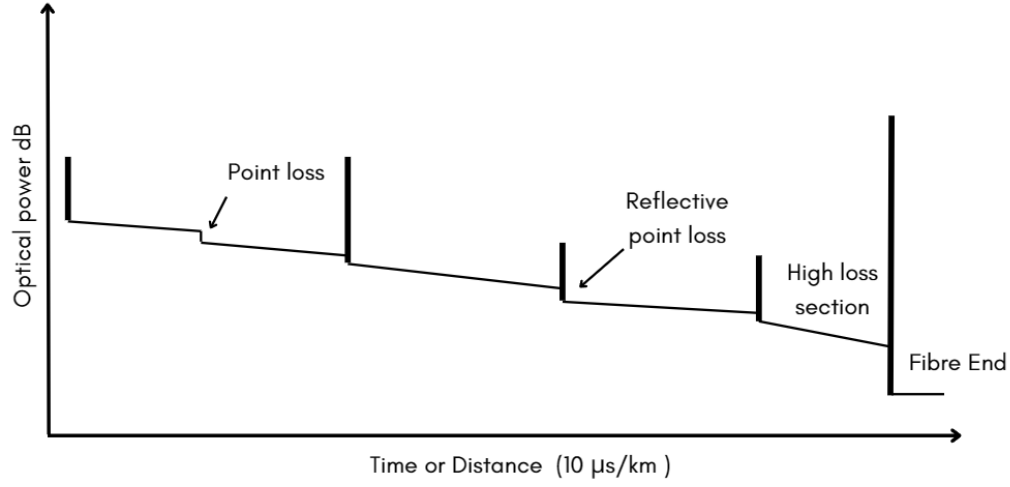


Figura 2.3: Ejemplo ilustrativo de una traza OTDR [10].

La resolución espacial es una limitante importante en OTDR, pues define la distancia mínima que debe existir entre eventos para que puedan ser detectados de manera independiente y así poder diferenciarlos. La resolución espacial es definida por el largo del pulso utilizado: cuanto más corto, más precisa será la localización de los eventos. Sin embargo, una desventaja de utilizar pulsos de corta duración es que se propaga un menor nivel de potencia por la fibra, permitiendo que se puedan sensor distancias menores por el coeficiente de atenuación, existiendo un trade-off entre la resolución espacial y la distancia máxima de sensado. La relación entre el ancho del pulso y la resolución espacial se expresa en la ecuación 2.2 [7].

$$W = \frac{\tau}{2} \cdot \frac{c}{2n} \quad (2.2)$$

Donde W representa la resolución espacial del sensor, n el índice de refracción efectivo, c la velocidad de la luz y τ la duración del pulso óptico. Para fibras monomodo con un índice de refracción de $n = 1.47$, se tiene que la resolución espacial aproximada de 1m por cada 10ns de duración de pulso.

En caso de realizar múltiples mediciones, la frecuencia de repetición máxima entre pulsos esta limitada por el largo de la fibra óptica a sensar. Esto se debe a que es necesario evitar que se propague más de un pulso simultáneamente por la fibra, de lo contrario, sus señales RBS se mezclan. En la inecuación 2.3 se expresa el limite de la frecuencia en función del largo de la fibra óptica.

$$f_r \leq \frac{c}{2 \cdot L \cdot n} \quad (2.3)$$

Donde L es el largo de la fibra óptica, c la velocidad de la luz y n el índice de refracción efectivo la de fibra. La frecuencia de repetición no es critica para el funcionamiento de un esquema OTDR con fuentes de luz incoherentes, ya que en general, se realizan mediciones estáticas que no requieren de una tasa de repetición alta. Sin embargo, en el sensado dinámico de perturbaciones con ϕ -OTDR, limita la velocidad de muestreo del sensor, restringiendo la frecuencia máxima de detección.

2.3. OTDR sensible a la fase (ϕ -OTDR)

Al utilizar un láser de alta coherencia en un esquema OTDR, el comportamiento de la traza cambia completamente, ya que la suma de las señales producto del scattering se mezclan de manera coherente apareciendo el efecto de las interferencias. Estas interferencias dependen de la fase óptica de las reflexiones producidas por los centros de scattering al interactuar con la luz incidente, generando un patrón de interferencia con picos de intensidad aleatorios. La técnica de sensado que utiliza un pulso de luz coherente para interrogar una fibra óptica se les denomina OTDR sensible a la fase (ϕ -OTDR).

Para explicar el efecto de las interferencias que se producen al mezclarse las distintas señales de scattering, se utiliza un esquema simplificado considerando solo dos centros de scattering. Este esquema se ilustra en la figura 2.4 [7].

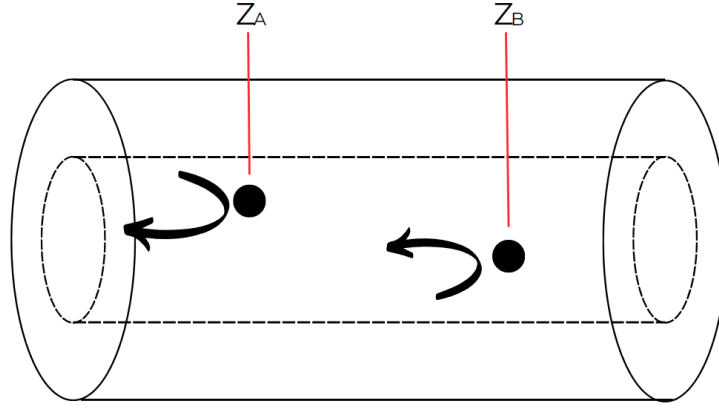


Figura 2.4: Esquema simplificado de RBS con solo 2 centros de scattering [7].

Si se considera cada centro de scattering como un pequeño reflector con un índice de reflexión muy pequeño, los campos eléctricos de dos reflexiones ubicadas en las posiciones z_A y z_B tiene la forma de las ecuaciones E_A y E_B respectivamente.

$$E_A = E_0 \cdot r \cdot \exp[i\omega t + i\phi_A] \quad (2.4)$$

$$E_B = E_0 \cdot r \cdot \exp[i\omega t + i\phi_B] \quad (2.5)$$

Donde r representa la reflectividad del centro de scattering ($r \ll 1$), ϕ_A y ϕ_B es la fase de las reflexiones. Considerando que B es un centro de scattering a una distancia mayor que A, es posible expresar su fase ϕ_B en función de la fase ϕ_A .

$$E_B = E_0 \cdot r \cdot \exp[i\omega t + i(\phi_A + \phi_{AB})] \quad (2.6)$$

Donde ϕ_{AB} representa la diferencia de fase entre las reflexiones de los centros A y B. La intensidad detectada en el fotodetector es el cuadrado de la suma de sus campos eléctricos, resultando en la ecuación 2.7.

$$I = |E_a + E_b|^2 = 2|E_0 \cdot r|^2(1 + \cos(\phi_{ab})) \quad (2.7)$$

Se observa que al sumarse las dos señales aparece un término sinusoidal dependiente de su diferencia de fase, producto de la interferencia entre los dos campos eléctricos. Esto solo sucede al utilizar luz coherente, ya que la respuesta en frecuencia de la fase de las reflexiones aleatoria de distribución uniforme. Así que para obtener su respuesta en frecuencia, es necesario integrar su espectro. Al usar una fuente de luz incoherente, esta posee un ancho de banda amplio, teniendo un valor promedio aproximado de 0 eliminando el término sinusoidal, mientras que al usar una fuente de luz coherente, el promedio es distinto de 0.

Las interferencias son altamente sensibles a cambios en las condiciones de la fibra óptica, ya que al ser afectadas por un cambio de temperatura, presión o vibrar, se producen pequeños estiramientos que alteran el índice de refracción de la fibra, agregando un desfase de $\Delta\phi$ en la región afectada.

$$I = 2|E_0 \cdot r|^2(1 + \cos(\phi_{ab} + \Delta\phi)) \quad (2.8)$$

En base a este modelo simplificado, se pueden extrapolar los resultados utilizando las reflexiones de todos los centros de scattering distribuidos por la fibra óptica, obteniendo así la información de fase de la señal RBS a lo largo de esta.

En el modelo de la figura 2.5 se ilustra un pulso óptico propagándose a través de una fibra de sensado y se representan los centros de scattering como reflectores, en donde los reflectores excitados dependen de la posición del pulso en la fibra.

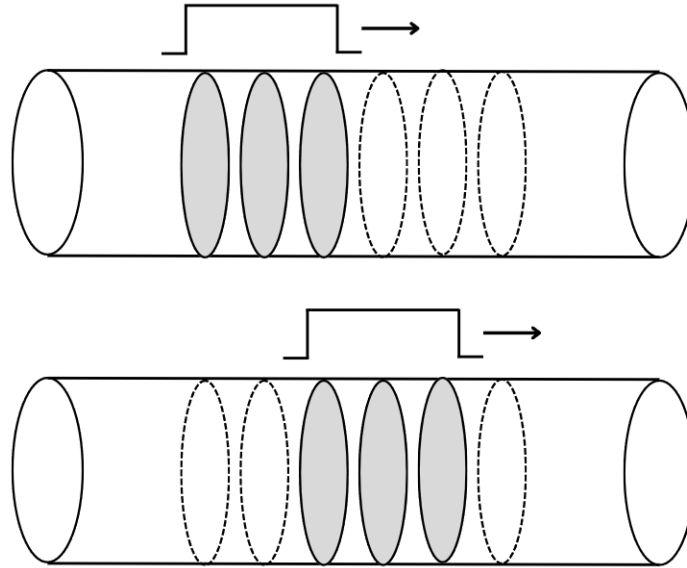


Figura 2.5: Esquema de centros de scattering representados como reflectores, a) propagación del pulso en el instante t_1 y sus reflectores excitados, b) El mismo pulso en un tiempo t_2 y sus respectivos reflectores excitados [11].

En la figura se puede apreciar como cambian los reflectores dependiendo de la posición espacial del pulso de sensado, las reflexiones generadas simultáneamente llegan juntas al fotodetector, siendo imposible diferenciarlas, esto define la resolución espacial del sensor. Considerando que

dentro de una celda de resolución espacial existen M reflectores, el campo eléctrico de la señal RBS (E_r) en esa celda queda expresada en la ecuación 2.9 [1].

$$E_R(t = 2T, z = 0) = E_0 \cdot e^{-2\alpha\bar{z}} e^{j\omega t} \sum_{m=1}^M r_m \cdot e^{i\phi_m} \quad (2.9)$$

α representa el coeficiente de atenuación en de la fibra, $\bar{z}$ es la posición del centro del pulso, r_m es el coeficiente de reflectividad de cada centro de scattering ($r_m \ll 1$). Al medir con un fotodetector en el transmisor, se obtiene la intensidad de la señal RBS. La señal normalizada queda expresada por la ecuación 2.10 [7].

$$I = |E|^2 = \left| \sum_{m=1}^M r_m \cdot e^{i\phi_m} \right|^2 = \sum_{m=1}^M r_m^2 + 2 \sum_{i=1}^{M-1} \sum_{j=i+1}^M r_i \cdot r_j \cdot \cos(\phi_i - \phi_j) \quad (2.10)$$

Esta ecuación permite determinar el efecto que tiene la interferencia sobre la intensidad de la señal RBS, que debido a que dependen de la diferencia de fase de las reflexiones, al medirla para cada posición del pulso toma la forma de picos de intensidad aleatorios.

En la figura 2.6 se muestra la medición de una traza ϕ -OTDR obtenida experimentalmente, en la cual se puede apreciar el patrón de interferencias aleatorio generado. También se puede apreciar el decaimiento exponencial de la intensidad producido por el coeficiente de atenuación de la fibra óptica.

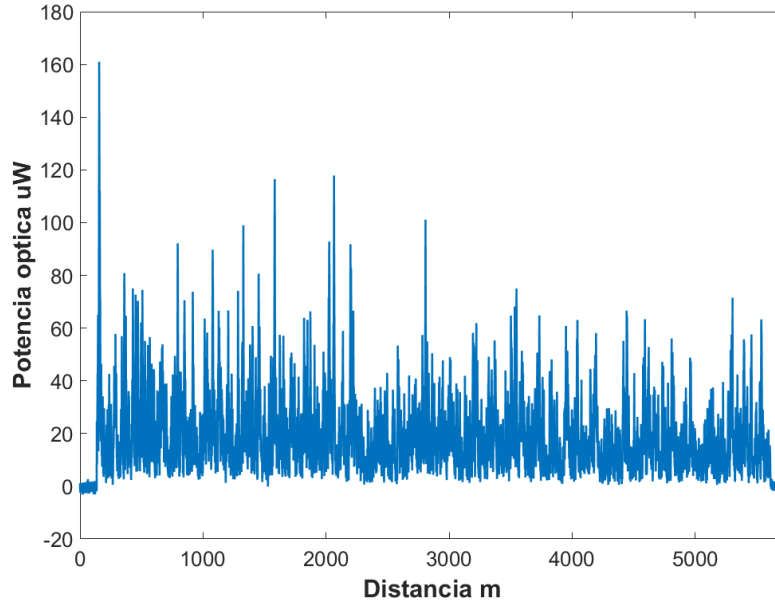


Figura 2.6: Traza ϕ -OTDR obtenida experimentalmente utilizando un pulso de resolución espacial de 10 m, en una fibra de 5.5 km.

La característica principal que hace que estas trazas puedan ser utilizadas para detectar y medir perturbaciones, es que su resultado es determinístico, donde al sensar una fibra bajo

las mismas condiciones, se obtienen trazas ϕ -OTDR iguales. Esto se produce ya que los cambios aleatorios de intensidad y fase dependen de la posición de los centros de scattering que no cambian.

Al aplicar una perturbación a la fibra óptica, se produce un cambio en el índice de refracción localizado en el área afectada, provocando que la fase del pulso óptico cambie. En la ecuación 2.11 se obtiene la diferencia de fase inducida por la perturbación en función de los cambios en el índice de refracción Δn .

$$\Delta\phi = \frac{4\pi}{\lambda} \Delta n \Delta z \quad (2.11)$$

Donde Δz es el largo del tramo afectado por la perturbación, $\Delta\phi$ y Δn es el cambio de fase y de índice de refracción de la región afectada por la perturbación respectivamente.

Para poder recuperar la información de las perturbaciones, no es posible utilizar directamente la intensidad de la traza ϕ -OTDR, pues presenta un comportamiento no lineal en función de los cambios de índice de refracción, ya que estos alteran la fase óptica de la señal RBS y la intensidad tiene una dependencia sinusoidal con la fase. Por lo anterior, al utilizar la intensidad solo es posible detectar las perturbaciones y, para poder medirlas, es necesario recuperar la diferencia de fase inducida, ya que, su respuesta es lineal en función de los cambios del índice de refracción.

En la referencia [12], obtienen resultados prácticos que logran relacionar cambios de temperatura y estiramiento aplicados externamente a la fibra óptica en función de los cambios de índice de refracción que se producen, quedando las relaciones de las ecuaciones 2.12 y 2.13.

$$\frac{\Delta n}{n} \approx -0.78 \cdot \Delta\epsilon \quad (2.12)$$

$$\frac{\Delta n}{n} \approx -(6.92 \cdot 10^{-6}) \cdot \Delta T \quad (2.13)$$

Donde ΔT y $\Delta\epsilon$ representan los cambios en la temperatura y el estiramiento de la fibra óptica respectivamente.

Existen varios tipos de sensores que utilizan el principio de ϕ -OTDR para su funcionamiento. Debido a que al detectar una traza ϕ -OTDR se obtiene de manera distribuida información sobre las condiciones ambientales de la fibra óptica y, al repetir este procedimiento con una alta tasa de repetición f_r , es posible obtener mediciones dinámicas en base a comparar las trazas.

2.4. Sensor distribuido de vibraciones basado en intensidad

Un sensor distribuido de vibraciones (DVS) utiliza el principio de ϕ -OTDR para detectar y localizar dinámicamente perturbaciones a lo largo de una fibra óptica, basando su detección en monitorear los cambios de intensidad de la señal RBS inducidos por las perturbaciones. Esto se logra interrogando la fibra óptica periódicamente, y comparando la intensidad entre trazas

ϕ -OTDR consecutivas.

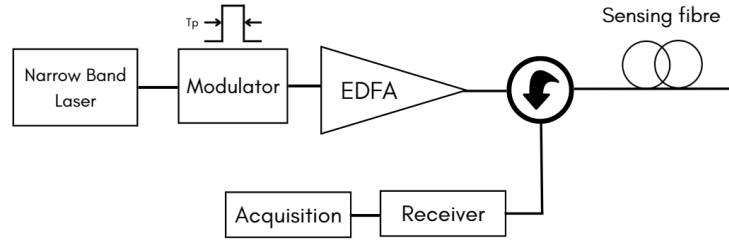


Figura 2.7: Esquema sensor DVS basado en la medición de la intensidad de una traza ϕ -OTDR [10].

En la figura 2.7 se presenta un esquema básico de un sensor DVS. El esquema consiste en un láser de alta coherencia que es modulado en forma de pulso para ser transmitido por la fibra a sensar, detectando la intensidad de su señal de RBS. Antes de ser transmitido, es amplificado con un amplificador de fibra dopado con erbio (EDFA) y, al retornar la señal RBS hacia el transmisor, es guiada por un circulador hacia un fotodetector para detectarla.

Este proceso de interrogación es periódico, obteniendo múltiples trazas ϕ -OTDR. La frecuencia de repetición del pulso de sensado esta limitada por la ecuación 2.3. Debido al comportamiento determinístico de las trazas, al sustraer dos trazas consecutivas, es posible concluir si la fibra óptica presenta perturbaciones, donde los tramos afectados presentan una diferencia de intensidad distinta de 0.

La principal limitación de este tipo de sensores radica en que detecta intensidad de la señal RBS, que como se explicó en la sección 2.3, tiene un comportamiento no lineal en función de los cambios de fase, limitando su aplicación a solo detectar y localizar las perturbaciones aplicadas, pero no permite medir sus parámetros.

2.5. Sensor acústico distribuido DAS

Este es un método de sensado con fibra óptica que, al igual que DVS, utiliza el principio de ϕ -OTDR. Sin embargo, difiere en que su objetivo es detectar la fase relativa de la señal de RBS entre dos puntos de la fibra óptica, enés de su intensidad. Esto resuelve el principal problema de tener una respuesta no lineal, ya que, como se vio en la sección 2.3, la fase tiene una respuesta lineal a las variaciones en el índice de refracción, como se explica en la ecuación 2.11. Lo anterior hace posible detectar una perturbación, recuperar su forma de onda y cuantificar su amplitud, fase y frecuencia.

La distancia que existe entre los puntos utilizados para diferenciar la fase, se denomina gauge

length y es necesario que este sea mayor a la resolución espacial para que las mediciones de fase sean independientes entre si. Por lo tanto, la resolución queda definida por el gauge length. Esto se explica en detalle en la sección 2.6.1.

Los sensores DAS se dividen en dos categorías de acuerdo al método que utilizan para diferenciar la fase, estas son: detección interferométrica y la detección coherente. En la detección interferométrica la diferenciación de fase se lleva a cabo en el dominio óptico previo a la detección. Mientras que en la detección coherente la diferenciación de fase se obtiene digitalmente, al procesar los datos.

En las siguientes secciones se presentan cuatro esquemas de sensores DAS que cuales utilizan distintas técnicas para transformar la fase absoluta en fase relativa. Los primeros dos esquemas utilizan detección interferométrica y los últimos dos utilizan detección coherente.

Uno de los desafíos al implementar estos sensores es que la fase detectada se encuentra limitada a los rangos de $[-\pi, \pi]$ debido a que se extrae la fase del término sinusoidal de la intensidad que posee una respuesta periódica. La fase real de la señal RBS puede estar fuera de estos rangos, produciendo que múltiples valores de fase entreguen una misma respuesta. Este problema se denomina envoltura de fase, en donde, para poder obtener la fase real es necesario aplicar un algoritmo de desenvoltura de fase. Este tópico se explica en mayor detalle en la sección 2.7.

2.5.1. Dual pulse

El sensor DAS dual pulse es un tipo de sensor ϕ -OTDR con detección interferométrica. Este consiste en transmitir dos pulsos ópticos con una leve diferencia en su tiempo de transmisión con el objetivo de mezclar señales de scattering de dos posiciones distintas de la fibra óptica y así, poder extraer la diferencia de fase entre ellas. En la figura 2.8 se presenta un esquema básico de este sensor.

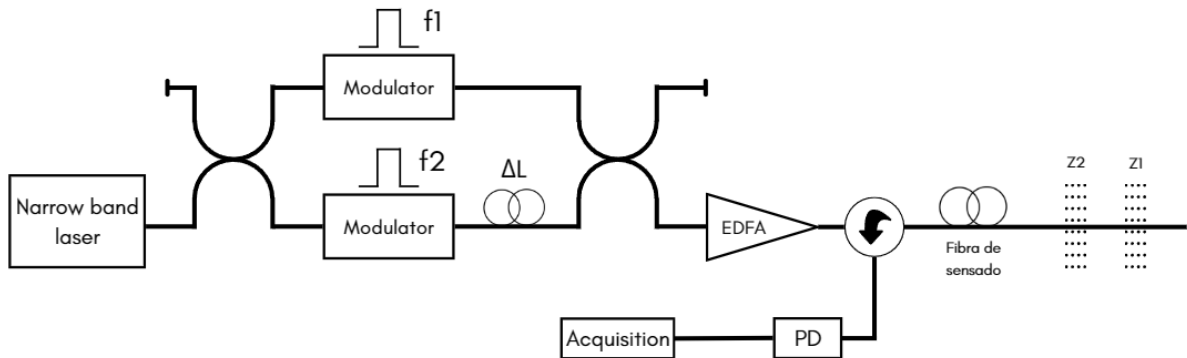


Figura 2.8: Esquema de sensor DAS dual pulse [10].

Este esquema utiliza un láser coherente que está dividido por un acoplador en dos tramos con un modulador electro-óptico (EOM) con el que se modula la luz para formar pulsos ópticos. A uno de los pulsos se le aplica un leve cambio de frecuencia para poder generar un término de frecuencia intermedia IF al mezclarse sus señales RBS. Luego de los EOM se juntan los tramos utilizando un acoplador. Para generar el retraso temporal entre los pulsos existe una diferencia de distancia ΔL entre los brazos del acoplador. Ambos pulsos son amplificados utilizando un EDFA y son propagados por la fibra de sensado. La señal RBS resultante es guiada con un circulador hacia un fotodetector que captura la intensidad de la superposición de las señales RBS de cada pulso. En la ecuación 2.15 [10] se presenta la respuesta del fotodetector.

$$I(z) = (E_1(z) + E_2(z))(E_1(z) + E_2(z))^* \quad (2.14)$$

$$I(z) = E_1(z)^2 + E_2(z)^2 + 2 \cdot E_1(z) \cdot E_2(z) \cdot \cos(2\pi|f_1 - f_2|t + \phi_1(z) - \phi_2(z)) \quad (2.15)$$

Donde $E_1(z)$ y $E_2(z)$ representa los campos eléctricos de la señal RBS producida por cada pulso en función de su posición z , f_1 y f_2 la frecuencia portadora de cada pulso, $\phi_1(z)$ y $\phi_2(z)$ la fase de la señal RBS producida por cada pulso.

En la ecuación 2.15 se observa que la intensidad detectada presenta 3 términos: los dos primeros, escalares, que no entregan información respecto a la fase relativa, y el termino sinusoidal de frecuencia intermedia $\Delta f = f_1 - f_2$, que contiene la diferencia de fase entre las señales RBS. Debido a esto se pueden filtrar las componentes DC, quedando solo el componente sinusoidal de interés.

$$I(z) = 2 \cdot E_1(z) \cdot E_2(z) \cdot \cos(2\pi|f_1 - f_2|t + \phi_1(z) - \phi_2(z)) \quad (2.16)$$

Al evaluar esta ecuación para cada posición de la fibra óptica, es posible extraer la fase diferencial necesaria para poder medir las perturbaciones distribuidas a lo largo de esta.

El gauge length de este sensor esta definido por el retraso temporal que existe entre los pulsos, ya que este define la distancia que existe entre los pulsos ópticos. En la ecuación 2.17 [10] se presenta la relación que existe entre el retraso temporal y el gauge length.

$$\Delta T_G = \frac{L_G}{2 \cdot c \cdot n} \quad (2.17)$$

Donde L_G representa el gauge length, ΔT_G el retraso temporal entre los pulsos, c es la velocidad de la luz y n el índice de refracción efectivo de la fibra.

2.5.2. Esquema interferométrico

El sensor DAS interferométrico es un tipo de sensor ϕ -OTDR con detección interferométrica. Este consiste en el envío de un pulso óptico a través de la fibra de sensado y dirigir la señal RBS resultante hacia un interferómetro Mach Zehnder con un desbalance entre sus brazos ΔL , generando un retraso temporal entre las señales RBS de sus caminos. De esta manera, es posible diferenciar la fase entre dos zonas distintas de la fibra óptica.

A diferencia del método Dual Pulse, aquí no se genera un término de frecuencia intermedia para poder demodular la fase diferencial, por lo cual, es necesario utilizar diversidad de fase para poder demodularla.

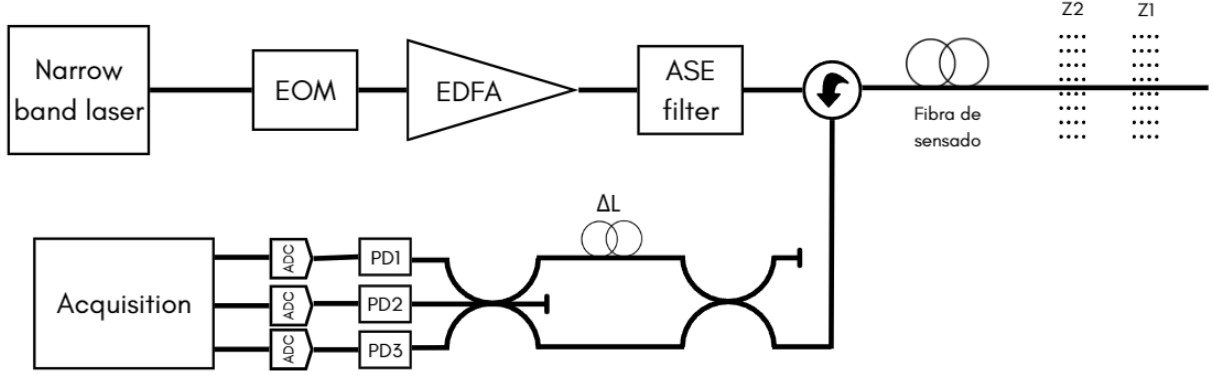


Figura 2.9: Esquema de sensor DAS con detección de fase interferométrica [10].

En la figura 2.9 se presenta un esquema básico de este método de detección. Este consiste en utilizar un láser de alta coherencia modulado en forma de pulso por un EOM y posteriormente amplificado con un EDFA antes de ser enviado por la fibra óptica de sensado. La señal RBS producida es guiada por un circulator hacia un interferómetro Mach Zehnder con un desbalance entre sus brazos de ΔL . Los brazos del interferómetro son mezclados usando un acoplador 3x3, detectando cada una de las tres salidas con un fotodetector, aplicando un desfase de 120° entre las salidas.

En el esquema 2.9, z_A y z_B son las regiones entre las que se produce la diferenciación de fase de la señal RBS. Estas se generan debido a la desbalance que existe en el largo de los brazos del interferómetro, lo que induce un desfase temporal entre ellos, produciendo que la señal RBS de cada brazo esté asociada a un punto distinto de la fibra óptica. Los campos electromagnéticos de cada región quedan expresados por las ecuaciones 2.18 y 2.19.

$$E_A = E_{0A} \cdot \exp[j(\omega t + \phi_A)] \quad (2.18)$$

$$E_B = E_{0B} \cdot \exp[j(\omega t + \phi_B)] \quad (2.19)$$

Donde ϕ_A y ϕ_B representan la fase de cada una de las zonas, y E_{0A} junto a E_{0B} las magnitudes de su campo eléctrico. Al mezclar ambas señales, se generan tres salidas en el acoplador 3x3 aplicando un desfase de 120° entre ellas. Dichas señales son adquiridas con fotodetectores, donde la intensidad detectada se presenta en las ecuaciones 2.20, 2.21 y 2.22 [10].

$$I_1 = E_{0A}^2 + E_{0B}^2 + 2E_{0A}E_{0B} \cdot \cos(\phi_A - \phi_B) \quad (2.20)$$

$$I_2 = E_{0A}^2 + E_{0B}^2 + 2E_{0A}E_{0B} \cdot \cos\left(\phi_A - \phi_B + \frac{2}{3}\pi\right) \quad (2.21)$$

$$I_3 = E_{0A}^2 + E_{0B}^2 + 2E_{0A}E_{0B} \cdot \cos\left(\phi_A - \phi_B - \frac{2}{3}\pi\right) \quad (2.22)$$

Donde, a diferencia de dual pulse, el término que contiene la información de fase relativa se encuentra en banda base, por lo que para demodular la fase diferencial, se utiliza diversidad de fase.

Aplicando las tres señales capturadas de las ecuaciones 2.20, 2.21 y 2.22, es posible construir señales en cuadratura. Para simplificarlas se reescriben las ecuaciones como las relaciones 2.23, 2.24 y 2.25 respectivamente.

$$S_A = M + K \sin(\phi) \quad (2.23)$$

$$S_B = M + K \sin(\phi - \frac{2}{3}\pi) \quad (2.24)$$

$$S_C = M + K \sin(\phi + \frac{2}{3}\pi) \quad (2.25)$$

$$(2.26)$$

Donde $M = E_{0A}^2 + E_{0B}^2$ es la componente DC y $K = 2E_{0A}E_{0B}$ es la amplitud de la senoide que contiene la información de fase. Usando las relaciones de las ecuaciones 2.27 y 2.28 se obtienen las señales en cuadratura.

$$S_I = -\frac{1}{2}S_A + S_B - \frac{1}{2}S_C \quad (2.27)$$

$$S_Q = -\frac{\sqrt{3}}{2}S_A + \frac{\sqrt{3}}{2}S_C \quad (2.28)$$

Una vez obtenidas las señales en cuadratura es posible extraer la fase relativa utilizando la función arcotangente, aplicando como argumentos la componente en cuadratura (Q) dividida en la componente en fase (I).

$$\phi(z) = \tan^{-1}\left(\frac{Q(z)}{I(z)}\right) \quad (2.29)$$

2.5.3. Sensor Das con detección coherente Heterodina

Este es un esquema de detección coherente que utiliza la detección heterodina para obtener la fase relativa entre la señal RBS y un oscilador local óptico (OLO) generado por el láser. En la figura 2.10 [10] se presenta un esquema de este tipo de sensores.

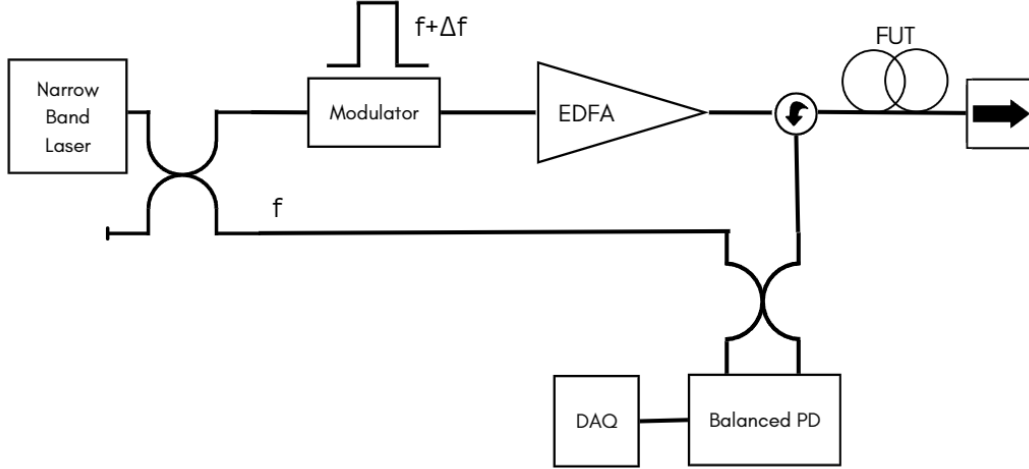


Figura 2.10: Esquema de sensor DAS con detección coherente heterodina. [10].

Este esquema consiste en un láser coherente que es dividido en dos tramos mediante un acoplador: un brazo retiene el láser para utilizarlo como oscilador local óptico (OLO) y el otro es modulado con un EOM para formar el pulso óptico y aplicarle un leve cambio de frecuencia Δf . El pulso es amplificado con un EDFA y es transmitido por la fibra de sensado. La señal RBS resultante es guiada por un circulator hacia un acoplador 2x2 donde se mezcla con el OLO, donde el campo eléctrico total corresponde a la suma de ambas señales. Las ecuaciones 2.30 y 2.31 representan los campos eléctricos del OLO y la señal RBS.

$$E_{OLO} = E_{OLO} \cdot \exp[j(\omega_0 t + \phi_{OLO}(t))] \quad (2.30)$$

$$E_R = E_R \cdot \exp[j((\omega_0 + \Delta\omega)t + \phi_R(t))] \quad (2.31)$$

Donde $\Delta\omega$ es el corrimiento en frecuencia que se le aplica al pulso de sensado, ϕ_{OLO} es la fase del oscilador local y ϕ_R la fase de la señal de RBS. Las dos salidas del acoplador son conectadas al fotodetector balanceado obteniendo las intensidades de las ecuaciones 2.32 y 2.33.

$$I_+ = \frac{1}{2} (E_{OLO}^2 + E_R^2 + 2E_{OLO} \cdot E_R \cdot \cos(\Delta\omega t + \Delta\phi(t))) \quad (2.32)$$

$$I_- = -\frac{1}{2} (E_{OLO}^2 + E_R^2 - 2E_{OLO} \cdot E_R \cdot \cos(\Delta\omega t + \Delta\phi(t))) \quad (2.33)$$

Donde el termino $\Delta\phi = \phi_R(t) - \phi_{OLO}(t)$ es la fase instantánea de la señal RBS, donde la intensidad total del fotodetector balanceado es la suma de estas, quedando la ecuación 2.34.

$$I(t) = 2 \cdot E_R \cdot E_{OLO} \cdot \cos(\Delta\omega t + \Delta\phi(t)) \quad (2.34)$$

Al utilizar el fotodetector balanceado, se logra filtrar la componente DC que no contiene información de fase necesaria para la detección, dejando solo el término de frecuencia intermedia IF.

Un detalle importante de la detección heterodina, es la sensibilidad de su respuesta al estado de polarización entre el OLO y la señal de RBS, donde en caso de ser ortogonal al realizar el batimiento de estas, su resultado es nulo generando puntos de desvanecimientos.

A diferencia de los esquemas anteriores, el sensor con detección heterodina entrega la fase instantánea de la señal RBS, donde la fase diferencial se obtiene digitalmente, por lo que es posible hacer variaciones en el gauge length sin la necesidad de tomar nuevas mediciones. La desventaja de este sensor radica en que requiere de una mayor tasa de muestreo en el conversor análogo a digital, debido a la alta frecuencia del termino sinusoidal IF.

2.5.4. Sensor Das con Detección coherente Homodina

Este es un sensor DAS que utiliza la detección coherente homodina para obtener la fase instantánea de la señal RBS. A diferencia de la detección heterodina, la frecuencia portadora del pulso óptico es la misma que la del OLO, por lo que no existe el término de frecuencia intermedia IF.

Debido a la ausencia del término IF, se usa diversidad de fase para poder producir señales en cuadratura, permitiendo separar las componentes de magnitud y fase con operaciones matemáticas simples. En la figura 2.11 se presenta un esquema básico de un sensor DAS con detección coherente homodina.

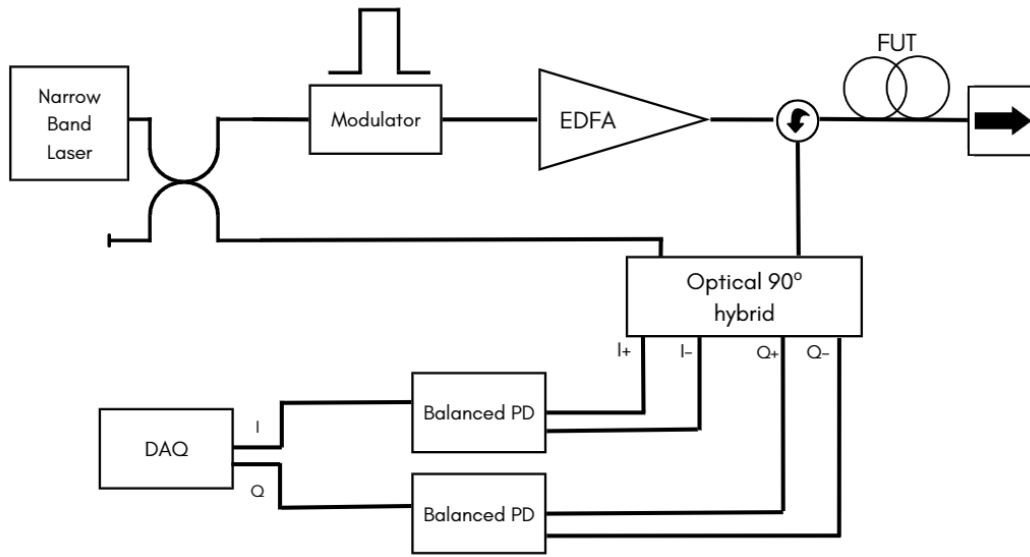


Figura 2.11: Esquema de sensor DAS con detección coherente homodina [10].

Este esquema utiliza un láser coherente que se divide en dos brazos con un acoplador: uno retiene la señal del láser para ser utilizada como oscilador local óptico (OLO), mientras que el otro camino se envía a un EOM, donde la luz es modulada en forma de pulso. Este pulso es amplificado con un amplificador óptico EDFA y es enviado por la fibra de sensado. A medida que se propaga por la fibra, se genera la señal RBS, la cual es guiada hacia una híbrida óptica de 90° con el circulator y en la otra entrada de la híbrida se conecta el OLO.

La híbrida óptica de 90° es un componente óptico pasivo que recibe dos señales de entrada y las mezcla, entregando 4 salidas iguales en magnitud pero con una diferencia de fase de 0°, 180°, 90° y 270°.

90° y 270°. El campo eléctrico del OLO y las señal RBS quedan expresado por las ecuaciones 2.35 y 2.36.

$$E_{OLO} = E_{OLO} \cdot \exp[j(\omega_0 t + \phi_{OLO}(t))] \quad (2.35)$$

$$E_R = E_R \cdot \exp[j(\omega_0 t + \phi_R(t))] \quad (2.36)$$

a diferencia del esquema DAS heterodino, los campos eléctricos presentan la misma frecuencia al mezclarse. El campo eléctrico resultante para cada salida de la híbrida presenta en las ecuaciones 2.37, 2.38, 2.39 y 2.40.

$$E_1 = E_R + E_{OLO} \quad (2.37)$$

$$E_2 = E_R + E_{OLO} \cdot \exp[j\pi] \quad (2.38)$$

$$E_3 = E_R + E_{OLO} \cdot \exp[j\frac{\pi}{2}] \quad (2.39)$$

$$E_4 = E_R + E_{OLO} \cdot \exp[j\frac{3\pi}{2}] \quad (2.40)$$

$$(2.41)$$

Se utilizan dos fotodetectores balanceados para generar el batimiento de las señales. Estos capturan la intensidad en cada una de sus entradas y las substraen 2.42, 2.43, 2.44 y 2.45 [13].

$$I_+ = \frac{1}{4}(E_{OLO}^2 + E_R^2 + 2E_{OLO}E_R \cos(\phi(t))) \quad (2.42)$$

$$I_- = \frac{1}{4}(E_{OLO}^2 + E_R^2 - 2E_{OLO}E_R \cos(\phi(t))) \quad (2.43)$$

$$Q_+ = \frac{1}{4}(E_{OLO}^2 + E_R^2 + 2E_{OLO}E_R \cos(\phi(t) + \frac{\pi}{2})) \quad (2.44)$$

$$Q_- = \frac{1}{4}(E_{OLO}^2 + E_R^2 - 2E_{OLO}E_R \cos(\phi(t) + \frac{\pi}{2})) \quad (2.45)$$

Al restar las intensidades en el par de fotodetectores se obtienen las señales en cuadratura I y Q.

$$I = I_+ - I_- \quad (2.46)$$

$$Q = Q_+ - Q_- \quad (2.47)$$

El uso de fotodetectores balanceados permite filtrar los términos de intensidad que no aportan información de la fase y mantiene el término sinusoidal que contiene la fase instantánea de la señal RBS, quedando las señales en cuadratura de la ecuación 2.48 y 2.49.

$$I = E_{OLO} \cdot E_R \cdot \cos(\phi(t)) \quad (2.48)$$

$$Q = E_{OLO} \cdot E_R \cdot \sin(\phi(t)) \quad (2.49)$$

Una vez se tiene el par de señales en cuadratura, se puede obtener la fase instantánea utilizando la operación arcotangente, teniendo como argumento la señal en cuadratura (Q) dividida en la señal en fase (I).

Al igual que el caso anterior, la detección homodina es sensible al estado de polarización (SOP) entre el OLO y la señal RBS, donde, en el caso que sus SOP sean ortogonales, se anula su intensidad, produciendo desvanecimientos en la traza. Existen alternativas para poder solucionar

esto, como el uso de una híbrida óptica con ocho salidas. Que permite obtener dos pares de señales en cuadratura con estados de polarización ortogonales entres ellas, asegurándose de que no compartan puntos de desvanecimientos por polarización. Con esto al obtener la fase diferencial, es posible complementar los resultados y eliminar los puntos de desvanecimientos.

Al igual que el esquema heterodino, el gauge length se selecciona al procesar los datos, por lo cual es posible modificarlo sin la necesidad de realizar nuevas mediciones.

Es importante indicar que este esquema es más complejo en el dominio óptico que el sensor con detección heterodina, requiriendo de más fotodetectores y una híbrida óptica, lo que incrementa significativamente el costo. Como ventaja es posible indicar que la señal RBS es detectada en banda base, por lo cual la tasa de muestreo del conversor análogo a digital es menor.

2.6. Señales en cuadratura y demodulacion IQ

El término de señales en cuadratura se basa en el comportamiento de números complejos, en donde una señal de dos dimensiones puede ser representada en un tiempo arbitrario t por un número complejo $X + jY$. Al expresar un número complejo en forma polar es posible separar sus componentes de magnitud y fase. El independizar la magnitud y fase de una señal es esencial en los procesos de modulación y demodulación de señales, simplificando su extracción a las relaciones matemáticas de las ecuaciones 2.50 y 2.51.

$$A = \sqrt{X^2 + Y^2} \quad (2.50)$$

$$\phi = \tan^{-1}(Y/X) \quad (2.51)$$

La demodulación IQ usa el concepto de señales en cuadratura donde, al generar un par de señales idénticas en magnitud y una diferencia de fase 90° constante entre ellas, es posible aplicar las relaciones matemáticas 2.50 y 2.51 para separar su magnitud y fase. A la señal en fase se le denomina $I(t)$ y a la señal desfasada o en cuadratura $Q(t)$.

$$A(t) = \sqrt{I(t)^2 + Q(t)^2} \quad (2.52)$$

$$\phi(t) = \tan^{-1}(Q(t)/I(t)) \quad (2.53)$$

Existen diversas formas de aplicar demodulación IQ que hacen uso de distintos métodos para obtener el par de señales $I(t)$ y $Q(t)$.

En este trabajo se utiliza un sensor DAS con detección coherente homodina, el cual utiliza una híbrida óptica de 90° para obtener las señales en cuadratura, este proceso se explico en detalle en la sección 2.5.4.

2.6.1. Efecto del gauge length en la diferenciación de fase

Al propagar una onda de luz por una fibra óptica, la fase absoluta de esta aumenta a medida que avanza debido al coeficiente de propagación β , donde la relación de fase teórica queda

expresada en la ecuación 2.54 [14].

$$\phi(z) = \beta \cdot z \quad (2.54)$$

$$\beta = \frac{2\pi \cdot n}{\lambda} \quad (2.55)$$

Donde z es la distancia de propagación y $\phi(z)$ la fase de la señal. De esta ecuación se puede concluir que, a medida que una señal óptica se propaga, su fase aumenta linealmente con una pendiente β . En caso de existir una perturbación en la fibra óptica, se altera su índice de refracción, cambiando la constante de propagación del área afectada.

Si se tiene una fibra óptica que es perturbada entre dos distancias arbitrarias z_1 y z_2 , siendo $z_2 - z_1$ mayor que su gauge length, la diferencia de fase se calcula con la ecuación 2.56.

$$\Delta\phi(z) = \phi_z - \phi_{(z-\Delta l)} \quad (2.56)$$

Considerando que se utiliza un gauge length de Δl , al sensar la fibra óptica con un pulso de luz, se obtiene el gráfico 2.12 de diferencia de fase en función del tiempo, adaptado de la referencia [15].

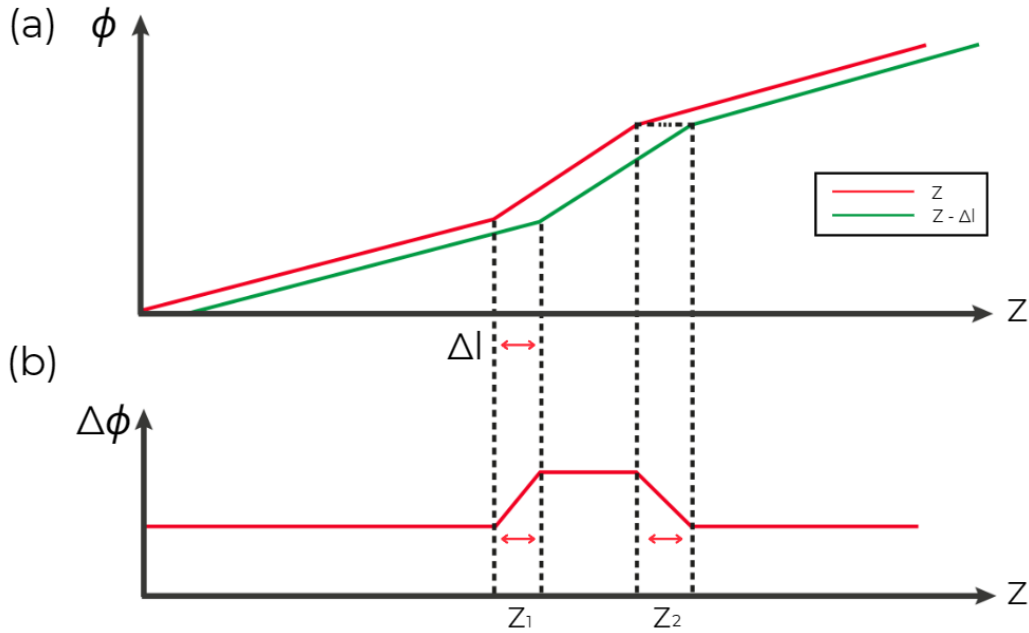


Figura 2.12: Gráficos de fase vs distancia del pulso óptico al propagarse por una fibra de sensado. (a) fase absoluta; (b) fase diferencial.

El gráfico rojo y verde representan la fase de la señal RBS para las dos posiciones a distinguir. Al propagarse el pulso óptico hay 4 escenarios distintos para calcular la diferencia de fase, reemplazando la ecuación 2.54 en la ecuación 2.56.

$$\Delta\phi(z) = \begin{cases} \beta \cdot z - \beta \cdot (z - \Delta l) & \in [(z \leq z_1) \vee (z \geq z_2 + \Delta l)], \\ \bar{\beta} \cdot z - \beta \cdot (z - \Delta l) & \in [z_1 < z < (z_1 + \Delta l)], \\ \bar{\beta} \cdot z - \bar{\beta} \cdot (z - \Delta l) & \in [(z_1 + \Delta l) < z < z_2], \\ \beta \cdot z - \bar{\beta} \cdot (z - \Delta l) & \in [z_2 < z < (z_2 + \Delta l)]. \end{cases} \quad (2.57)$$

Siendo β y $\bar{\beta}$ ($\beta < \bar{\beta}$) las constantes de propagación de la fibra óptica estable y perturbada respectivamente.

En el gráfico 2.12 se pueden observar los 4 escenarios descritos en la ecuación 2.57, donde existen dos intervalos con una diferencia de fase constante, producto de comparar dos puntos con la misma constante de propagación. En este caso particular, la diferencia de fase mínima se obtiene al comparar dos puntos dentro de la región estable, y la diferencia de fase máxima, al comparar dos puntos de la región perturbada. Existen dos intervalos en donde la diferencia de fase aumenta o disminuye linealmente, esto se debe a que la diferencia de fase se obtiene al comparar dos puntos con distintas constantes de propagación. Esto sucede al propagarse el pulso cerca de los límites z_1 y z_2 , donde se compara un punto de la región estable con uno de la región perturbada.

Por lo anterior, es posible inferir que, al detectar una perturbación con un sensor DAS, el largo de la región perturbada detectado presentara una longitud mayor, aumentando una distancia equivalente al gauge length.

$$\Delta z_s = \Delta z + \Delta l \quad (2.58)$$

Donde Δz es el largo real de la zona afectada por la perturbación, Δz_s es el largo detectado por el sensor y Δl es el gauge length.

2.7. Phase unwrapping

Uno de los principales desafíos que presenta al demodular la fase es que, la función $\tan^{-1}(\phi)$ de cuatro cuadrantes, tiene un recorrido limitado a $[-\pi, \pi]$ debido al comportamiento periódico que presentan las señales sinusoidales, donde para un valor de fase de $(\phi + k \cdot 2\pi)$, la respuesta de la función arcotangente es la misma. A este problema se le denomina envoltura de fase.

Para poder obtener la señal de fase original es necesario implementar un algoritmo de desenvoltura de fase (Phase unwrapping), que tiene como objetivo corregir los puntos de discontinuidad en la detección, sumando o sustrayendo 2π para compensar el salto de fase. En la figura 2.13 se muestra un ejemplo que ilustra como funciona un algoritmo de phase unwrapping, corrigiendo la fase detectada.

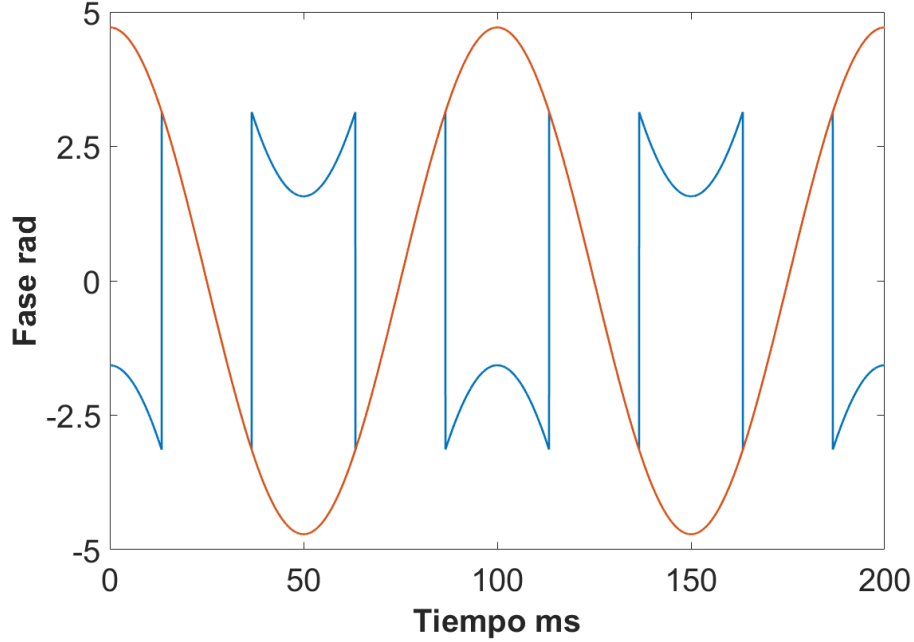


Figura 2.13: Ejemplo de phase unwrapping con una señal de fase sinusoidal. Línea azul: Fase envuelta; Línea naranja: Fase real.

En la ecuación 2.59 se muestra el principio básico de funcionamiento de un algoritmo de phase unwrapping, presentada en [6] .

$$\phi_{uw}(z) = \varphi(z) + 2\pi m(z) \quad (2.59)$$

Debido a que en este trabajo se utilizan ondas ópticas, es más intuitivo definir z como la distancia propagada por una señal de fase donde, para una posición arbitraria z , la variable $\phi(z)$ representa la fase real, φ la fase envuelta y $m(z)$ el factor de corrección que se debe aplicar a cada punto.

El algoritmo de phase unwrapping utilizado determina el criterio mediante el cual se selecciona el coeficiente de corrección $m(z) \in \mathbb{Z}$.

2.7.1. Matlab unwrap

El software MATLAB cuenta con un algoritmo básico de phase unwrapping [16], el cual, consiste en recibir como entrada una señal de fase envuelta y, al detectar un cambio de fase superior a 2π entre mediciones consecutivas, corrige esto agregando o sustrayendo $\pm 2\pi$ al valor de la fase.

Este es uno de los algoritmos más básicos de phase unwrapping, cuya mayor desventaja es su alta sensibilidad al ruido, lo que puede provocar errores en el coeficiente de corrección obteniendo falsos saltos de fase. Existen otros algoritmos más complejos que entregan una inmunidad mucho mayor al ruido, pero a cambio, requieren más poder computacional para aplicarlos.

2.7.2. TIE unwrap

Este es un método de phase unwrapping 2D, pues utiliza ambas dimensiones en un mapa de fase para calcular el coeficiente de corrección $m(t)$ de la ecuación 2.59. Este algoritmo se basa en solucionar la ecuación de transporte de intensidad (TIE) que relaciona la fase de la señal con los cambios de intensidad inducidos por la propagación. La TIE es representada con la siguiente ecuación diferencial 2.60 [17].

$$\frac{\delta I(x, y, z)}{\delta z} = -\frac{\lambda}{2\pi} \nabla^2 \varphi(x, y) \quad (2.60)$$

Donde λ es la longitud de onda de la señal, $I(x, y, z)$ es la distribución de intensidad en el plano ubicado a una distancia z en la dirección de propagación, ∇ es el vector gradiente, $\varphi(x, y)$ es la fase envuelta de la señal y $\frac{\delta I(x)}{\delta z}$ es conocido como la derivada axial de la intensidad.

Si se utiliza el método de mínimos cuadrados para obtener el error producido al calcular el coeficiente de corrección $m(z)$, este proceso puede ser representado con la siguiente ecuación de Poisson 2.61 [18].

$$\frac{\delta \phi(x, y)}{\delta x^2} + \frac{\delta \phi(x, y)}{\delta y^2} = \nabla^2 \varphi(x, y) \quad (2.61)$$

La variable ϕ representa la fase real, φ la fase envuelta y ∇ el vector de gradiente. La solución de esta ecuación permite obtener la fase real de la señal considerando las variaciones que se producen en un plano de fase (x,y) [6].

Reemplazando la ecuación 2.60 en la ecuación 2.61 se puede obtener la fase real de la señal en función de la derivada axial de la intensidad para una posición de propagación arbitraria z .

$$\frac{\delta \phi(x, y)}{\delta x^2} + \frac{\delta \phi(x, y)}{\delta y^2} = -\frac{2\pi}{\lambda} \frac{\delta I(x, y, z)}{\delta z} \quad (2.62)$$

En esta tesis se utiliza el método de phase unwrapping presentado en la referencia [18], el cual busca reconstruir la fase real de la señal utilizando su derivada axial de intensidad. Se utiliza la ecuación de la referencia [19] que presenta una evaluación analítica de la derivada axial de la intensidad que logra la fase real en función de la fase envuelta, esta relación se presenta en la ecuación 2.63.

$$\frac{\delta I(x, y, z)}{\delta z} = \text{Im}[e^{-j\varphi(x,y)} \nabla^2 e^{j\varphi(x,y)}] \quad (2.63)$$

Luego, con la ecuación 2.63 se resuelve la ecuación 2.62, despejando la fase real de la señal en función de la distancia de propagación.

$$\frac{\delta \phi(x, y)}{\delta x^2} + \frac{\delta \phi(x, y)}{\delta y^2} = \text{Im}[e^{-j\varphi(x,y)} \nabla^2 e^{j\varphi(x,y)}] \quad (2.64)$$

En el trabajo de la referencia [18] utilizan la transformada discreta del coseno para despejar la fase real de la ecuación 2.64, obteniendo la ecuación 2.65.

$$\phi(x, y) = IDCT \left[\frac{DCT(Im(e^{-j\varphi(x,y)} \cdot \nabla^2 e^{j\varphi(x,y)}))}{2(Cos(\pi \frac{x}{M}) + Cos(\pi \frac{y}{N}) - 2)} \right] \quad (2.65)$$

Donde DCT y $IDCT$ representan la transformada discreta del coseno y su inversa respectivamente, y los coeficientes M y N son las dimensiones del mapa de fase para las coordenadas (x, y) .

Cabe destacar que, la ecuación 2.64 entrega la fase real del mapa de fase de la señal para una distancia z arbitraria, donde este método, además, tiene un algoritmo iterativo que compara los mapas de fase de planos adyacentes calculando el coeficiente $m(z)$ de la ecuación 2.59.

Considerando posiciones de z discretas $z \in [1, 2, 3, 4, \dots, i]$, ϕ_i y m_i son el mapa de fase real y el coeficiente de corrección en la posición i respectivamente, el algoritmo funciona con los siguientes pasos [18]:

1. Ingresar la fase original envuelta.
2. Resolver la ecuación 2.64 estimando el valor de la fase real ϕ_1 .
3. Calcular el primer coeficiente de corrección $m_1 = round(\frac{\phi_1 - \varphi_1}{2\pi})$
4. Se estima el valor de ϕ_2 usando k_1 ($\phi_2 = \varphi + m_1 \cdot 2\pi$)
5. Calcular el error residual ξ entre ϕ_1 y ϕ_2 .
6. Resolver la ecuación 2.64 reemplazando φ por ξ obteniendo la fase corregida ϕ_c .
7. Actualizar el valor de ϕ_1 utilizando $\phi_1 = \phi_1 + \phi_c$.
8. Calcular $m_2 = round(\frac{\phi_1 - \varphi_1}{2\pi})$.
9. Actualizar $\phi_2 = \phi_2 + m_2 \cdot 2\pi$.
10. Si se cumple que $|m_1 - m_2| > 0$ actualizar el valor de $k_1 = k_2$, repitiendo los pasos del 5 al 10. En caso de no cumplirse continuar al paso 11.
11. Entregar el valor final de ϕ_2 .

Este algoritmo es mucho más robusto al ruido, logrando desenvolver exitosamente el mapa de fase de una señal con altos niveles de ruido. Pero debido a la complejidad de su algoritmo iterativo, requiere un poder computacional mucho mayor en comparación con el algoritmo básico de MATLAB, donde, en el caso de este trabajo donde se ha utilizado el mismo computador para procesarlos, el algoritmo iterativo basado en la TIE demora horas en desenvolver la fase de una traza ϕ -OTDR mientras que el de MATLAB sólo segundos.

3 | Implementación y diseño de un sensor acústico distribuido con detección coherente homodina

En este capítulo se presenta el diseño e implementación experimental realizada de un sensor acústico distribuido con detección coherente homodina con el fin de demodular la fase óptica de la señal RBS y, en base a esta, detectar y medir perturbaciones acústicas en forma de vibraciones mecánicas aplicadas a la fibra. El esquema experimental se divide en 2 módulos: el generador de pulsos ópticos y la extracción de fase óptica. Ambos módulos serán probados prácticamente, realizando pruebas experimentales para caracterizar su comportamiento.

Primero, se implementa un sensor distribuido de vibraciones DVS con el objetivo de evaluar el nivel de ruido óptico continuo introducido a la fibra óptica, midiendo la relación señal a ruido (SNR) estática y dinámica de las trazas ϕ -OTDR detectadas, además de calcular la correlación temporal entre trazas para evaluar su estabilidad temporal. Posteriormente se realizan mediciones dinámicas de perturbaciones con este esquema para validar la detección del sensor DVS.

Luego, se procede a caracterizar la híbrida óptica utilizada para generar el par de señales en cuadratura. En primera instancia, se hace utilizando un láser óptico y un modulador electro-óptico de fase con el objetivo de demodular la diferencia de fase inducida por el modulador a partir de las señales en cuadratura detectadas.

Para finalizar, se combinan los módulos ya descritos para implementar el sensor DAS con detección coherente homodina, realizando mediciones estáticas de trazas para evaluar su estabilidad temporal.

3.1. Generación del pulso óptico

En el diseño del generador de pulsos ópticos, se decide utilizar 2 moduladores EOM en cascada para poder maximizar la tasa de extinción del pulso. Cada EOM aporta una tasa de extinción de hasta 40dB y, al colocarlos en cascada, es posible obtener hasta 80dB. Esto ayuda a minimizar la cantidad de potencia continua que se transmite por la fibra de sensado.

3.1.1. Tasa de extinción y su efecto en la relación señal a ruido

El pulso óptico generado por el modulador no es ideal, ya que su tasa de extinción es finita, lo que implica que posee un nivel de potencia continua residual que no es despreciable. La tasa de extinción de un pulso corresponde a la proporción que existe entre los dos niveles de potencia de encendido (ON) y apagado (OFF).

$$ER = \frac{P_{on}}{P_{off}} \quad (3.1)$$

ER es la tasa de extinción, P_{on} y P_{off} representan la potencia en los dos estados del pulso. Estos niveles de potencia se ilustra en la figura 3.1.

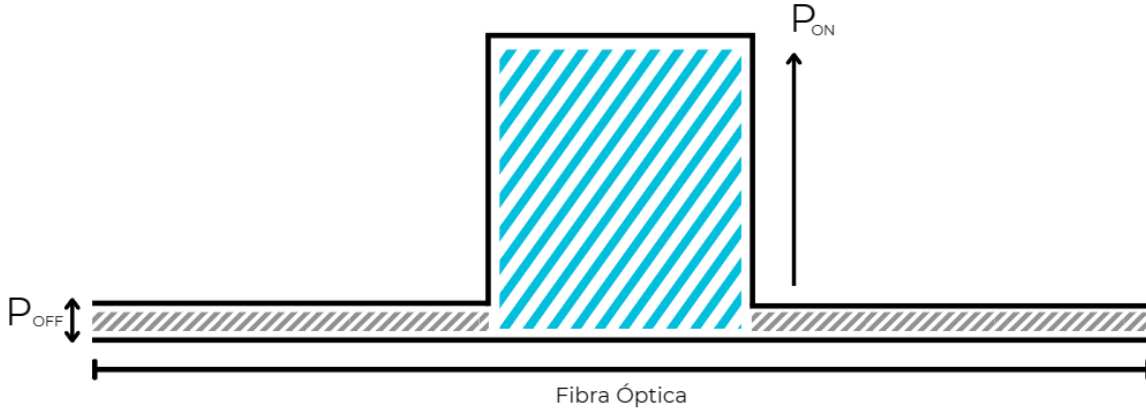


Figura 3.1: Esquema ilustrativo de un pulso óptico con una tasa de extinción finita [1].

La tasa de extinción tiene un impacto directo en la relación señal a ruido de una traza ϕ -OTDR. Debido a que el ruido óptico introducido por la potencia P_{off} , produce una señal RBS con la misma frecuencia que el pulso de sensado. Esta señal continua se suma coherentemente con la señal RBS de la medición, produciendo interferencias asociadas a posiciones aleatorias en la fibra óptica, traduciéndose en ruido óptico, el cual al tener la misma frecuencia que la señal RBS, no es posible filtrarla.

Aunque la tasa de extinción sea alta, se debe considerar que el ancho del pulso en comparación con el largo de la fibra óptica es varios ordenes de magnitud menor. Por lo tanto, al integrar la potencia de la señal RBS continua, esta no es despreciable, deteriorando la SNR en la banda de frecuencia de interés. Esta relación se presenta en la ecuación 3.2 [1].

$$SNR_{estática} \propto \sqrt{ER(L_{pulso}/L_{FUT})} \quad (3.2)$$

Donde L_{pulso} es la región espacial que ocupa el pulso en la fibra óptica y L_{FUT} es el largo de la fibra óptica de sensado.

3.1.2. Modulador electro-óptico

Un modulador electro-óptico es una componente óptica activa que recibe como entrada una fuente de luz y entrega como salida la fuente de luz modulada. Para definir las características de la modulación, se utiliza una señal eléctrica que modifica y controla las propiedades de la onda óptica en función de su voltaje. Para formar los pulsos ópticos, se alimenta el EOM con un tren de pulsos ópticos con un periodo de repetición limitado por la frecuencia máxima de f_r del sensor y el ancho del pulso definiendo la resolución espacial del sensor.

El modelo de EOM utilizado es el MXER-LN-10 [2]. Este componente tiene dos puertos eléctricos para controlar la modulación: el puerto RF, que define la forma de onda de la modulación, y el puerto DC, que recibe un voltaje constante V_{bias} que agrega un offset al punto de operación del EOM, con el cual es posible ajustarlo manualmente. La tasa de extinción en función del voltaje se presenta en la figura 3.2 [2].

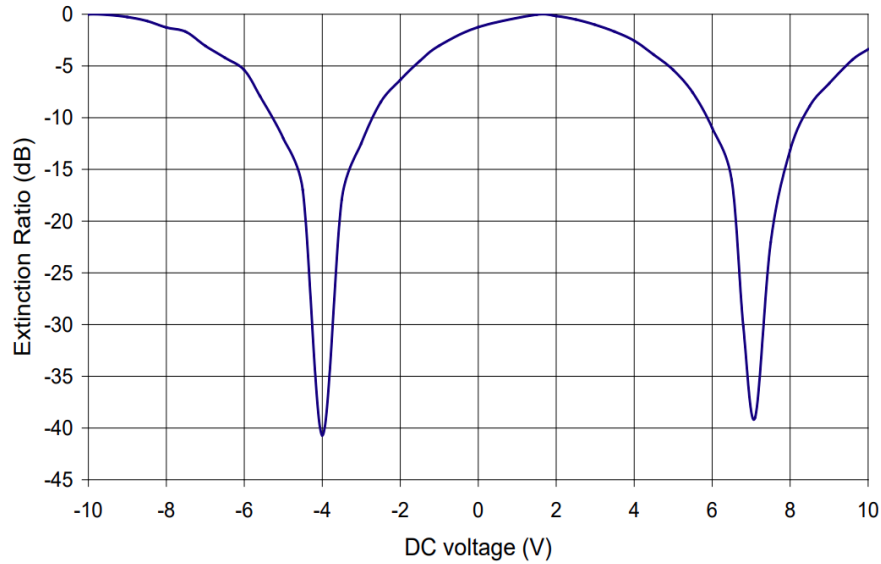


Figura 3.2: Respuesta de tasa de extinción en función del voltaje [2].

El voltaje DC representa la suma del voltaje RF más el voltaje V_{bias} . El voltaje de offset es necesario para ajustar el punto de operación debido a que la respuesta de la tasa de extinción en función del voltaje es sensible a los cambios de temperatura del componente, produciendo que el gráfico se desplace.

Para maximizar la tasa de extinción del pulso, es necesario aumentar la diferencia de atenuación entre la potencia del pulso en sus niveles P_{on} y P_{off} . Para lograr esto, se eligen los valores de la señal RF para que la amplitud de los pulsos sea igual a la diferencia de voltaje entre los puntos de máxima y mínima ER. Después, se modifica el voltaje V_{bias} manualmente hasta encontrar al punto de operación que maximiza la potencia del pulso. En la figura 3.3 se ilustra la respuesta del EOM al maximizar su ER.

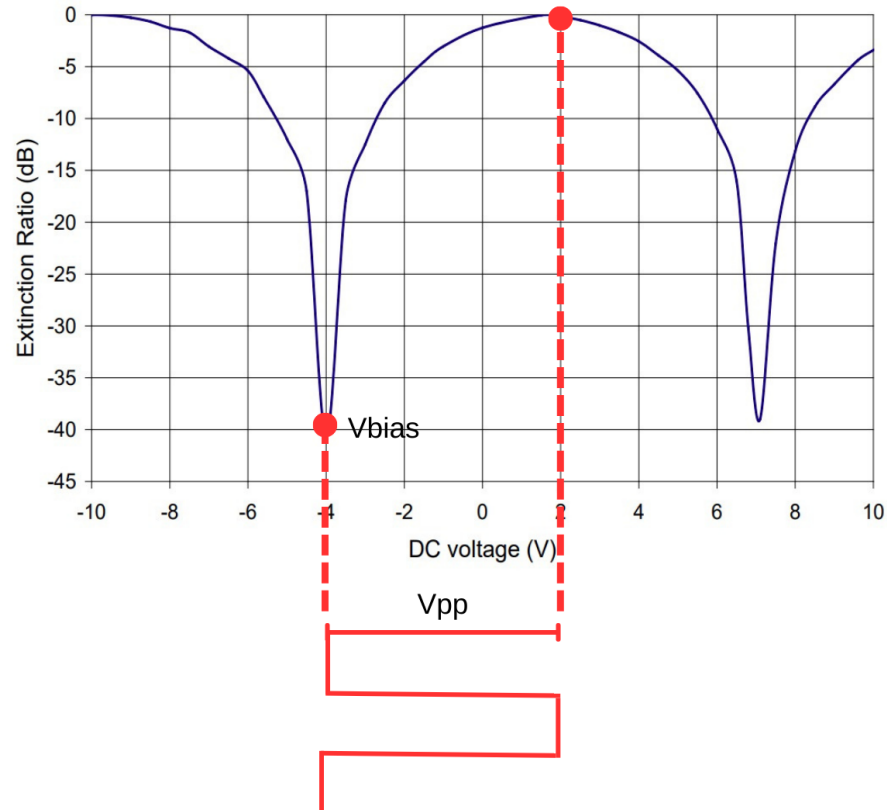


Figura 3.3: Tasa de extinción en función del voltaje V_{DC} [2].

La línea roja representa la suma del voltaje RF y el V_{bias} , calibrados para trabajar en el punto de operación de máxima ER. Al modular la luz con un tren de pulsos, este funciona como una ventana de filtrado en donde la luz que se encuentra fuera de la ventana, es atenuada en 40 dB y al conectar dos EOM en cascada, es posible superponer estas ventanas obteniendo una tasa de extinción máxima de 80 dB.

Debido a que los EOM son sensibles a los cambios de temperatura, es necesario ajustar el V_{bias} antes de realizar una medición, para así asegurarse de que se encuentre en el punto de operación de mayor ER.

3.1.3. Configuración experimental del esquema de generación de pulsos ópticos

En la figura 3.4 se presenta el esquema experimental utilizado para formar los pulsos ópticos de sensado.

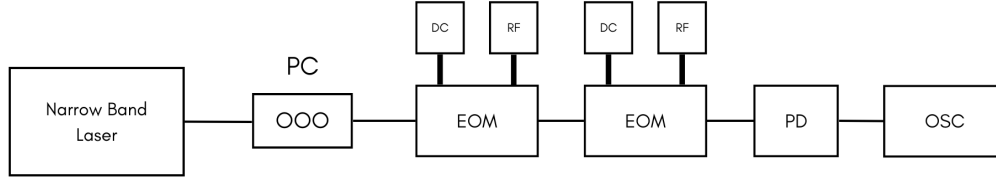


Figura 3.4: Esquema de generación de pulsos ópticos. PC: Controlador de polarización; EOM: Modulador electro-óptico; DC: Fuente de voltaje continuo; WG: Generador de señales; PD: fotodetector; OSC: osciloscopio.

El esquema utiliza un láser coherente que es modulado por dos EOM en cascada para formar el pulso de sensado. Debido a que los EOM son sensibles al estado de polarización de la señal de entrada, se coloca un controlador de polarización (PC) entre estos y el láser. El pulso óptico resultante es detectado usando un fotodetector y luego digitalizado usando un osciloscopio.

La modulación de los EOM se controla usando dos canales de un generador de señales que se conectan a los puertos RF de los EOM. Cada canal envía un tren de pulsos con un voltaje peak to peak de 7V, que es el valor recomendado por el datasheet. Además, es necesario sincronizar las señales RF para lograr superponer sus ventanas de modulación que, en caso de no coincidir, pueden eliminar o acortar la duración del pulso óptico.

Las señales RF inicialmente se encuentran desincronizadas porque existe un desfase aleatorio entre los canales del generador de señales, junto a un desfase temporal inducido por tramo de fibra entre los EOM. Para compensar lo anterior, se ajusta manualmente la fase del canal dos hasta que se sincronicen. Para esto, Se monitoria la señal detectada en el osciloscopio y se varia su fase manualmente hasta observar que la forma de onda del pulso sea adecuada.

Para ajustar el punto de operación de los EOM, se utilizan dos fuentes de voltaje continuo, las cuales son conectadas a los puertos DC de los EOM. Se visualiza el pulso detectado en el osciloscopio, y se varia el voltaje DC hasta maximizar su potencia.

En la figura 3.5 se presenta el pulso óptico estándar que es utilizado en la mayoría de las pruebas experimentales del sensor. Se utiliza un láser coherente centrado en una longitud de onda de 1550.12 nm, generando un pulso óptico de 100 ns de duración, lo que equivale a una resolución espacial de 10 m, además se escoge un periodo de repetición 60 μ s. La configuración del tren de pulsos se elige específicamente para sensar la fibra óptica utilizada en los experimentos de un largo aproximado de 5.6Km.

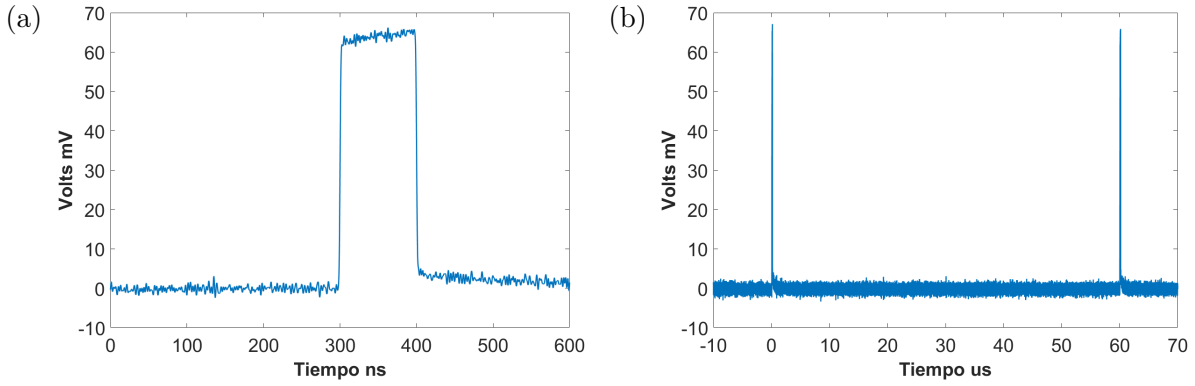


Figura 3.5: Pulso óptico generado con el esquema experimental de la figura 3.4. a) pulso óptico detectado; b) Relación entre el ancho del pulso óptico y su periodo de repetición.

3.2. Implementación de sensor distribuido de vibraciones DVS

3.2.1. Configuración experimental

En la figura 3.6 se presenta el esquema experimental del sensor DVS implementado en el laboratorio.

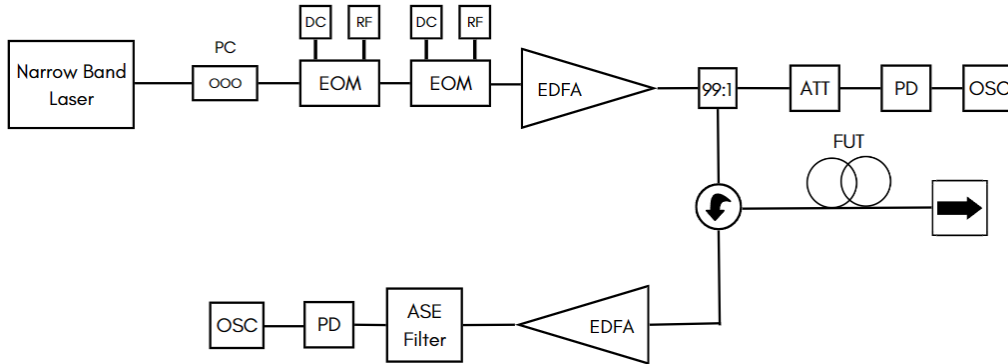


Figura 3.6: Esquema DVS

Este esquema utiliza el módulo de la sección anterior. El pulso óptico generado es usado para sensar una fibra óptica y detectar la señal RBS producida.

Para la etapa de detección, se agrega un EDFA que se encarga de amplificar el pulso de sensado, ajustando su corriente hasta que la potencia peak del pulso sea de 20 dBm, que corresponde al límite antes de que se produzcan efectos no lineales en la propagación, como la inestabilidad de modulación. Para monitorear el pulso de sensado se utiliza un acoplador 99:1, donde el camino de menor potencia es conectado a un fotodetector y visualizado en el osciloscopio. Mientras que, el camino de mayor potencia es enviado por la fibra de sensado donde la señal RBS producida es guiada por un circulador hacia otro EDFA para amplificar la señal RBS. Posterior a eso, se

agrega un filtro pasabandas centrado en 1550.12nm para filtrar el ruido de emisión espontánea amplificada (ASE) intrínseco de los amplificadores EDFA. Finalmente, la señal es detectada por un fotodetector y digitalizada con el osciloscopio obteniendo una medición de traza ϕ -OTDR.

Primero, se caracteriza cada uno de los componentes del esquema por separado usando un láser y un medidor de potencia, calculando las pérdidas de inserción que genera cada uno, con el objetivo de estimar la potencia de entrada de cada componente en el esquema, comprobando que estén dentro de sus límites de operación. También es necesario caracterizar el coeficiente de conversión del fotodetector, que puede variar ligeramente al valor entregado por su datasheet.

El proceso de caracterización del fotodetector consiste en, mediante el uso de un láser continuo, registrar los valores de potencia y voltaje hasta alcanzar la saturación del mismo, comenzando con potencias muy bajas, las que se van incrementando gradualmente hasta el punto de saturación. El fotodetector utilizado para monitorear el pulso tiene un factor de conversión de 4905 V/W y su punto de saturación es de -3.95 dBm.

En el tramo de monitoreo del pulso, es necesario asegurarse de que la potencia no sature el fotodetector, por lo que se debe cumplir el balance de potencia de la ecuación 3.3.

$$P_{sat} \geq P_{pulso} - P_{split} \quad (3.3)$$

Donde P_{sat} es la potencia de saturación del fotodetector, P_{pulso} es la potencia peak del pulso y P_{split} es la atenuación del acoplador. Caracterizando el acoplador se obtiene una atenuación de 20.89 dB, potencia del pulso de 20 dBm y potencia de saturación de -3.95 dBm. Reemplazando estos valores en el balance de potencia se obtiene la siguiente inecuación:

$$-3.95dBm \geq 20dBm - 20.89dB \quad (3.4)$$

$$(3.5)$$

Ya que no se cumple la inecuación, el fotodetector está saturado. Frente a esto, se procede a colocar un atenuador fijo de 20 dB para así estar lejos de la potencia de saturación, teniendo un margen de 16.94 dB. En la ecuación 3.6 se presenta la potencia del pulso en función del voltaje detectado por el fotodetector.

$$P_{pulso} \text{ dBm} = 10\log_{10}\left(\frac{V_{osc}}{4905 \cdot 1mW}\right) + 40.89dB \quad (3.6)$$

Siendo V_{osc} el voltaje detectado por el fotodetector. Al localizar un voltaje de 40.66mV, la potencia óptica del pulso es igual a 20dBm, que es el nivel de potencia empleado para transmitir el pulso de sensado.

3.2.2. Estabilidad de las trazas ϕ -OTDR

Se lleva a cabo la medición de 2048 trazas ϕ -OTDR consecutivas, usando el esquema previamente explicado para una fibra óptica estable.

Para minimizar el ruido ASE, se aplica la máxima potencia posible del láser (14.5 dBm). Debido a que el ancho de banda del pulso de sensado es de 10MHz y el ancho de banda de detección del

fotodetector es de 500MHz, se configura el osciloscopio para utilizar un filtro pasabajo análogo interno con la frecuencia de corte mínima de 200MHz, y se ajusta la tasa de muestreo a 1 GHz. En la figura 3.7 se muestra una traza ϕ -OTDR obtenida con esta configuración.

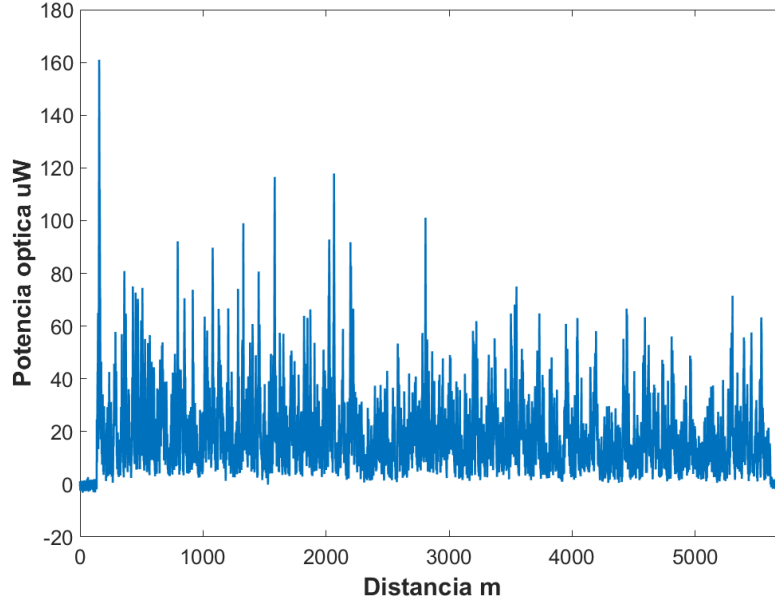


Figura 3.7: Traza DVS obtenida experimentalmente utilizando un pulso de resolución espacial de 10 m, en una fibra de 5.5 km.

Con el fin de verificar la calidad de las trazas se calcula la SNR estática utilizando los últimos metros de la fibra óptica donde, debido al coeficiente de atenuación la SNR es más baja. La ecuación 3.7 relaciona la potencia promedio en los últimos metros de la traza con su desviación estándar.

$$SNR_{estatica} = 10\log_{10}(P_{EOF}/\sigma_{noise}) \quad (3.7)$$

P_{EOF} representa la potencia promedio al final de la fibra y σ_{noise} la desviación estándar del ruido. En la figura 3.8 se presentan los intervalos de la fibra óptica utilizados para calcular la potencia promedio y la varianza del ruido, con los que se realiza el calculo de la SNR estática al final de la fibra de sensado.

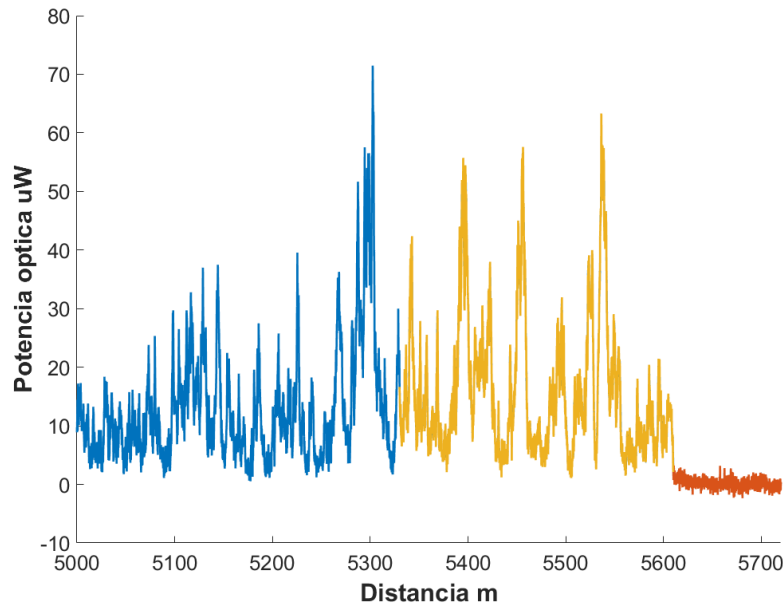


Figura 3.8: Últimos metros de la traza ϕ -OTDR. Ventana amarilla: Potencia promedio EOF; Ventana roja: Cálculo de la varianza del ruido; Ventana azul: Intervalo de la traza no utilizado.

En el gráfico, el intervalo para calcular la potencia promedio es representado por la línea amarilla. Para medir el ruido, se utiliza el intervalo después de la traza, ya que la señal capturada representa el ruido óptico producto de la potencia continua del pulso y el ruido del fotodetector. Se calcula la SNR estática para las 2048 trazas detectadas cuyos resultados se muestran en la tabla 3.1

SNR min	SNR max	SNR avg
11.3778 dB	13.7493 dB	12.7911 dB

Tabla 3.1: Tabla de SNR estática, en donde se presentan los valores máximos, mínimos y el promedio entre las 2048 mediciones.

Los resultados muestran que las trazas tienen una SNR estática bastante alta, lo que indica que la intensidad de la señal RBS es mucho mayor que el ruido óptico presente en la medición.

Se lleva a cabo una segunda prueba para probar la estabilidad temporal entre trazas, graficando 100 trazas consecutivas superpuestas, como se muestra en la figura 3.9.

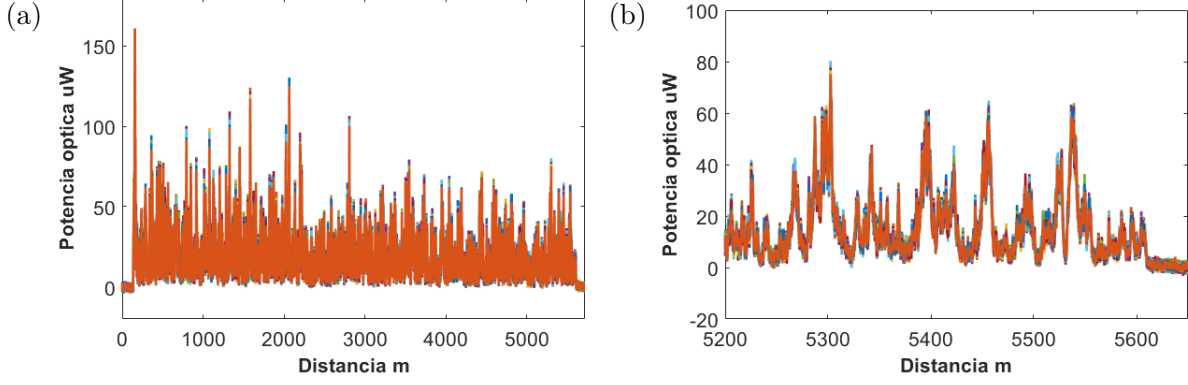


Figura 3.9: Superposición de 100 trazas ϕ -OTDR

Es posible observar que las trazas se superponen casi perfectamente y varían muy poco entre mediciones, indicando que son estables en el tiempo. Para corroborar esto, se calcula la correlación entre las 2048 trazas, teniendo como referencia la traza inicial de la figura 3.7, en el gráfico de la figura 3.10 se muestra la correlación de cada medición.

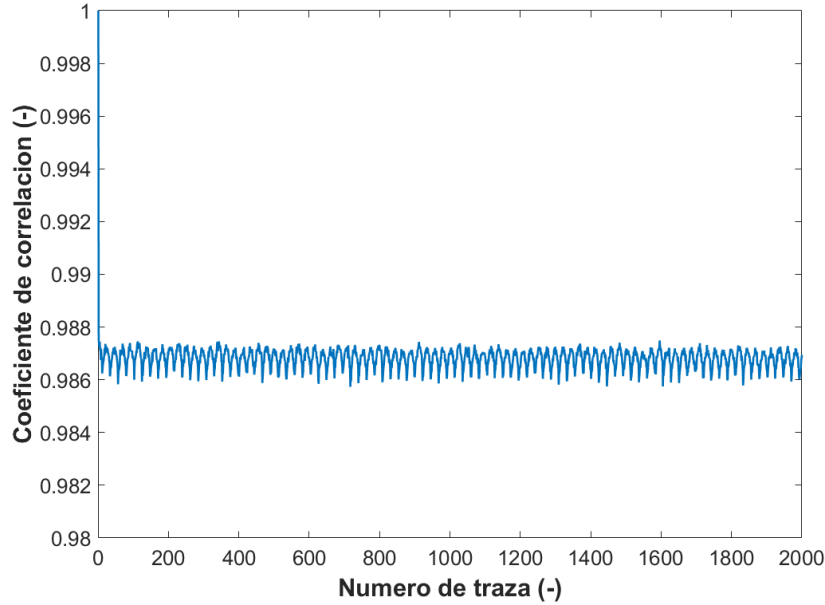


Figura 3.10: Gráfico de correlación entre las 2048 mediciones consecutivas, utilizando la primera traza como referencia.

Se puede observar que el coeficiente de correlación es siempre superior a 0.986, lo que muestra una correlación muy alta entre las trazas, verificando su estabilidad temporal. Para cuantificar esto, se calcula la SNR dinámica de las traza, que se obtiene calculando la potencia promedio y la varianza para cada posición de las 2048 trazas.

$$SNR_{dinamica}(z) = 10\log_{10}(P_{RBS}(z)/\sigma_{noise}(z)) \quad (3.8)$$

Donde $P_{RBS}(z)$ es la potencia promedio y $\sigma_{noise}(z)$ es la desviación estándar entre trazas en

para cada posición z . En el gráfico 3.11 se presenta la SNR dinámica de las trazas en función de su posición.

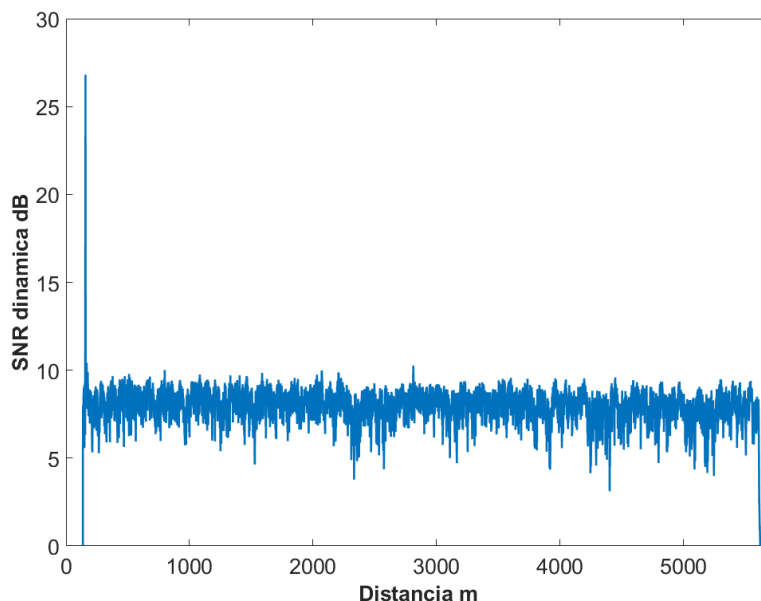


Figura 3.11: Gráfico de SNR dinámica en función de la posición, al utilizar los datos de las 2048 trazas consecutivas.

En el gráfico se puede ver que se obtiene una SNR dinámica entre 5 dB y 10 dB para cada posición, que es suficientemente bueno para poder realizar las mediciones de perturbaciones. También se puede apreciar que al comienzo de la traza hay un punto con una SNR muy alta, pero esto se debe a la reflexión que produce el conector al comienzo de la fibra de sensado.

3.2.3. Pruebas experimentales de sensado de vibraciones

Una vez se optimiza el sensor DVS se procede a comprobar su capacidad de detección, aplicando perturbaciones en forma de vibraciones a la fibra de sensado. Para ello se enrollan los últimos 70m de la fibra de sensado en un tubo de aluminio y se coloca sobre un parlante subwoofer. Este es alimentado por un generador de señales que define la forma de onda, frecuencia y amplitud de la vibración.

Al principio, se aplica una vibración sinusoidal de frecuencia 100 Hz y un voltaje peak to peak de 2V. Con el osciloscopio se capturan 2048 trazas ϕ -OTDR consecutivas y se analiza la evolución temporal de la intensidad entre las mediciones. En el gráfico 3.12 se presentan las 100 primeras mediciones de trazas ϕ -OTDR superpuestas.

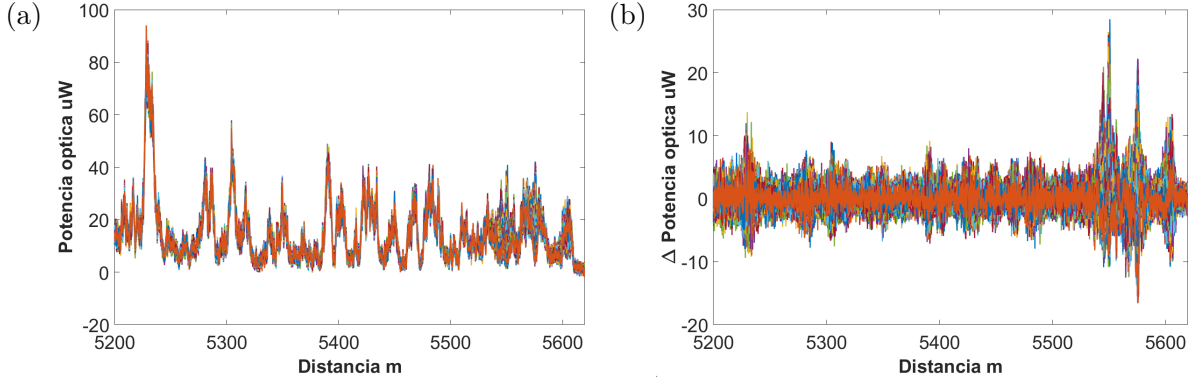


Figura 3.12: Medición de 2048 trazas ϕ -OTDR consecutivas, aplicando una vibración sinusoidal de frecuencia 100 Hz y voltaje peak to peak de 2V en los últimos 70 metros. (a) trazas ϕ -OTDR; (b) trazas ϕ -OTDR diferencial.

En el gráfico (a) se aprecian los últimos 400 metros de la fibra de sensado, en donde se puede observar que en el tramo de 5500 a 5600 metros la intensidad de las trazas varía en función del tiempo. Lo anterior se ve en mayor detalle en el gráfico (b), que presenta las trazas de intensidad diferencial obtenidas al substraer a cada traza el promedio de todas estas. También se muestra que este tramo concuerda con el largo de la fibra óptica perturbada, ya que se encuentra al final de la traza y tiene un largo cercano a los 70 metros.

Para medir las perturbaciones, se tiene que analizar la evolución temporal de la intensidad de las trazas, donde la frecuencia de repetición entre las mediciones determina la tasa de muestreo de las perturbaciones. Esto limita la frecuencia máxima detectable por el sensor, siendo la mitad de la frecuencia de muestreo por el criterio de Nyquist.

Se calcula la transformada rápida de Fourier (FFT) en función de las variaciones de intensidad para cada posición de la fibra óptica para así, generar un mapa de intensidad 2D donde es posible visualizar el espectro de frecuencias que generan las vibraciones en función de la distancia. En la figura 3.13 se presenta este mapa para las 2048 trazas ϕ -OTDR de la figura 3.12.

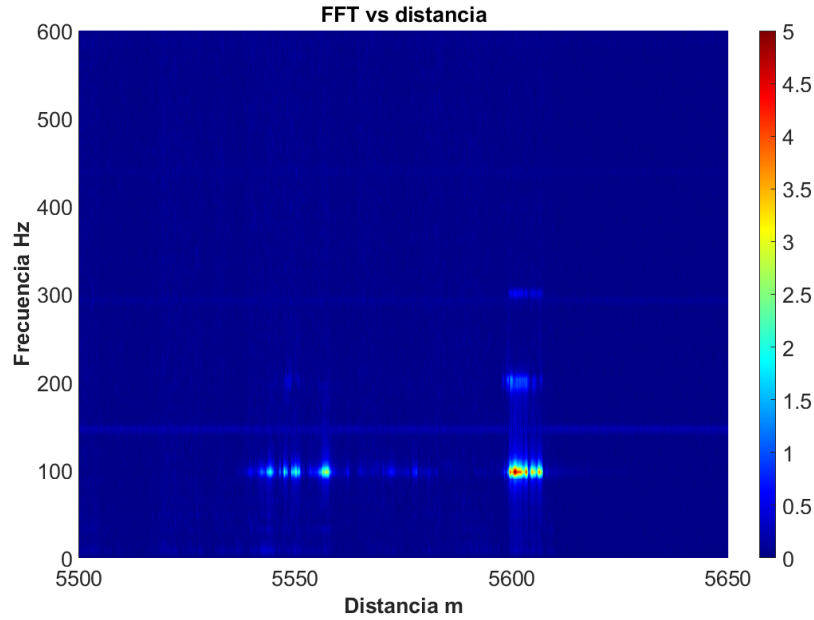


Figura 3.13: Potencia de la FFT en función de la distancia. Generado con 2048 trazas ϕ -OTDR, aplicando una vibración sinusoidal de frecuencia 100 Hz y 2Vpp en los últimos 70 metros.

En el mapa de intensidad se ve el tramo perturbado de 70 metros, donde existe un cambio de intensidad a la frecuencia de la vibración. Producto de la no linealidad de la respuesta en intensidad, aparecen los armónicos de la vibración original, produciendo una distorsión en la señal demodulada. En la figura 3.14 se muestra la forma de onda de la señal demodulada por el sensor DVS, para una posición ubicada a 5610 m, ya que presenta una mayor variación en la intensidad.

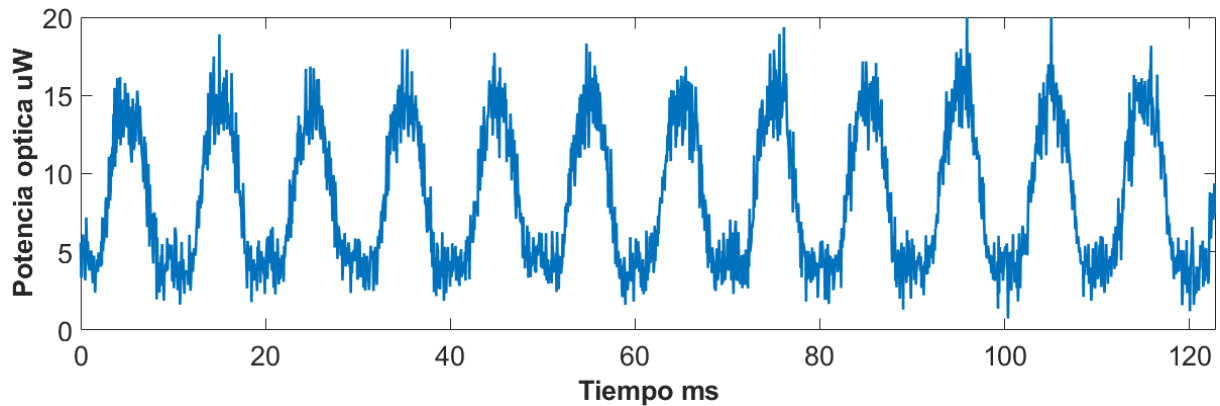


Figura 3.14: Variación temporal de la señal RBS en la posición $z = 5610$ m. Al aplicar una vibración sinusoidal de 100 Hz y 2Vpp.

La señal demodulada presenta una forma de onda distorsionada debido a la presencia de armónicos, indicando que la respuesta de la intensidad no es lineal. A pesar de esto, al calcular su frecuencia, se obtiene aproximadamente 98 Hz, resultado muy cercano a los 100 Hz de la

vibración aplicada.

Se repite el experimento variando la intensidad de las vibraciones, utilizando 5Vpp y 10 Vpp. Los mapas de intensidad se presentan en la figura 3.15.

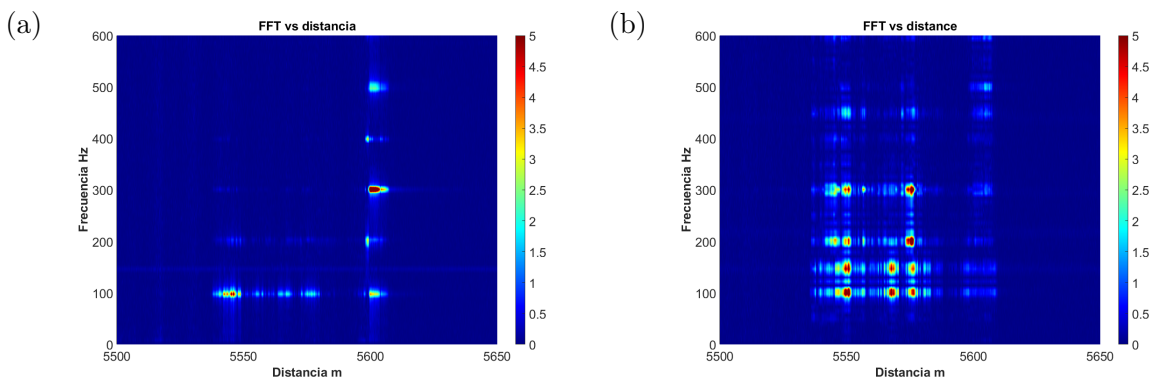


Figura 3.15: FFT vs distancia, con perturbación sinusoidal de 100 Hz para distintas amplitudes. (a) 5Vpp; (b) 10Vpp.

En los gráficos se puede observar que, al aumentar la potencia de la perturbación, la respuesta no lineal de la intensidad se intensifica, aumentando la cantidad de potencia que poseen los armónicos. También se visualiza que la vibración aplicada no es homogénea a lo largo de los 70 metros, lo que puede deberse a que no toda la superficie de la fibra óptica está en contacto directamente con el parlante. Al utilizar vibraciones de menor amplitud, la propagación por el cilindro de aluminio disminuye produciendo desvanecimientos en la detección.

3.3. Módulo de extracción de fase óptica

El sensor DAS con detección homodina requiere generar señales en cuadratura para poder demodular la fase de la señal RBS. En este trabajo, se decide utilizar una híbrida óptica de 90° para generar las señales en cuadratura. El funcionamiento de la híbrida óptica, en conjunto con el esquema de detección homodina se explicó en la sección 2.5.4.

Para verificar la capacidad de la híbrida óptica de demodular la fase óptica, se implementa el esquema de la figura 3.16.

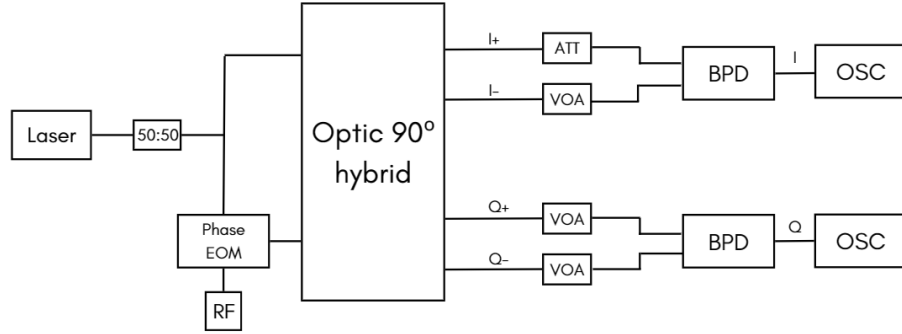


Figura 3.16: Esquema para validar híbrida óptica.

Este esquema consiste en un láser que se divide en dos brazos mediante un acoplador 50:50. Uno de los caminos se utiliza como oscilador local, mientras que el otro se envía a un modulador electro-óptico de fase. Ambas señales se usan como entradas en la híbrida óptica, de la cual se entrega cuatro salidas que se conectan por pares a dos fotodetectores balanceados para tener las señales en cuadratura IQ. La modulación en fase se controla a través de un generador de señales conectado a la entrada RF del EOM de fase, permitiendo que la fase varíe en función de la amplitud de la señal RF aplicada.

Uno de los principales problemas asociados a la híbrida óptica es que las cuatro salidas pueden presentar diferentes niveles de atenuación y los fotodetectores tienen coeficientes de conversión levemente distintos. Esto genera un desbalance de potencias entre las salidas, provocando que las señales IQ detectadas no estén perfectamente en cuadratura, introduciendo ruido en la medición de la fase.

Para poder compensar las diferencias de potencia, se escoge una salida como referencia y se colocan tres atenuadores ópticos variables (VOA) a las demás salidas, permitiendo ajustar la potencia de cada una de las señales ópticas antes de ser detectadas, corrigiendo así la posible desigualdad de potencia.

El proceso práctico para ajustar los VOA consiste en conectar un láser óptico a una de las entradas de la híbrida, y las salidas asociadas a las señales I_+ y Q_+ a los dos fotodetectores. Se visualiza las señales en el osciloscopio y se ajusta la salida del VOA hasta que ambas salidas tengan la misma potencia. Posteriormente, se conectan las salidas I_- y Q_- a sus respectivos fotodetectores balanceados y se ajustan sus VOA, hasta que la diferencia de potencia entre las entradas sea igual a 0, finalizando el proceso de balanceo. En el caso del esquema homodino, como la potencia aportada por el oscilador local es significativamente mayor que la de la señal RBS, se realiza el balanceo en función de la potencia del oscilador local.

Una vez ajustada la potencia de salida, se procede a realizar experimentos aplicando señales sinusoidales de diferentes frecuencias a la entrada RF del modulador. Como primer paso, se aplica una señal sinusoidal de 100 kHz y amplitud de 6 Vpp. A partir de esta señal, se detecta en cada fotodetector balanceado las señales en cuadratura^{3.17}.

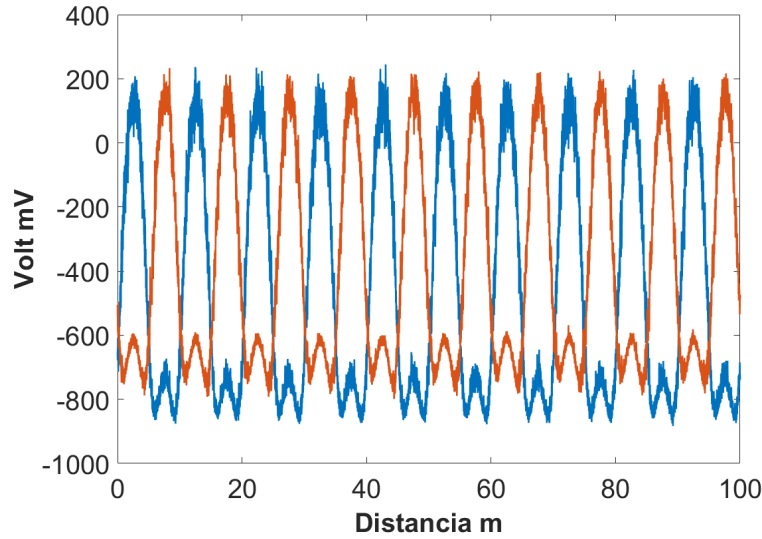


Figura 3.17: Señales IQ obtenidas, para señal sinusoidal de 100 kHz, 6 Vpp.

En base a estas dos señales, es posible calcular directamente la fase, aplicando arcotangente de Q dividido en I . El resultado se presenta en la figura 3.18.

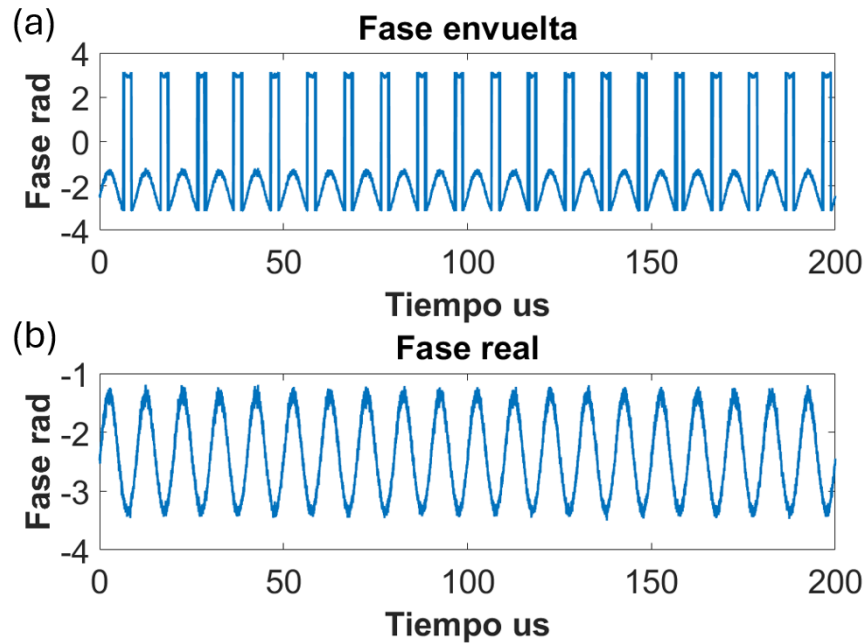


Figura 3.18: Fase demodulada aplicando demodulacion IQ, señal sinusoidal 100 kHz, 6 Vpp.

En el gráfico (a) se presenta la fase demodulada, donde se observa que existe envoltura de fase debido a que su valor se encuentra cerca de π , produciendo que, al variar fuera del recorrido de la función arcotangente, se genere una discontinuidad en la fase. En el gráfico (b) se presenta la misma señal al aplicar el algoritmo de phase unwrapping default de MATLAB. Se puede distinguir que la fase se demodula correctamente presentando una señal sinusoidal de 100kHz y

que coincide con la modulación impuesta por el EOM.

Se repite este experimento para distintas señales de modulación, variando la amplitud y frecuencia de del generador de señales. Los resultados se presentan en las figuras 3.19.

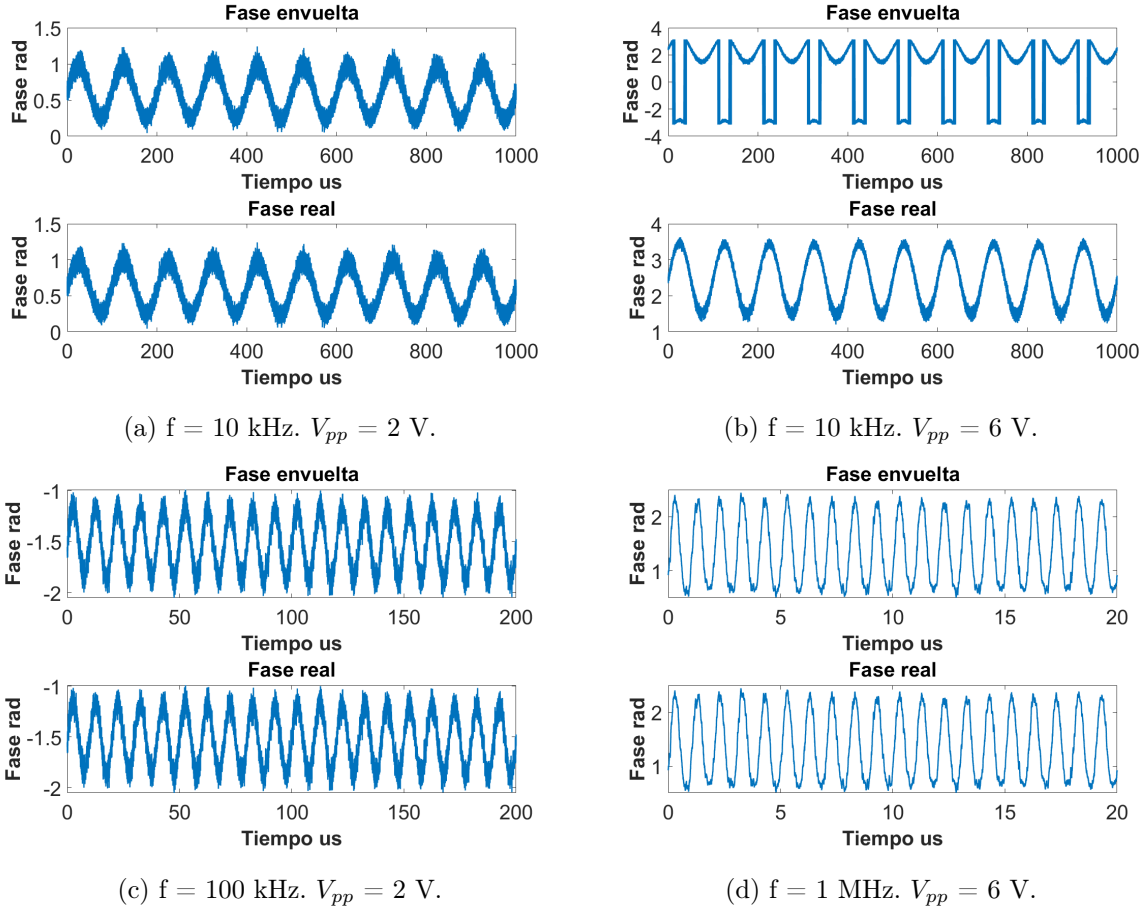


Figura 3.19: Graficos de frecuencia vs tiempo. Resultados experimentales obtenidos para distintas señales sinusoidales moduladoras. (a) $f = 10 \text{ kHz}$, $V_{pp} = 2 \text{ V}$; (b) $f = 10 \text{ kHz}$, $V_{pp} = 6 \text{ V}$; (c) $f = 100 \text{ kHz}$, $V_{pp} = 2 \text{ V}$; (d) $f = 1 \text{ MHz}$, $V_{pp} = 6 \text{ V}$

Se logra demodular correctamente la fase de las señales, en donde la diferencia de fase aumenta con la amplitud de señal moduladora. Esta fase presenta un offset debido a la diferencia de distancia que existe entre las entradas de la híbrida por el tramo de fibra extra del EOM, provocando que, en algunos casos, la diferencia de fase se encuentre fuera del recorrido de la función arcotangente, apareciendo la envoltura de fase.

El offset de la fase depende de las pequeñas variaciones lentas de la frecuencia del láser, fenómeno conocido como láser drift. Por lo cual debido a que el pequeño intervalo de tiempo de cada medición se considera constante, resulta no ser el mismo entre mediciones.

3.4. Implementación de sensor acústico distribuido

3.4.1. Configuración experimental inicial

La configuración experimental inicial utilizada se presenta en la figura 3.20.

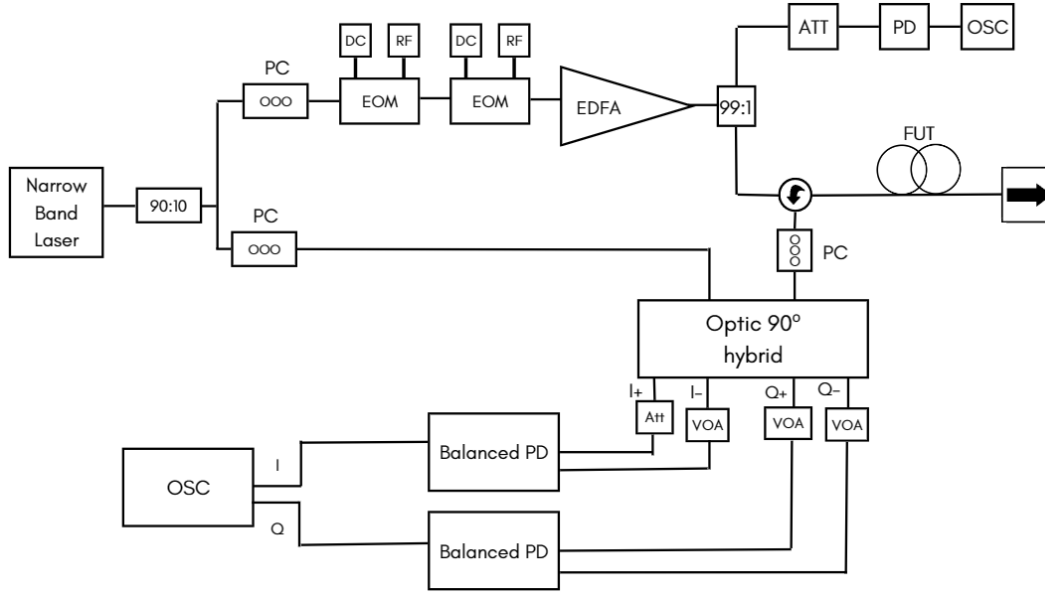


Figura 3.20: Configuración experimental inicial del sensor acústico distribuido con detección coherente homodina.

Este esquema combina el módulo de generación de pulsos del esquema DVS, con la detección de fase de la híbrida óptica. Para esto, se hace uso de un láser coherente centrado en la longitud de onda de 1550.12 nm que divide en dos caminos gracias a un acoplador 90:10. Aquí, el tramo de 10 % se usa para la generación del pulso óptico, mientras que el tramo de 90 % es la señal de referencia, usándola como oscilador local óptico en la entrada de la híbrida óptica. La señal de RBS producida al interrogar la fibra, se guía hacia la otra entrada de la híbrida, en donde se mezclan generando las cuatro salidas desfasadas, que al ser detectadas por los fotodetectores balanceados, se obtienen las señales en cuadratura IQ.

En las entradas de la híbrida se utilizaron dos controladores de polarización ya que al detectarlas, el batimiento entre las señales depende del estado de polarización entre estas. En caso de ser ortogonales, se producen desvanecimientos. Para configurar los PC, se varía la polarización de estos manualmente, monitoreando con el osciloscopio las señales, hasta encontrar el punto de operación que maximiza el voltaje de las señales IQ.

Utilizando el osciloscopio, se capturan las mediciones de las trazas IQ, aplicando una tasa de muestreo de 1GHz. Se aplica un filtro pasabajos análogo interno de este, utilizando la frecuencia de corte mínima de 200MHz. Se prueba en el esquema una fibra de sensado de 5.6Km estable con un pulso óptico de duración de 100ns, adquiriendo así un total de 2048 mediciones consecutivas. En la figura 3.21 se presentan la medición de una traza.

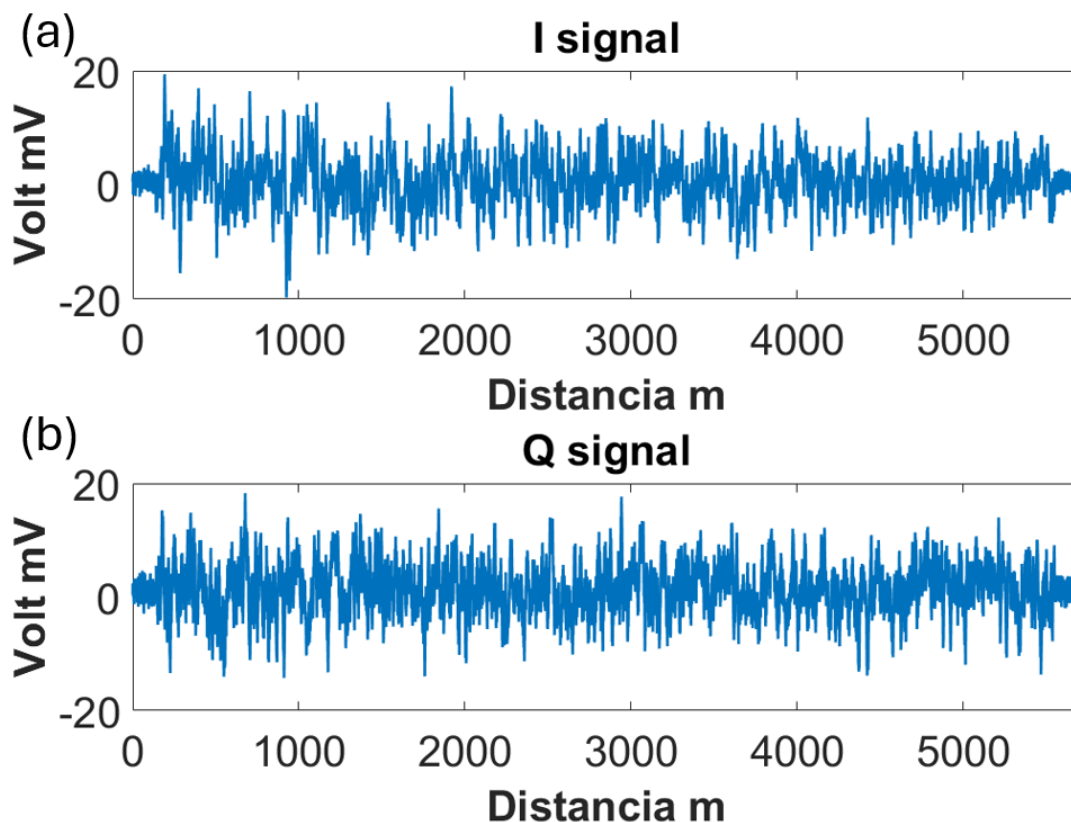


Figura 3.21: Señales en cuadratura obtenidas experimentalmente al interrogar una fibra óptica estable de 5.6 km, con un pulso de resolución espacial 10 m.

Utilizando estas señales eléctricas es posible obtener las trazas ϕ -OTDR de intensidad y fase utilizando las relaciones matemáticas descritas en la sección 2.6, específicamente con las ecuaciones 2.52 y 2.53. En la figura 3.22 se grafican 100 trazas ϕ -OTDR de intensidad calculadas.

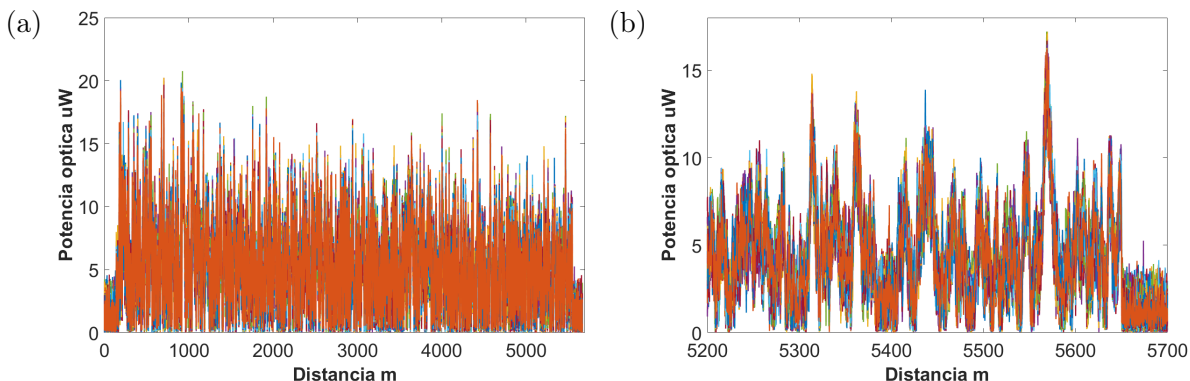


Figura 3.22: Medición estática de 100 trazas ϕ -OTDR de intensidad, obtenida experimentalmente interrogando una fibra óptica de 5.6 km, con un pulso de resolución espacial 10 m. (a) Medición de traza completa; (b) Zoom en los últimos 450 metros.

En los gráficos se puede apreciar que, en base a las señales IQ, fue posible recuperar las trazas de intensidad con una alta estabilidad temporal. Al calcular la SNR estática y dinámica entre estas se obtienen valores promedio de 9.3 dB y 6.2 dB respectivamente.

Posteriormente se grafican las 100 trazas de fase instantánea de estas mediciones. Se aplica el algoritmo de phase unwrapping 2D basado en la TIE presentado en la sección 2.7.2.

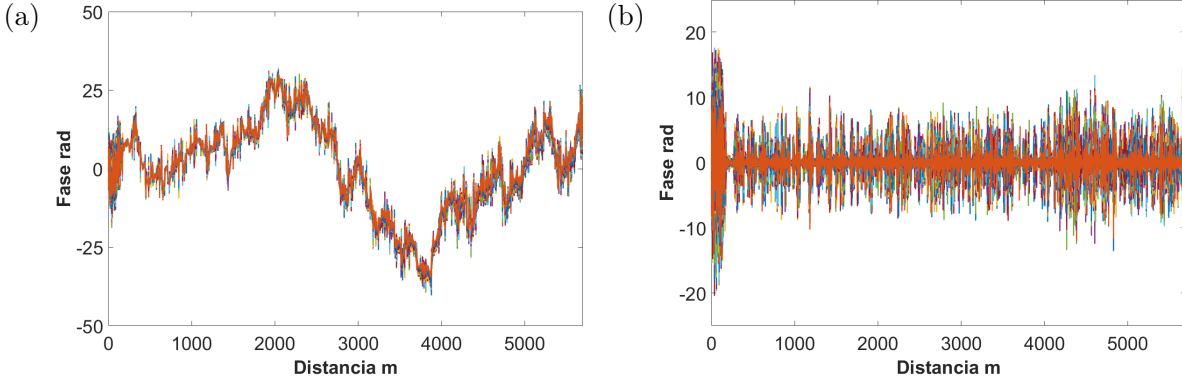


Figura 3.23: Medición de 100 trazas ϕ -OTDR de fase estáticas, obtenida experimentalmente interrogando una fibra de 5.6 km, con un pulso de resolución espacial 10 m. (a) Trazas de fase absoluta; (b) Fase diferencia con un gauge length de 10m.

En la figura 3.23, el gráfico (a) muestra las trazas de fase instantánea obtenidas con las señales en cuadratura. Se puede apreciar que a medida que se propaga el pulso de sensado por la fibra óptica, la fase se va acumulando con cambios aleatorios debido a que la fase de las reflexiones de los centros de scattering es aleatoria. Esta medición de fase es estática entre mediciones, ya que la fibra óptica no presenta perturbaciones.

Para generar la diferenciación de fase se debe calcular las trazas de fase diferencial. Esto se logra al procesar las señales, substrayendo dos puntos distintos de la fibra de sensado. La distancia que existe entre las posiciones diferenciadas es denominada como gauge length y define la resolución espacial del sensor. En la figura 3.23, el gráfico (b) muestra las trazas de fase diferencial utilizando un gauge length de 10 metros, que es el valor mínimo que se puede utilizar para que no exista correlación entre los puntos comparados para un pulso de 100ns de duración.

Al interrogar una fibra óptica estable y sin perturbaciones la diferencia de fase entre las trazas debería ser constante, pero debido al ruido presente en la medición aparecen errores en la demodulación de la fase, como se observa en el gráfico (b). Estos errores son producidos por varios factores, como el ruido óptico introducido por la potencia DC residual del pulso y el ruido ASE introducido por el EDFA. Esto genera errores en el cálculo del coeficiente de corrección del algoritmo de phase unwrapping que, en consecuencia, produce falsos saltos de fase. Pero el factor principal son los desvanecimientos de intensidad intrínsecos del batimiento entre las señales, en donde al presentar la señal I y Q un voltaje cercana a 0 el argumento de la función arcotangente se indetermina, esto se aprecia en la ecuación 2.53.

3.4.2. Configuración experimental optimizada

Se realiza una serie de ajustes a la configuración experimental inicial con el fin de mejorar la calidad de la detección de fase. En la figura 3.24 se presenta el nuevo esquema experimental.

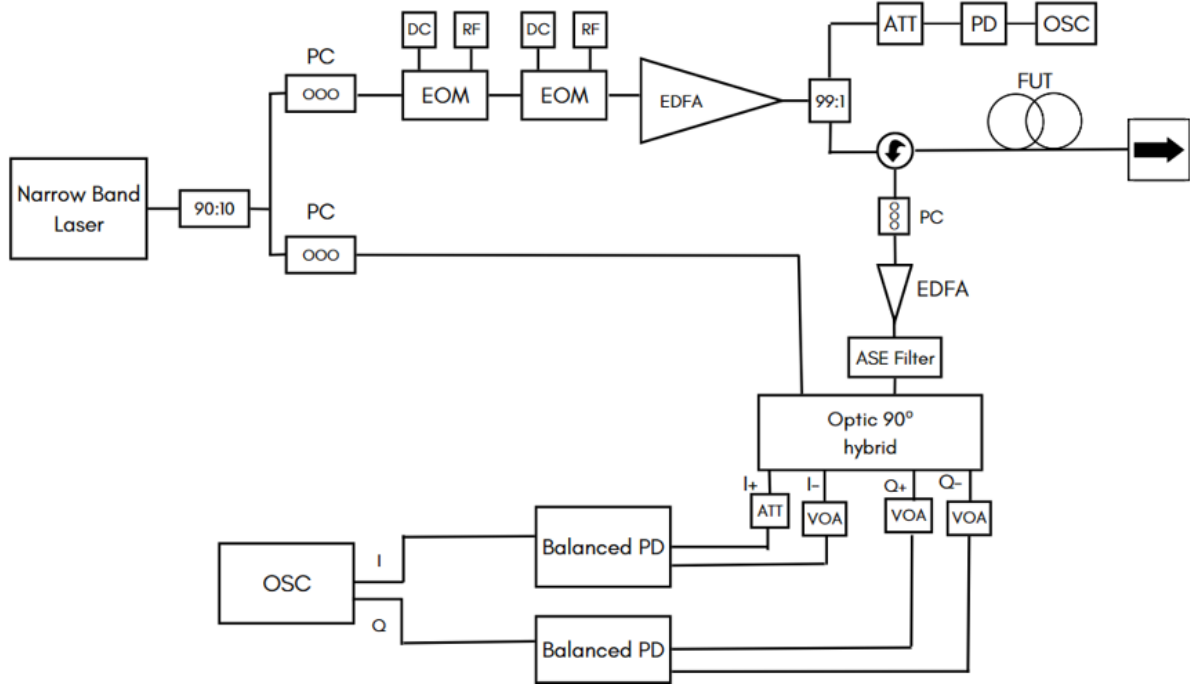


Figura 3.24: Configuración experimental final del sensor acústico distribuido con detección coherente homodina.

Además, se agrega una etapa de amplificación a la señal RBS antes de ingresar a la híbrida. Esta consiste en un amplificador EDFA junto con un filtro pasabandas, los cuales se ubican entre la híbrida óptica y el circulator. El filtro pasabandas está centrado en la longitud de onda 1550.12nm para reducir el ruido ASE.

Aplicamos una prueba experimental para comparar el ruido de los esquemas. Esta consiste en calcular la SNR estática de las trazas para distintas corrientes de amplificación del EDFA, utilizando como referencia la medición de una traza sin amplificación. Se varía la corriente del EDFA en intervalos de 10mA, capturando 200 mediciones consecutivas y se calcula su SNR estática promedio. El experimento se repite utilizando pulsos de resolución espacial de 10m, 5m, y 2m. Los resultados obtenidos se presentan en la tabla 3.2.

	SNR dB		
i mA	10m	5m	2m
Ref	8.54	8.01	6.69
35	10.53	9.55	7.82
40	12.7	11.66	9.66
45	11.98	11.81	10.3
50	13.13	11.75	10.57
55	13.95	12.18	10.59
60	13.10	12.49	10.69
65	13.3	12.47	10.74
70	13.38	12.62	10.72
75	13.36	12.52	10.61
80	13.24	12.70	10.57

Tabla 3.2: SNR promedio, con distintas corrientes de EDFA, para distintas resoluciones espaciales de pulsos.

En la tabla se observa que, al amplificar la señal RBS se logra mejorar la SNR para las tres resoluciones espaciales. Sin embargo, hay un límite donde la SNR se satura. Esto tiene sentido ya que en general, la detección coherente no suele utilizar amplificación en la recepción, donde se utiliza un OLO de alta potencia para aumentar la potencia de la señal del batimiento que contiene la información de la señal RBS. Sin embargo, en este caso particular, se observa que si mejora la SNR, lo que puede ser debido a que la señal RBS es demasiado baja, provocando que el nivel de potencia de la señal de batimiento sea comparable al ruido térmico o de disparo del fotodetector. Al amplificar la señal RBS, se logra mejorar la calidad de la detección hasta que el ruido del fotodetector es despreciable en comparación con el ruido ASE.

En base a los resultados obtenidos en la tabla 3.2, se decide utilizar una corriente de amplificación de 70mA, ya que con este se alcanza el punto de saturación de las tres resoluciones espaciales, logrando mejorar la SNR estática hasta en 5dB.

4 | Pruebas experimentales de sensor DAS con detección coherente homodina

En este capítulo se presenta la validación del sensor DAS con detección coherente homodina implementado en las secciones anteriores. El proceso de validación consiste en realizar diversas pruebas experimentales, aplicando perturbaciones en forma de vibraciones y midiendo la respuesta del sensor. Para generar las vibraciones sinusoidales, se utiliza el mismo mecanismo utilizado en las pruebas experimentales del sensor DVS.

Primero, se explica el acondicionamiento digital aplicado a las mediciones capturadas, en el cual, se emplean distintas técnicas de procesamiento digital para reducir el efecto del ruido y las interferencias no deseadas en las mediciones, con el objetivo de mejorar la calidad de la detección.

Para una misma medición, se compara la fase diferencial obtenida al usar distintos algoritmos de phase unwrapping, utilizando los algoritmos descritos en la sección 2.7 del marco teórico.

Luego, se analiza el efecto que tiene variar el gauge length, para lo cual, utilizando una misma medición, se aumenta este a 35m y 70m, que equivalen al largo de la perturbación y la mitad de esta respectivamente.

Adicionalmente, se reduce la resolución espacial del sensor, repitiendo el experimento aplicando pulsos de sensado con una duración de 20ns y 50ns, permitiendo reducir la resolución espacial a 2m y 5m.

Al final del presente capítulo, se mostrará la detección del sensor al variar los parámetros físicos de la perturbación, específicamente al alterar su intensidad y frecuencia.

4.1. Procesamiento digital

La duración de pulso mínima empleada en este trabajo es de 20ns, cuyo ancho de banda es de 50MHz. Debido a esto, el filtro análogo del osciloscopio no alcanza a filtrar todas las

frecuencias no deseadas, pues su frecuencia mínima de corte es de 200MHz. Por esto, se decide aplicar un filtro pasabajos digital al procesar los datos con una frecuencia de corte de 50MHz.

En las pruebas experimentales, se usan vibraciones sinusoidales con frecuencias de hasta 200Hz, siendo mucho menor que el ancho de banda acústico del sensor que es aproximadamente 8KHz. Por esto, se opta por realizar un promediado cada 10 trazas. Esto reduce la frecuencia de muestreo del sensor en un factor de 10, quedando el ancho de banda limitado a 800Hz, que es suficiente para poder detectar las perturbaciones aplicadas.

A cada traza de fase instantánea se le subtrae el promedio temporal para cada posición, eliminando los cambios de fase aleatorios producidos por cada reflexión, quedando así los cambios de fase producidos por la constante de propagación.

4.2. Comparación de algoritmos de phase unwrapping.

Aplicando las configuraciones propuestas en la sección anterior, se realiza un estudio comparativo entre los algoritmos de phase unwrapping. Para esto, se hace una prueba experimental donde se aplica una vibración sinusoidal de 200Hz y 2Vpp a los últimos 70 metros de la fibra de sensado, capturando 2048 pares de trazas IQ consecutivas.

A partir de las señales en cuadraturas, se obtienen las trazas de fase relativa. En la figura 4.1 se presentan los resultados al utilizar el algoritmo de phase unwrapping de MATLAB y el algoritmo 2D basado en la TIE.

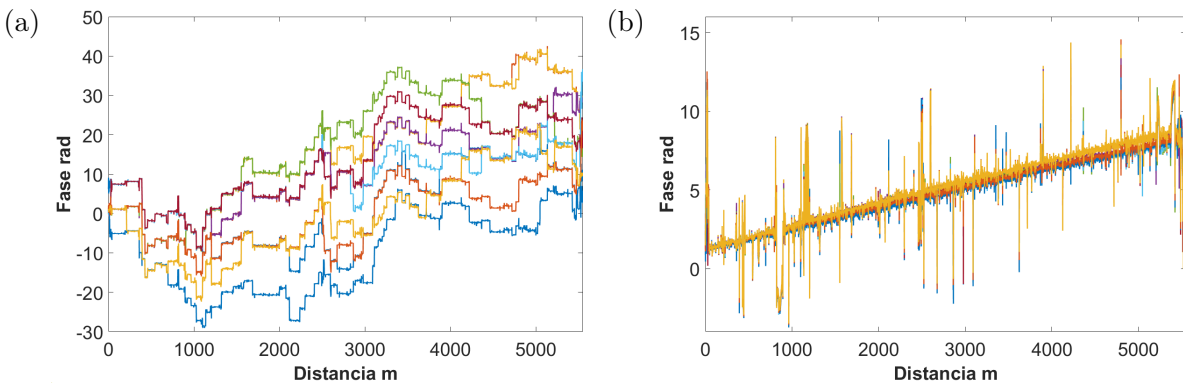


Figura 4.1: 10 trazas ϕ -OTDR de fase relativa, aplicando una perturbación sinusoidal de 200 Hz en los últimos 70 metros del enlace. (a) Phase unwrapping MATLAB; (b) Phase unwrapping 2D basado en la TIE.

En el gráfico (a) se puede apreciar que el algoritmo de MATLAB provoca errores en la reconstrucción de la fase, que se van acumulando a medida que se avanza por la fibra óptica. Mientras que en el gráfico (b), al utilizar el algoritmo 2D basado en la TIE, los errores en la reconstrucción de son corregidos en las próximas posiciones. Este resultado se debe a que el

algoritmo de MATLAB calcula el coeficiente de corrección de manera independiente para cada traza, mientras que el algoritmo 2D basado en la TIE, utiliza un método iterativo que compara los planos de fase adyacentes, corrigiendo los errores entre ellos.

Se procede a calcular las trazas de fase diferencial, usando un gauge length de 10 metros. El resultado se presenta en la figura 4.2.

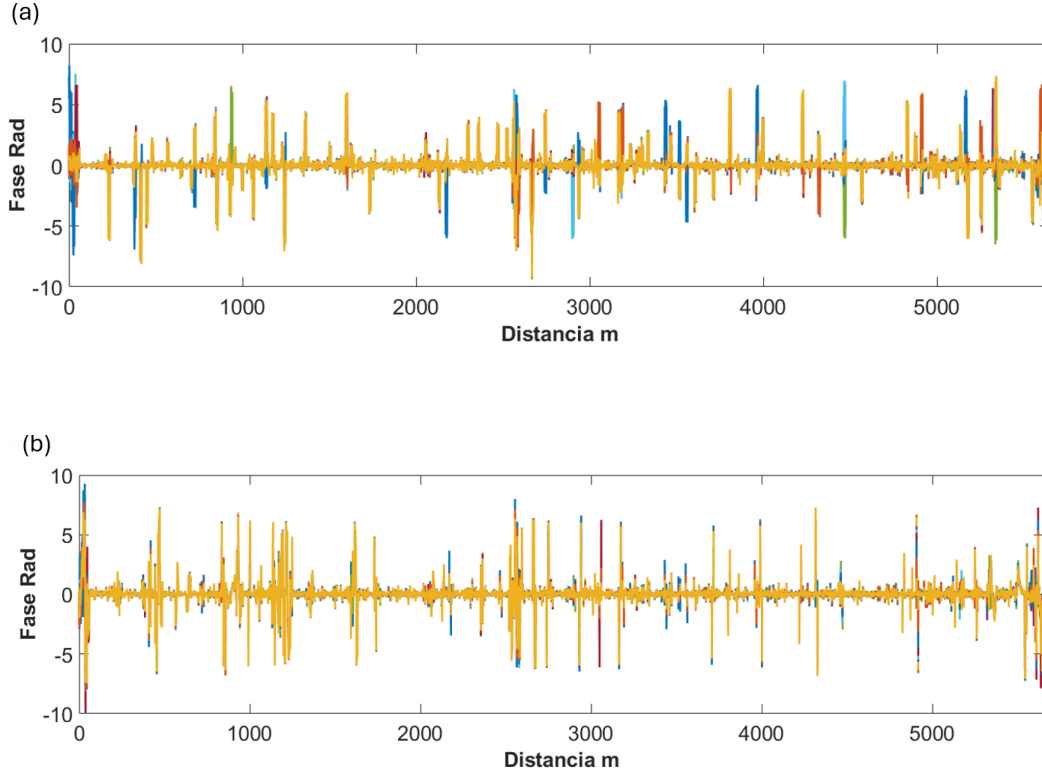


Figura 4.2: 10 trazas ϕ -OTDR de fase diferencial, aplicando una perturbación sinusoidal de 200Hz en los últimos 70 metros de la fibra de sensado, utilizando un gauge length de 10m. (a) Phase unwrapping MATLAB; (b) Phase unwrapping 2D TIE.

En los gráficos se puede observar que ambos algoritmos presentan errores en la demodulación de la fase. La mayoría de estos errores son producto de los desvanecimientos de intensidad, los que aparecen en los puntos en que la intensidad de la señal RBS es cercana a 0. Esto es debido a que la ecuación 2.53 presenta un argumento indeterminado. Sin embargo, en el gráfico (a) estos errores persisten por un largo mayor, siendo igual al largo del gauge length. Mientras que en el gráfico (b), afectan un área pequeña y se observa una mayor superposición entre las trazas. En la figura 4.3 se hace un zoom a los últimos 450 metros de la fibra óptica para visualizar el área perturbada y el efecto que tienen los desvanecimientos de intensidad en su detección.

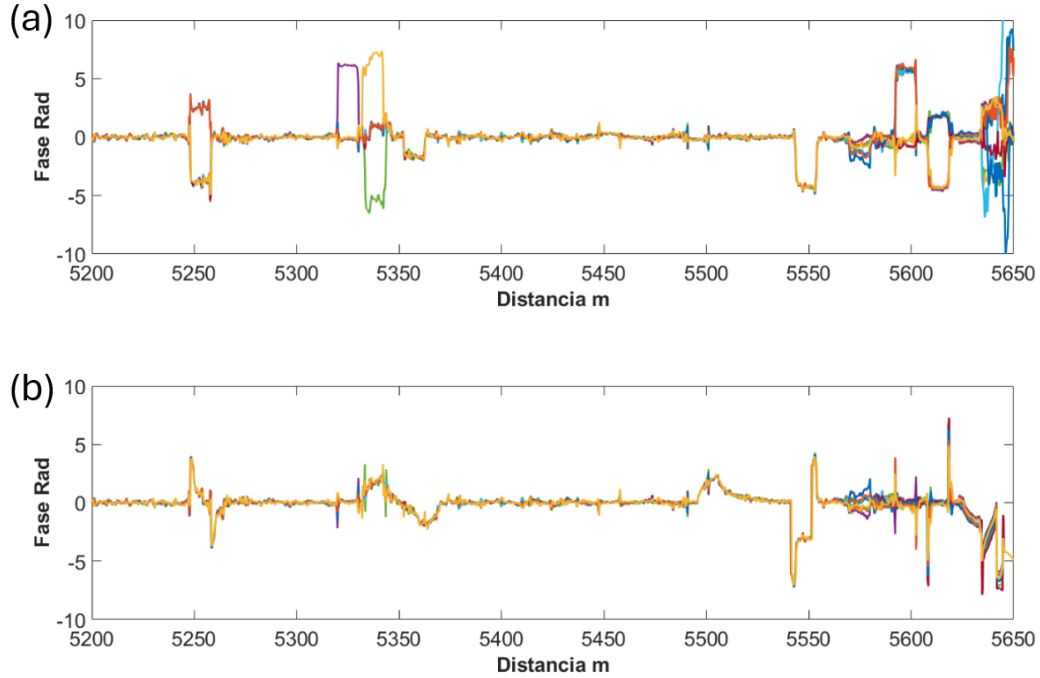


Figura 4.3: 10 trazas ϕ -OTDR de fase diferencial, aplicando una perturbación sinusoidal de 200Hz en los últimos 70 metros del enlace, con un gauge length de 10m. (a) Phase unwrapping MATLAB; (b) Phase unwrapping 2D basado en la TIE.

En ambos gráficos, es posible apreciar la presencia de la perturbación entre las posiciones 5560m y 5640m, haciendo que la diferencia de fase varíe entre las mediciones, coincidiendo con el largo de la perturbación aplicada más una distancia igual al gauge length, que concuerda con lo planteado en la sección 2.6.1.

Para apreciar directamente el efecto de los desvanecimientos de intensidad en la detección de fase, en la figura 4.4 se presentan dos gráficos. El primero muestra la intensidad de las trazas I y Q , y el segundo una medición de fase diferencial asociada a estas trazas.

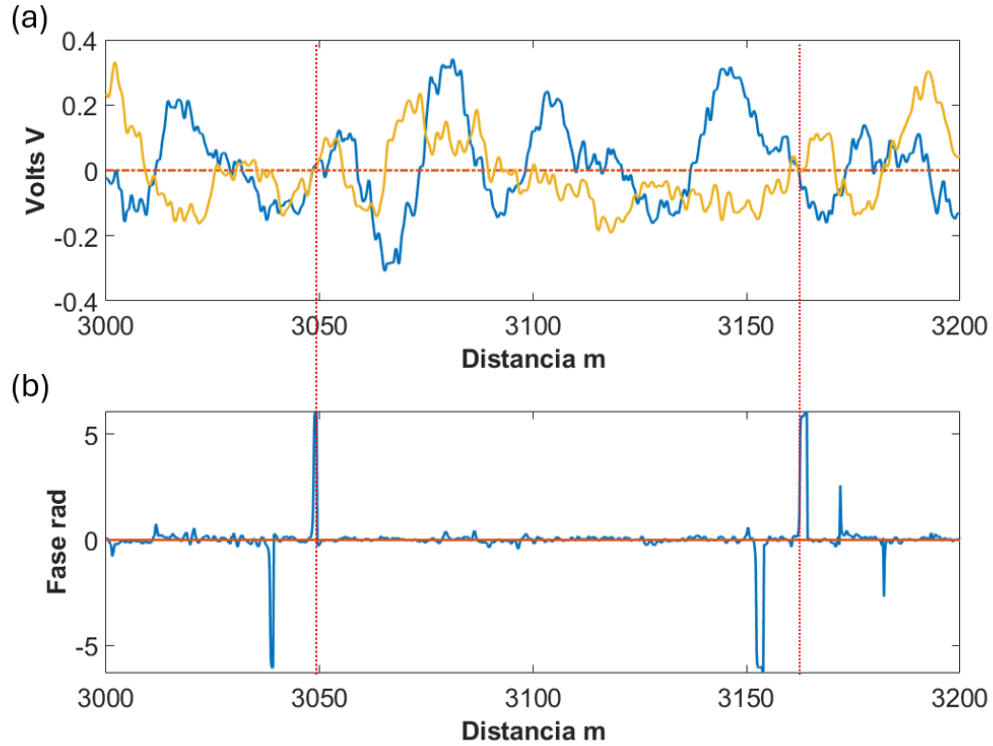


Figura 4.4: Relación de la fase diferencial con los puntos de desvanecimiento de intensidad haciendo un zoom entre el intervalo de 3000m a 3200m. (a) Amarillo: Señal Q , Azul: Señal I ; (b) Traza de fase diferencial RBS.

En los gráficos se observa que, al tener intensidades cercanas a 0 en las señales I y Q , se producen errores en la reconstrucción de fase que se manifiestan como dos picos de amplitudes opuestas separados por una distancia de 10 metros. Esto se debe a que en el proceso de diferenciación, se sustraer una traza por si misma, pero desfasada en una distancia definida por el gauge length, por lo que cada posición se utiliza dos veces en su cálculo.

Para visualizar la frecuencia de la perturbación, se gráfica el mapa de fase utilizando la FFT en el dominio temporal en función de la distancia. Los resultados se presentan en los gráficos de la figura 4.5.

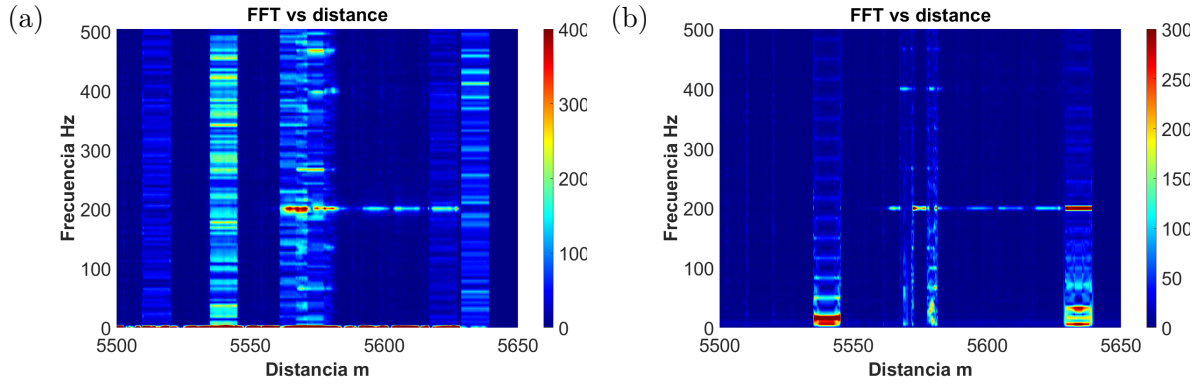


Figura 4.5: FFT vs distancia, utilizando trazas diferenciales de fase ϕ -OTDR, con un pulso de sensado de duración de 100ns, aplicando una vibración sinusoidal de 200 Hz y 2 Vpp en los últimos 70 m. (a)Phase unwrapping MATLAB; (b)Phase unwrapping TIE.

En ambos gráficos se puede denota una vibración de 200Hz ubicada entre los puntos 5560m y 5640m, equivalentes a 80 metros, siendo un gauge length metros mayor a el tramo perturbado. También se observa que los desvanecimientos de intensidad introducen ruido de fase distribuido por todo el espectro en frecuencias, debido a que pueden representarse como discontinuidades en la medición. Sin embargo, en el gráfico (a), este ruido afecta a tramos de 10 metros de fibra óptica, mientras que en el gráfico (b), los errores introducen ruido de fase localizado en la vecindad del punto afectado.

Para ver las vibraciones de manera más intuitiva, se gráfica un mapa de fase utilizando la variación de fase en el dominio temporal en función de la distancia. Los resultados se presentan en la figura 4.6.

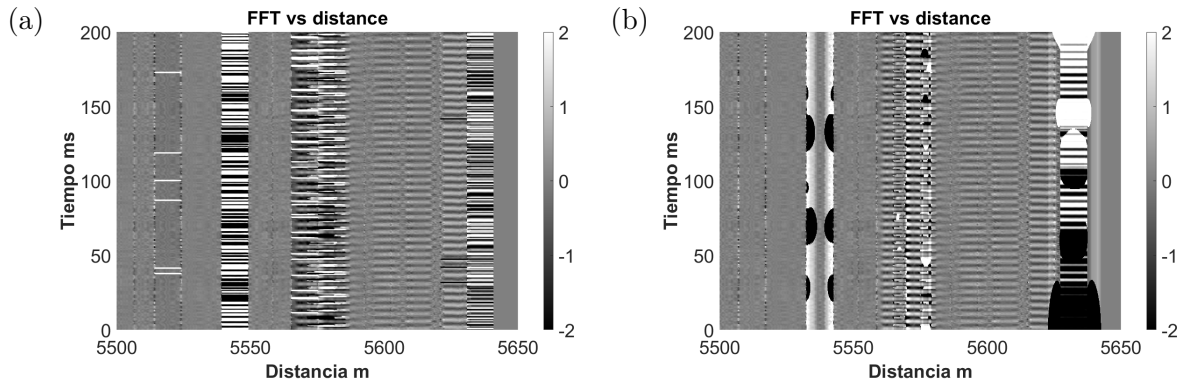


Figura 4.6: Diferencia de fase en el dominio temporal vs distancia. Aplicando una vibración sinusoidal de 200Hz en los últimos 70 metros.(a) Phase unwrapping MATLAB; (b) Phase unwrapping 2D basado en la TIE.

En los gráficos, se observa que la diferencia de fase experimenta variaciones sinusoidales entre las posiciones 5560 y 5640. También se percibe el efecto de los desvanecimientos de intensidad, los cuales introducen ruido de fase distribuido a lo largo del espectro. Al emplear el algoritmo de unwrapping basado en la TIE, se identifican dos áreas con niveles elevados de ruido, localizados

al inicio y al final de la región afectada, posiblemente asociados a regiones de la fibra óptica con mayor grado de estiramiento. Además, se observa un punto con una alta diferencia de fase que es relativamente constante, aunque con algunas variaciones lentas en su amplitud. Este punto podría estar asociado al punto que sale de la carcasa de la fibra de sensado, ya que se extrae del rollo y se fija en la parte superior de esta, pudiendo experimentar un mayor nivel de tensión.

Para visualizar la forma de onda de la perturbación, se escoge una posición en la que se tenga una alta diferenciación de fase en torno a la frecuencia de la perturbación, y se gráfica su evolución temporal. En la figura 4.7 se presentan los gráficos para cada algoritmo.

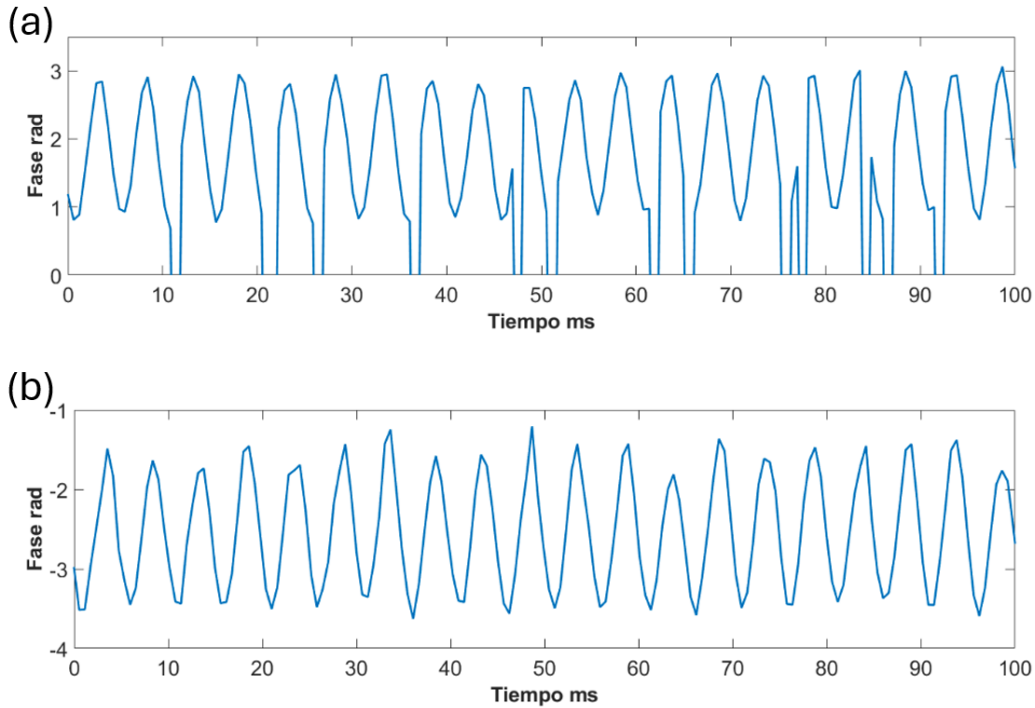


Figura 4.7: Fase vs tiempo de la posición ubicada en $d = 5570\text{m}$. (a) MATLAB phase unwrapping; (b) 2D TIE phase unwrapping.

Se escoge la posición 5570 debido a que presenta una diferencia de fase grande y bajo ruido de fase. En el gráfico (a) se aplica el algoritmo MATLAB, donde las variaciones temporales entregan una señal sinusoidal con una frecuencia de aproximadamente 200Hz, pero presentando discontinuidades por los errores de fase. En cambio, en el método de phase unwrapping 2D TIE del gráfico (b) se aprecia la señal sinusoidal de 200Hz sin errores de fase.

Con ambos métodos es posible demodular la fase de la señal RBS pero, al utilizar el algoritmo de MATLAB, los desvanecimientos de intensidad dificultan la visualización de esta, teniendo largos tramos con errores de fase. Debido a esto, se aplica el algoritmo 2D basado en la TIE de la sección 2.7.2, que ayuda a minimizar el tramo de fibra afectado por los errores, siendo más robusto al ruido y facilitando la visualización de la región perturbada.

Cabe destacar que, al procesar ambos algoritmos, el de MATLAB demora segundos, mientras que el 2D basado en la TIE toma horas, requiriendo un poder computacional mucho mayor.

4.3. Análisis del Gauge length

Utilizando la medición de la sección anterior, se analiza el efecto del gauge length sobre la detección del sensor en donde se procesan los datos, variando el gauge length a 70m y 35m, equivalentes al largo de la perturbación y a la mitad de este respectivamente.

Primero, se comienza analizando el mapa de fase de la figura 4.5, donde se puede apreciar que, al utilizar un gauge length de 10m, se detecta una perturbación con un largo de 80 metros. Esta es la mínima resolución espacial que se puede obtener al usar un pulso de sensado de duración de 100ns ya que, si se utiliza un gauge length menor, las mediciones de fase comparadas presentarían un nivel de correlación debido a que están asociadas a una misma celda de resolución espacial.

Se grafican los mapas de fase de la FFT en el dominio temporal, en función de la distancia para cada gauge length. En los gráficos (a) y (b) de la figura 4.8 se presentan los mapas de fase al aumentar el gauge length a 35 y 70 metros.

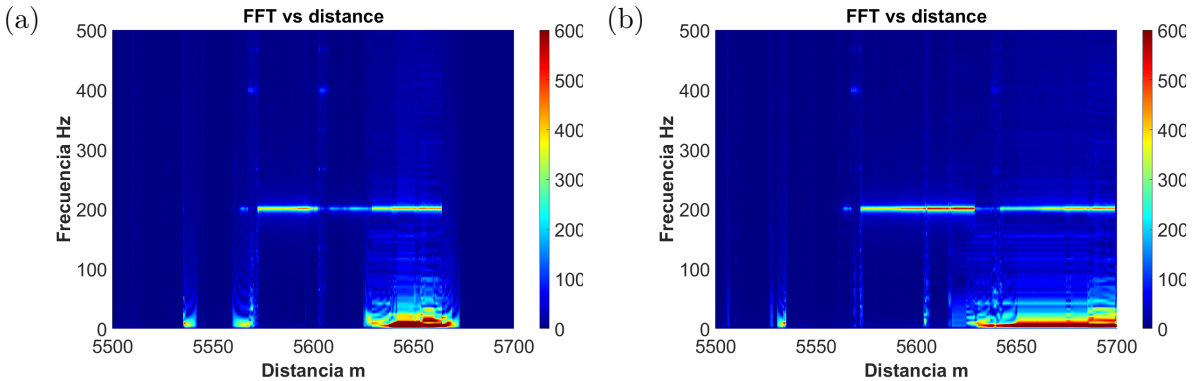


Figura 4.8: FFT vs distancia, utilizando trazas diferenciales de fase ϕ -OTDR, con un pulso de sensado de duración de 100ns, y una vibración sinusoidal de 200 Hz y 2 Vpp, en los últimos 70 m. (a) Gauge length 35m; (b) Gauge length 70m.

En el gráfico (a) se detecta la perturbación entre las posiciones 5560m y 5660m aproximadamente, equivalentes a una distancia de 100 metros. Mientras que, en el gráfico (b), se detecta la perturbación entre las posiciones 5560m y 5700m aproximadamente, lo que corresponde a una distancia de 140 metros. Estos resultados coinciden con el análisis teórico planteado en la sección 2.6.1, donde la perturbación detectada por el sensor agrega una distancia igual al gauge length.

Sin embargo, la perturbación detectada debería aumentar gradualmente en intensidad al comienzo y final de la perturbación por una distancia igual al gauge length pero, debido a que la vibración aplicada no es uniforme, no es posible apreciarlo, principalmente debido a que en la

posición inicial y final del tramo perturbado, se presenta el nivel de estiramiento máximo, que es mucho mayor que el resto de las posiciones.

Adicionalmente, al aumentar el gauge length, aumenta la diferencia de fase entre las posiciones comparadas debido a que, al ser más largo el tramo, se acumula más fase. Esto se aprecia directamente al comparar la evolución temporal de un mismo punto de la fibra óptica. Los resultados se presentan en la figura 4.9.

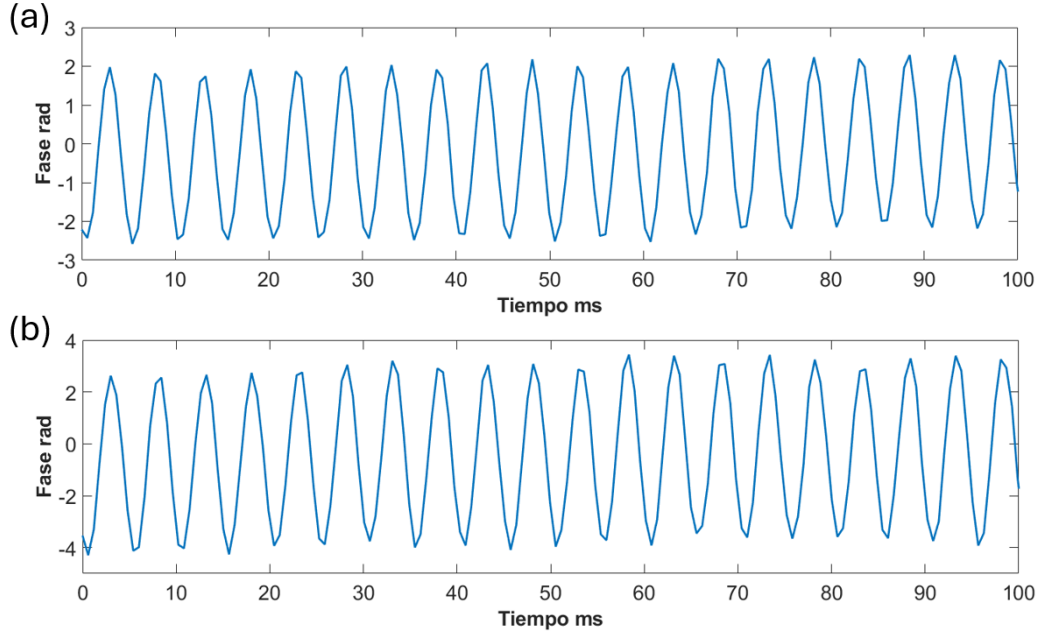


Figura 4.9: Fase vs tiempo de la posición ubicada en $d = 5570\text{m}$. (a) Gauge length 35m; (b) Gauge length 70m.

En los gráficos, se puede observar que al aumentar el gauge length, aumenta la amplitud de la diferencia de fase donde, al utilizar un gauge length de 35m, se tiene una diferencia de fase de 4 radianes, mientras que al usar uno de 70m, es de 6 radianes.

Para cuantificar la calidad de la detección al utilizar distintos gauge length, se calcula la SNR acústica de la perturbación detectada. Para eso, se utiliza la ecuación 4.1.

$$SNR_{acustica} = 10\log_{10}(P_{signal}/P_{noise}) \quad (4.1)$$

Donde P_{signal} es la potencia de la frecuencia de interés y P_{noise} es la potencia del ruido. Para calcular P_{signal} , se utiliza la FFT de la señal RBS, en donde se computa la integral de la potencia en la vecindad de la frecuencia de interés, y la P_{noise} es la integral en el resto del

espectro.

$$P_{signal} = \int_{195}^{205} |X(f)|^2 df \quad (4.2)$$

$$P_{noise} = \int_0^{195} |X(f)|^2 df + \int_{205}^{\infty} |X(f)|^2 df \quad (4.3)$$

Donde $X(f)$ es la FFT de la señal de interés. Se agrega un ancho de banda de 10Hz al intervalo de integración alrededor de la frecuencia central debido a que, la de la vibración sinusoidal generada por el subwoofer, no es perfecta.

Luego, se calcula la SNR acústica en función de la distancia para cada posición de la fibra de sensado, utilizando un gauge length de 10m, 35m y 70m. Los resultados se presentan en los gráficos de la figura 4.10.

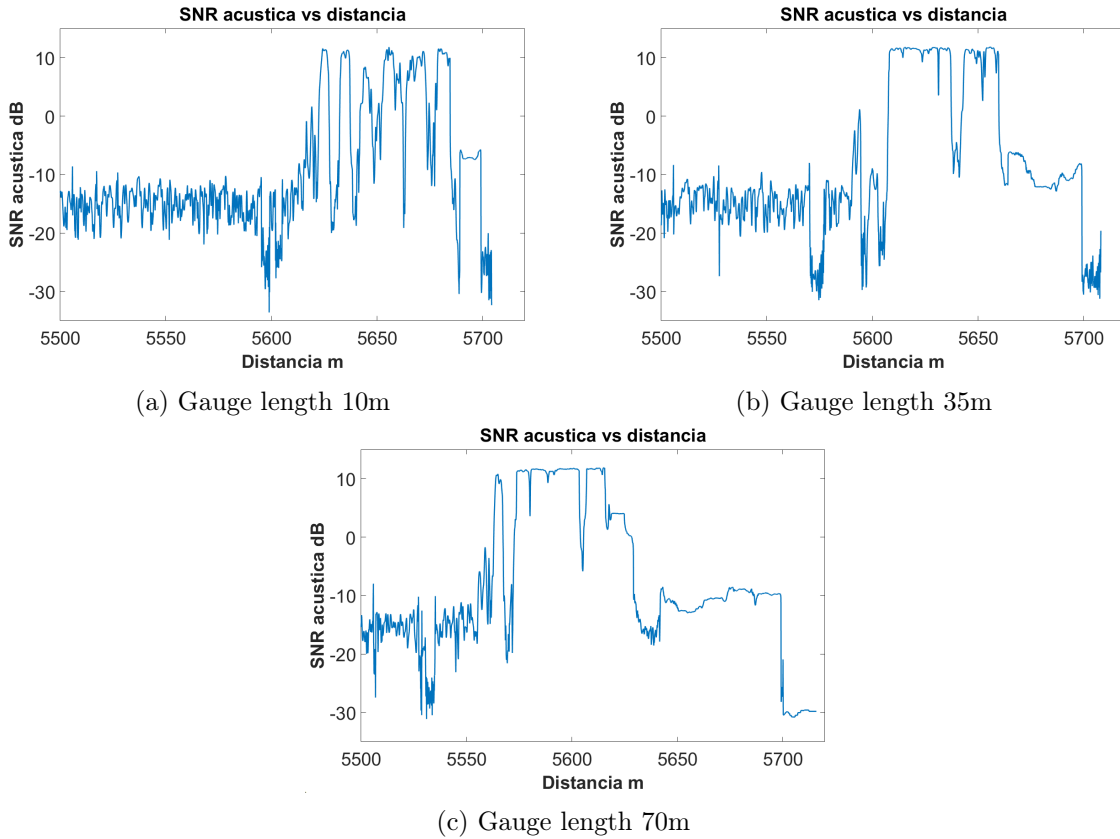


Figura 4.10: SNR acústica vs distancia, usando trazas diferenciales de fase ϕ -OTDR, con un pulso de sensado de resolución espacial 10m, y una vibración sinusoidal de 200 Hz y 2 Vpp en los últimos 70 m.

En el gráfico (a) se observa que al aplicar un gauge length de 10m, se obtiene una SNR acústica máxima de 11.8dB pero que no es uniforme a lo largo de los 70 metros. En el gráfico (b) se obtiene una SNR acústica máxima de 10.9dB y más uniforme a lo largo de la zona perturbada. Mientras que, en el gráfico (c), se obtiene una SNR máxima de 10.24dB y una respuesta

uniforme por la mitad de la perturbación.

Algunas de las discontinuidades son producto de los desvanecimientos de intensidad distribuidos a lo largo de la perturbación, incrementando así el ruido de fase. Pero principalmente, estas discontinuidades se generan debido a que la perturbación aplicada no es uniforme para los 70 metros de fibra afectados, variando la intensidad de la perturbación entre cada posición. Lo anterior es resultado de que, al enrollar la fibra en el cilindro de aluminio, la vibración no se transmite de manera homogénea por este, siendo principalmente el punto inicial y final del tramo perturbado los que presentan un nivel de estiramiento mucho mayor, debido a que este es el límite en donde la fibra pasa de estar moviéndose libremente a estar fija sobre el cilindro, lo que puede producir cambios más bruscos de estiramiento al vibrar.

Se concluye que para este caso, el aumentar el gauge length no mejora la detección ya que, aunque se aumenta la diferencia de fase producida por la vibración, también se aumenta el ruido de fase producto de otras perturbaciones que puede afectar a la fibra óptica. Estas pueden ser debido a que la fibra óptica es altamente sensible a los cambios ambientales, pudiendo ser perturbada por las vibraciones producidas por el equipamiento del laboratorio, cambios de temperatura o vibraciones producidas por el viento de la sala. Adicionalmente, el subwoofer utilizado no genera una vibración sinusoidal de frecuencia pura, pudiendo generar ruido en otras frecuencias.

4.4. Resultados experimentales bajo distintas condiciones

En esta sección se caracteriza la detección del sensor, donde se realizan diversas pruebas alterando las condiciones de la vibración aplicada, con enfoque específico en los cambios de frecuencia e intensidad. Adicionalmente, se prueba la detección del sensor al reducir su resolución espacial a 2m y 5m.

En primera instancia, se compara la detección al aumentar la intensidad de la vibración, aumentando la amplitud del generador de señales a 2Vpp y 5Vpp. Los mapas de fase obtenidos para cada caso, se presentan en la figura 4.11.

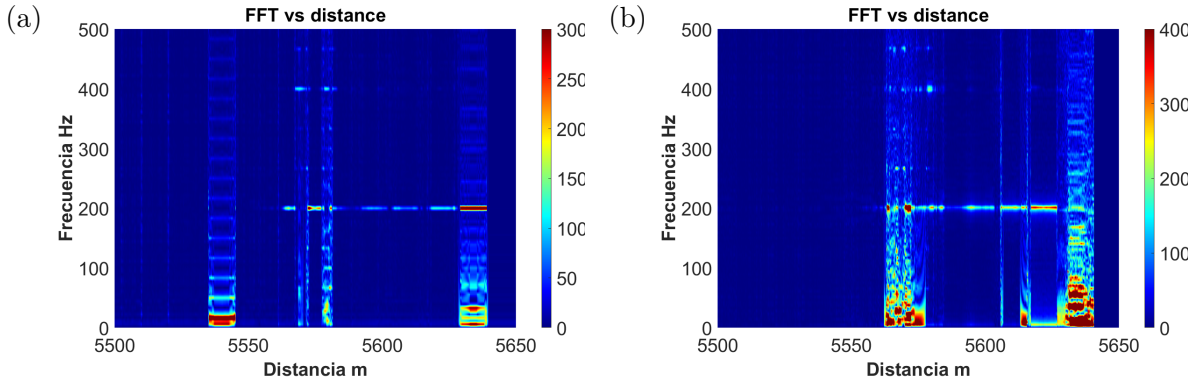


Figura 4.11: FFT vs distancia, para distintas intensidades de vibración. (a) Amplitud 2Vpp; (b) Amplitud 5Vpp

En los gráficos se puede apreciar que se detecta correctamente la perturbación ubicada entre las posiciones 5560 y 5640, que coinciden con las secciones anteriores. El gráfico (b) muestra que el ruido de fase aumenta considerablemente. Esto puede deberse a que, al vibrar el cilindro de aluminio con mayor intensidad, este se desplace levemente de su posición original, lo cual puede producir una variación lenta en el estiramiento de los puntos iniciales y finales del tramo perturbado.

La principal diferencia que se observa al variar la intensidad de la vibración, es que se aumenta la diferencia de fase generada. En la figura 4.12 se presentan los gráficos de diferencia de fase en función del tiempo para la posición 5570m de ambos mapas de fase, se utiliza la misma posición para poder compararlos.

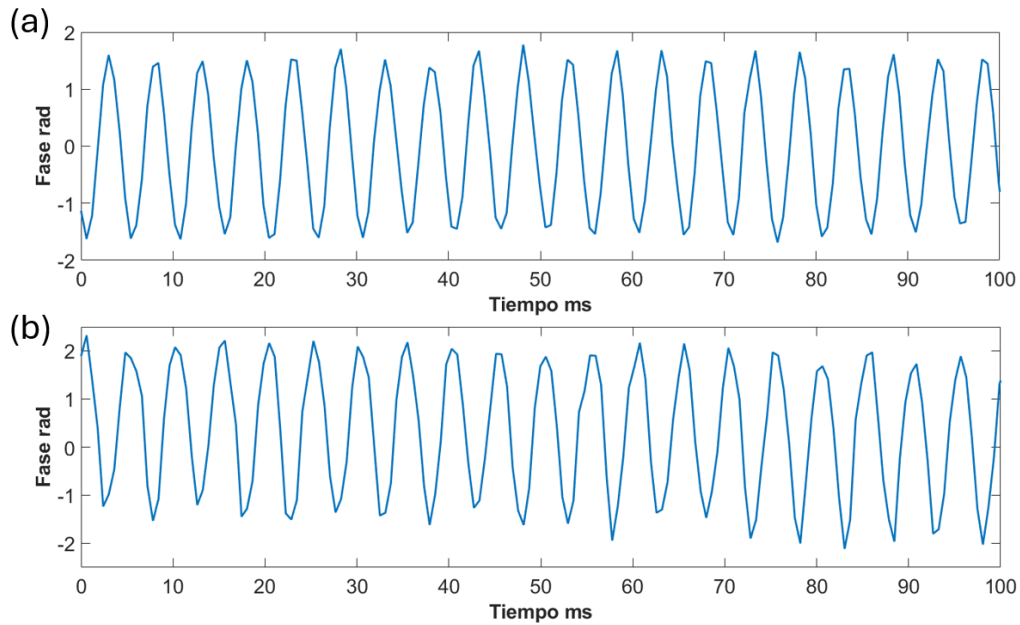


Figura 4.12: Fase vs tiempo de la posición ubicada en $d = 5570\text{m}$. (a) Amplitud vibración 2Vpp; (b) Amplitud vibración 5Vpp.

Los gráficos demuestran que en ambos casos se logra recuperar la forma de onda de la perturbación, con la diferencia que al aumentar la intensidad de esta, la diferencia de fase también aumenta. Al emplear una amplitud de 2Vpp se obtiene una diferencia de 4 radianes, mientras que con 5Vpp es de 6 radianes. Este resultado es esperable, ya que al aumentar la intensidad de la vibración, se genera un estiramiento mayor de la fibra óptica. Sin embargo, la relación entre el voltaje del generador y el estiramiento producido no es lineal debido a que el mecanismo de vibraciones no controla directamente el estiramiento de esta, sino que aplica las vibraciones indirectamente al cilindro y no es uniforme a lo largo de los 70 metros afectados.

Se procede a comparar la respuesta del sensor al utilizar distintas frecuencias de vibración. Para esto, se repiten las mediciones variando la frecuencia del generador de señales a 100Hz y una amplitud de 2Vpp. En la figura 4.13 se presenta el mapa de fase obtenido.

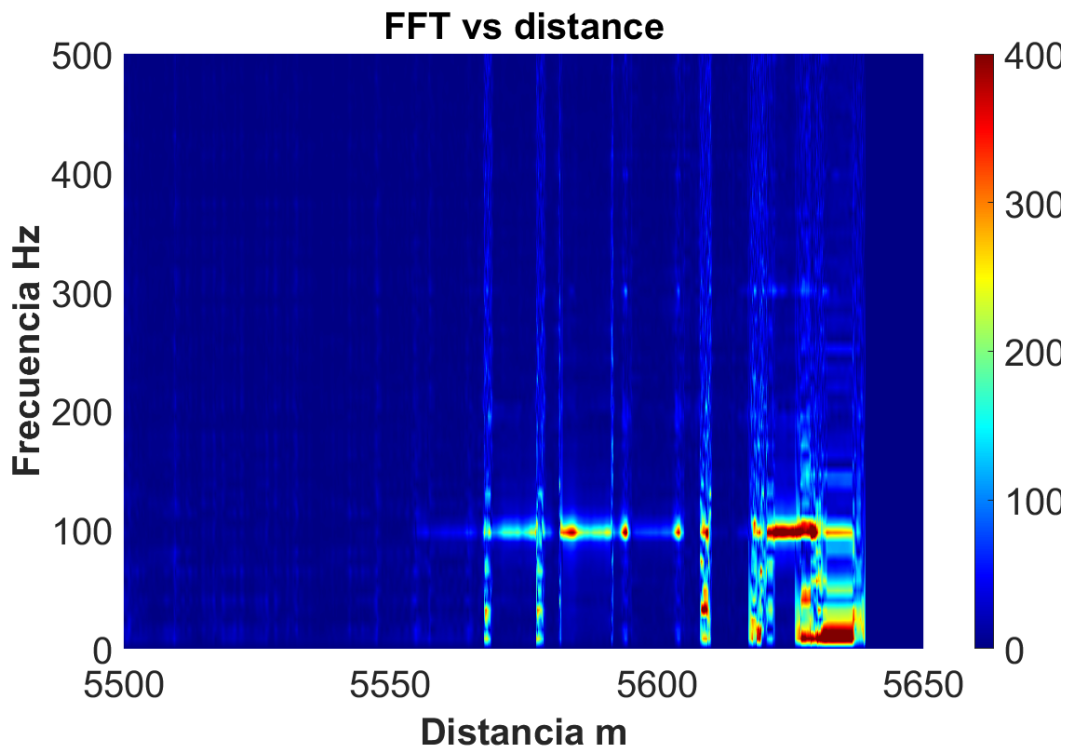


Figura 4.13: FFT vs distancia. Aplicando una vibración sinusoidal de 100Hz y 2Vpp a los últimos 70 metros de la fibra óptica.

En el gráfico se observa que se detecta una perturbación de frecuencia 100Hz entre las posiciones 5560 y 5640, captando correctamente la vibración usada.

En la figura 4.14, se gráfica la evolución temporal para la posición 5570m, visualizando la forma de onda de la perturbación demodulada.

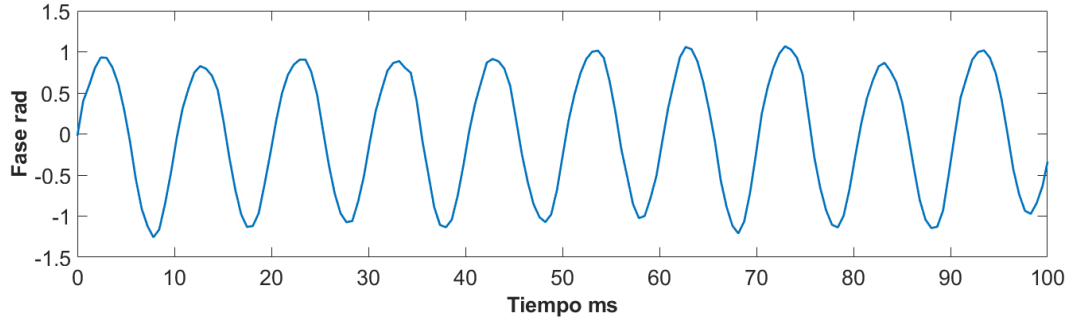


Figura 4.14: Fase vs distancia de la posición $d = 5570\text{m}$ en la fibra de sensado.

Se observa que se recupera correctamente una señal sinusoidal de 100Hz , notándose que esta tiene una mejor resolución pues requiere de una frecuencia de repetición menor para ser detectada.

Como ultima prueba, se evalúa la respuesta del sensor al reducir su resolución espacial a 2m y 5m . Para esto, es necesario realizar mediciones reduciendo la duración del pulso de sensado a 20ns y 50ns respectivamente. Se repite la prueba experimental aplicando una vibración de 200Hz y 2Vpp , para cada caso.

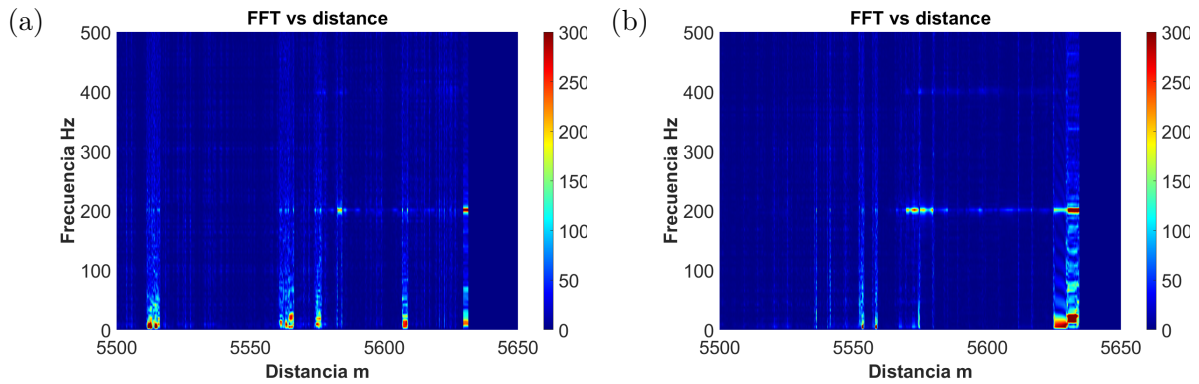


Figura 4.15: FFT vs distancia, para distintas resoluciones espaciales del sensor. (a) Gauge length 2m ; (b) Gauge length 5m .

En las figuras 4.15 se presenta los mapas de fase de la FFT en función de la distancia para ambas resoluciones espaciales. En el gráfico (a) se aprecia que para una resolución espacial de 2 metros se logra detectar la perturbación entre las posiciones 5560m y 5631.5m , a una distancia aproximada de 72 metros . Mientras que en el gráfico (b), la perturbación detectada se encuentra entre las posiciones 5560m y 5636.3m , equivalente a una distancia aproximada de 75 metros . Al reducir la resolución espacial del sensor, se denota de manera clara que la detección de la perturbación no es uniforme, destacando así con mayor precisión las posiciones de alto estiramiento de la fibra óptica producto de estar en contacto directo con el parlante.

A pesar de que se transmite menos potencia óptica, aún es posible apreciar claramente la perturbación aplicada, con una resolución espacial de hasta 2 metros . La resolución espacial puede reducirse todavía más, pero se requiere de un generador de señales capaz de producir

pulsos más delgados. Se gráfica la evolución temporal de una misma posición para ambos casos, cuyos resultados se presentan en la figura 4.16.

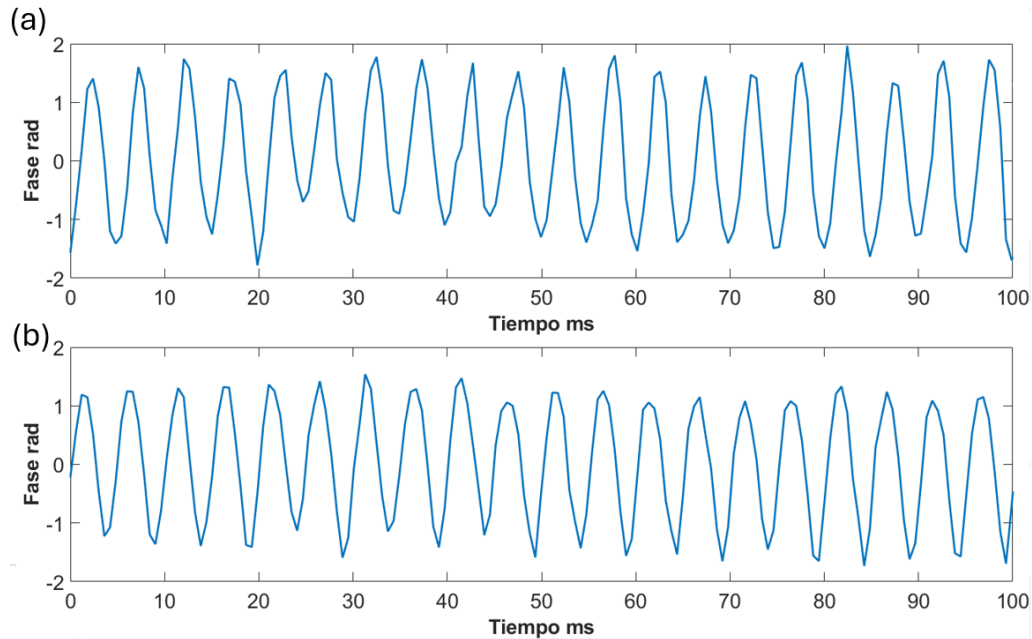


Figura 4.16: diferencia de fase vs tiempo para una distancia $d=5570\text{m}$, para mediciones con distintas resoluciones espaciales. (a) Gauge length de 2m. (b) Gauge length de 5m.

Las señales demoduladas se presentan en las figuras 4.16, en donde se confirma que, para ambos casos, se obtiene una señal sinusoidal de frecuencia 200 Hz.

5 | Conclusiones y trabajo futuro

5.1. Conclusión

En este trabajo de tesis se llevó a cabo la implementación de un sensor DAS con detección coherente homodina, de acuerdo a los objetivos planteados en la sección 1.

Se realizó la implementación y calibración de un esquema para generar pulsos ópticos con una alta tasa de extinción. Este esquema fue validado inicialmente con la implementación de un sensor DVS, con el cual se logró tomar mediciones en una fibra de 5.6 km, obteniendo trazas ϕ -OTDR de intensidad estables temporalmente. Además, se detectan perturbaciones acústicas externas, demostrándose la calidad del pulso óptico generado.

Posteriormente, se implementó el sensor DAS con detección coherente homodina. Con este sensor, se logró conseguir mediciones estáticas en un enlace de fibra óptica de 5.6Km, obteniendo trazas ϕ -OTDR de fase diferencial estables temporalmente. También se realizaron mediciones dinámicas con el sensor DAS, obteniendo la detección y recuperación de las perturbaciones acústicas aplicadas a la fibra, utilizando una resolución espacial de hasta 2m.

Adicionalmente, se realizó un estudio comparativo entre los métodos de phase unwrapping, resultando en que, con ambos métodos, fue posible demodular la fase óptica para medir las perturbaciones. Pero, al utilizar el método de MATLAB, las interferencias producto de los desvanecimientos de intensidad producen una mayor cantidad de ruido que al utilizar el algoritmo 2D basado en la TIE. Aun así, ambos algoritmos presentan errores en la reconstrucción de la fase por los desvanecimientos de intensidad.

Se analizó el efecto de variar el gauge length, en donde se concluye que, para este caso particular, no ayuda a mejorar la detección. Al aumentar la diferencia de fase entre los puntos, también se incrementa las interferencias en la fase producto de otras perturbaciones que afectan a la fibra de sensado.

5.2. Trabajos futuros

El esquema implementado es bastante básico, siendo lo suficiente para poder realizar la detección coherente homodina. Pero, con la experiencia obtenida, es posible indicar varias áreas en las cuales se podría mejorar el sensor, tanto en el esquema como en el procesamiento de datos. Algunas de las mejoras se presentan a continuación:

- Para eliminar el efecto de los desvanecimientos de polarización, se puede cambiar la híbrida óptica actual por una que tenga diversidad de polarización con la que es posible obtener dos pares de señales en cuadratura, con un estado de polarización ortogonal entre ellas, así se pueden complementar los puntos afectados.
- Eliminar los errores de fase producidos por los desvanecimientos de intensidad. Para esto se puede implementar un algoritmo de phase unwrapping que sea más robusto a estos o procesar los datos. Una técnica de procesamiento digital utilizada es el rotated-vector-sum" de la referencia [20].
- Repetir las mediciones utilizando un piezo-eléctrico para transmitir con mayor precisión las perturbaciones de vibración aplicadas a la fibra óptica, logrando estirar uniformemente la región perturbada. Con esto, es posible caracterizar la respuesta del sensor y cuantificar los parámetros físicos de la perturbación.
- Reducir el nivel de ruido óptico presente en las mediciones para dar mayor robustez al sensor. Si se considera que diversos procesos de calibración del sensor se realizan manualmente, como el maximizar el punto de operación de los EOM, balancear las potencias de los VOA y ajustar los controladores de polarización. Es posible implementar un sistema de control que realice la calibración con mayor precisión.

Bibliografía

- [1] H. F. Martins, S. Martin-Lopez, P. Corredera, M. L. Filograno, O. Frazão, and M. González-Herráez, “Coherent noise reduction in high visibility phase-sensitive optical time domain reflectometer for distributed sensing of ultrasonic waves,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 31, no. 23, pp. 3631–3637, 2013.
- [2] “Ixblue mxer-ln series modulators.” <https://www.ixblue.com/wp-content/uploads/2022/01/MXER-LN%20SERIES.pdf>.
- [3] J. C. Juarez and H. F. Taylor, “Field test of a distributed fiber-optic intrusion sensor system for long perimeters,” *Appl. Opt.*, vol. 46, pp. 1968–1971, Apr. 2007.
- [4] F. Peng, N. Duan, Y.-J. Rao, and J. Li, “Real-time position and speed monitoring of trains using phase-sensitive otdr,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 26, no. 20, pp. 2055–2057, 2014.
- [5] P. Stajanca, S. Chruscicki, T. Homann, S. Seifert, D. Schmidt, and A. Habib, “Detection of leak-induced pipeline vibrations using fiber—optic distributed acoustic sensing,” *Sensors*, vol. 18, no. 9, 2018.
- [6] H. Cheng, J. Wang, Y. Gao, Q. Zhang, and S. Wei, “Phase unwrapping based on transport-of-intensity equation with two wavelengths,” *Optical Engineering*, vol. 58, p. 1, 05 2019.
- [7] J. Pastor, *Chirped-Pulse Phase-Sensitive Optical Time Domain Reflectometry*. PhD thesis, Universidad de Alcalá, 2018.
- [8] X. Fan, “Distributed rayleigh sensing,” in *Handbook of Optical Fibers* (G.-D. Peng, ed.), pp. 1–50, Singapore: Springer Singapore, 2018.
- [9] P. Lu, N. Lalam, M. Badar, B. Liu, B. T. Chorpeneing, M. P. Buric, and P. R. Ohodnicki, “Distributed optical fiber sensing: Review and perspective,” *Applied Physics Reviews*, vol. 6, no. 4, p. 041302, 2019.
- [10] A. Hartog, *An introduction to distributed optical fibre sensors*. CRC Press, Taylor ; Francis Group, 2018.
- [11] A. Wojcik, *Signal Statistics of Phase Dependent Optical Time Domain Reflectometry*. PhD thesis, Texas AM University, 2006.
- [12] Y. Koyamada, M. Imahama, K. Kubota, and K. Hogari, “Fiber-optic distributed strain and temperature sensing with very high measurand resolution over long range using coherent otdr,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 9, pp. 1142–1146, 2009.

- [13] “Ixblue 90° optical hibrid.” <https://www.ixblue.com/photonics-space/90-optical-hybrid/>.
- [14] X. Liu, B. Jin, Q. Bai, Y. Wang, D. Wang, and Y. Wang, “Distributed fiber-optic sensors for vibration detection,” *Sensors*, vol. 16, no. 8, 2016.
- [15] Z. He and Q. Liu, “Optical fiber distributed acoustic sensors: A review,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 39, no. 12, pp. 3671–3686, 2021.
- [16] “MATLAB unwrap signal phase.” <https://es.mathworks.com/help/dsp/ref/unwrap.html>.
- [17] C. Zuo, J. Li, J. Sun, Y. Fan, J. Zhang, L. Lu, R. Zhang, B. Wang, L. Huang, and Q. Chen, “Transport of intensity equation: a tutorial,” *Optics and Lasers in Engineering*, vol. 135, p. 106187, 2020.
- [18] Z. Zhao, H. Zhang, X. Zhaoxian, H. Du, Y. Zhuang, C. Fan, and H. Zhao, “Robust 2d phase unwrapping algorithm based on the transport of intensity equation,” *Measurement Science and Technology*, vol. 30, 10 2018.
- [19] J. Martinez-Carranza, K. Falaggis, and T. Kozacki, “Fast and accurate phase-unwrapping algorithm based on the transport of intensity equation,” *Appl. Opt.*, vol. 56, pp. 7079–7088, Sep 2017.
- [20] K. Cui, F. Liu, K. Wang, X. Liu, J. Yuan, B. Yan, and X. Zhou, “Interference-fading-suppressed pulse-coding ϕ -otdr using spectrum extraction and rotated-vector-sum method,” *IEEE Photonics Journal*, vol. 13, no. 6, pp. 1–6, 2021.