Sensor acústico distribuido en fibra óptica con una sensibilidad de 10^{-12} $\varepsilon/\sqrt{Hz}$

Fiber-optic distributed acoustic sensor with 10^{-12} $\varepsilon/\sqrt{Hz}$ sensitivity

Luis COSTA(1), Hugo F. MARTINS(2), Sonia MARTIN-LOPEZ(1), María R. FERNÁNDEZ-RUIZ(1), Miguel GONZÁLEZ-HERRÁEZ(1)

1. Departamento de Electrónica, Universidad de Alcalá, Edificio Politécnico, 28805, Alcalá de Henares, Spain
2. Instituto de Óptica "Daza de Valdés", IO-CSIC, C/Serrano 121, 28006 Madrid.

Persona de contacto: Luis Costa (luis.duarte@uah.es)

RESUMEN:

Los avances en las técnicas de reflectometría óptica en el dominio del tiempo en fibra óptica permiten realizar mediciones completamente distribuidas de deformación dinámica sobre decenas de kilómetros. Esto es muy interesante para algunas aplicaciones que van desde la geofísica hasta la detección de intrusiones en grandes perímetros. Una solución atractiva consiste en la reflectometría coherente empleando pulsos con chirp (CP-φOTDR), debido a su implementación experimental simple y sus buenas prestaciones de sensibilidad. Este trabajo analiza los límites de sensibilidad de esta técnica, en función de las propiedades de la señal óptica obtenida. Usando técnicas de post-procesado adecuado, se demuestra experimentalmente el límite de rendimiento para el estimador empleado, alcanzando sensibilidades en la deformación de 10^{-12} ε / √Hz para mediciones totalmente distribuidas, a lo largo de kilómetros de fibra monomodo convencional.

Palabras clave: Chirp, Fibra Óptica, Retrodispersión Rayleigh, OTDR, Sensores, Vibración, Deformación

ABSTRACT:

Advances in optical time-domain reflectometry techniques have allowed distributed measurements of dynamic strain over tens of kilometers of single-mode fiber, making them highly interesting for numerous fields and applications, ranging from geophysics to intrusion detection and threat assessment. One attractive solution consists in coherent reflectometry with chirped pulses (CP-φOTDR), due to the simple experimental deployment and high performance. This work analyzes the limits of strain sensitivity of such technique, as a function of the obtained optical signal properties. Using adequate post-processing, the performance limit for the employed estimator is achieved, reaching strain sensitivities of 10^{-12} ε/√Hz for fully distributed measurements over kilometers in conventional single-mode fibers.

Key words: Chirp, Optical Fibers, Rayleigh Scattering, OTDR, Sensors, Vibration, Strain

1.- Introducción

Recientemente, industrias y campos de investigación como la geofísica, defensa, y la ingeniería civil están reconociendo la importancia de sensado de alta densidad espacial en sus estructuras y perímetros, como una forma de maximizar el rendimiento, minimizar el riesgo, reducir los costos en inspección periódica y mantenimiento, entre otras ventajas. El uso de sensado distribuido en fibra surge como una solución particularmente interesante para aplicaciones en grandes estructuras o perímetros. Con esta tecnología, una única fibra sustituye a cientos o miles de sensores individuales, evitando la necesidad de instalación e interrogación de cada uno de ellos, que además requerirían sus proprios esquemas de cableado y comunicación complejos (en el caso de sensores eléctricos). Esto es posible explotando interacciones luz-materia en las fibras ópticas, principalmente fenómenos de retrodispersión elástica e inelástica, junto con técnicas de discriminación de posición, como en la reflectometría óptica en el dominio del tiempo (OTDR) [1].

Hasta ahora, la mayoría de los sensores distribuidos se basaban en la retrodispersión de Brillouin o Raman, debido a su estabilidad para medir parámetros como la temperatura o la deformación. Sin embargo, estos métodos están limitados por su velocidad de medida. La necesidad de mediciones rápidas, que permiten la detección acústica distribuida (DAS) a grandes distancias, ha atraído de nuevo la atención de técnicas basadas en retrodispersión elástica (Rayleigh) como OTDR sensible a la fase (φOTDR). Esta técnica permite detectar deformaciones dinámicas a frecuencias acústicas, lo cual es crítico en aplicaciones como la evaluación no destructiva de grandes estructuras, monitorización de perímetros, detección temprana de daños, o medidas de actividad geológica o ambiental. Debido a la alta SNR que es alcanzable con técnicas basadas en retrodispersión de Rayleigh, se evita la necesidad de promediados, que son el típico factor limitante de las técnicas basadas en la dispersión Brillouin [2]. De esta manera, los sensores basados en φOTDR son capaces de alcanzar tasas de muestreo acústico limitadas solo por el tiempo total de vuelo de un único pulso en la fibra. Así, velocidades de medida de hasta 1 kHz para longitudes de hasta 100 km son fácilmente alcanzables.

Convencionalmente, la técnica de φOTDR se implementa lanzando un tren de pulsos coherentes a lo largo de la fibra, recuperando la traza óptica y midiendo cambios locales en la amplitud de las trazas adquiridas. Sin embargo, este método es incapaz de ofrecer una verdadera relación monotónica y lineal con la deformación aplicada. Además, la naturaleza estocástica de la señal retrodispersada conduce a "puntos de desvanecimiento" con una relación señal/ruido (SNR) extremadamente baja, distribuidos estadísticamente en toda la fibra. En general, el sensor permite detectar y localizar una perturbación, pero no cuantificarla. En un intento de abordar este último problema, la respuesta lineal a la perturbación medida se puede obtener recuperando la fase de la traza óptica utilizando esquemas de detección I/Q [3]. Esta es una solución que agrega complejidad al diseño del método convencional y retiene el problema de los puntos de desvanecimiento.

Otra técnica propuesta en la literatura [2], que aborda ambos problemas con un mínimo de alteraciones de la configuración convencional, consiste en introducir un chirp lineal a los pulsos enviados como sonda. La técnica mapea distintas frecuencias a distintos instantes de tiempo en el pulso. Esto hace que si la fibra es perturbada, la traza se desplace temporalmente en la localización de la perturbación, correspondiendo al cambio de frecuencia que compensa dicha perturbación en la fibra. Así, la detección de perturbaciones se basa en un proceso de estimación de retardo de tiempo. Este cambio en el principio de operación hace que los efectos de las diferentes fuentes de ruido óptico en la SNR de la señal de deformación recuperada deban ser reevaluados. Convencionalmente se emplea la correlación cruzada [4] - [6] para estimar un retraso. Este método, ofrece distintas ventajas en el tiempo de cómputo sobre otras alternativas, ya que puede calcularse en el dominio de la frecuencia mediante la explotación del teorema de convolución.

En este trabajo, analizamos el rendimiento del estimador de correlación en φOTDR con pulsos con chirp (CP-φOTDR) para detección de

deformaciones dinámicas. En particular, demostramos que el error de muestreo puede reducirse fácilmente mediante la interpolación sinc [7], ya que la señal es quasi-periódica. Después de compensar el ruido de fase y el jitter, demostramos que la limitación fundamental viene dada por el límite inferior Cramér-Rao (CRLB) [4]. Esto indica que el rendimiento se encuentra limitado por SNR óptica, ancho de banda y resolución espacial. Así, somos capaces de implementar un sensor de deformación en fibra óptica, distribuido, con sensibilidad p$\varepsilon/\sqrt{Hz}$, hasta el rango de frecuencia de kHz.

2.- Límite de estimación del CP-φOTDR

El uso de un pulso con chirp en un φOTDR tradicional convierte la medición de deformación en una estimación de retraso temporal localizado en la traza óptica. Este retraso es estimado tomando como referencia una adquisición previa. Entonces, cada traza óptica adquirida $x_{med}(t,i)$ es comparada a una traza de referencia adquirida anteriormente $x_{ref}(t,i) = x_{med}(t,0)$, donde i representa cada disparo del láser, y t el tiempo de vuelo, correspondiente a la luz retrodispersada del pulso en cada posición de la fibra por $z = ct/2n$, z siendo la posición, c la velocidad de la luz en el vacío, y n el índice de refracción efectivo de la fibra. Cada adquisición $x_{med}(t,i)$ obtenida en una sección de fibra deformada homogéneamente se puede describir como:

$$x_{med}(t,i) = s\big(t - D(i)\big) + n(t,i) \quad (1)$$

donde s es la señal óptica, n es el ruido aditivo, y $D(i)$ el retraso observado en la traza debido al cambio de camino óptico, el cual queremos estimar. Uno de los métodos más empleados de estimación de retraso consiste en la determinación del máximo de la correlación generalizada. Para una sección dada de fibra definida entre T_1 y T_2, la correlación se define como:

$$R(\tau,i) = \int_{T_1}^{T_2} x_{med}(t,i)x_{ref}(t+\tau)\,dt \quad (2)$$
$$= R_{ss} * \delta(t - D(i)) + R_{sn_{med}} + R_{sn_{ref}} + R_{n_{med}n_{ref}}$$

R_{ss} siendo la autocorrelación de la traza óptica, y los demás términos correspondientes a la correlación entre términos de señal y ruido (n_{med} siendo el ruido en la traza de medida, y n_{ref} el ruido en la traza de referencia). El retraso $D(i)$, se puede entonces estimar como

$$\widehat{D}(i) = argmax\{R(\tau,i)\}. \quad (3)$$

La ecuación 2 pone en evidencia la influencia del ruido aditivo, del ancho de banda y de la resolución espacial en la estimación del retraso en la señal. Por un lado, la función delta que contiene la información de retraso es deformada por la forma de autocorrelación de la señal. Entonces, cuanto mejor sea el producto entre ancho de banda y tiempo de integración, mejor definido estará el pico principal de la correlación (la resolución espacial del sistema está limitada fundamentalmente por la anchura del pulso τ_p, así que $T = T_2 - T_1 = \tau_p$). Por otro lado, la existencia de ruido aditivo en la señal óptica genera los demás términos que introducen error en la estimación.

Otras fuentes de error en la estimación son el ruido de fase del láser y el error introducido por el muestreo, de $\pm\frac{1}{2f}$ (f_s siendo la frecuencia de muestreo de la traza óptica) . El ruido de fase, para el caso de CP-φOTDR, se traduce directamente en un retraso constante de la traza a lo largo de toda la fibra, y se ha corregido hasta el primer orden anteriormente, en [8]**.** El procedimiento utilizado para ello consiste en usar una sección de fibra aislada de perturbaciones externas para medir simplemente el ruido de fase introducido por el láser y compensarlo posteriormente. El error de muestreo, en el caso en que la señal óptica este apropiadamente muestreada, se puede corregir con estrategias de interpolación, como por ejemplo un ajuste parabólico [5], pero es necesario tener cuidado para no influenciar la medida. Si queremos determinar el límite de medición debido a las características de la señal (SNR, ancho de banda y tiempo de integración), hay que garantizar que el estimador o el interpolador no están introduciendo un sesgo en la medición. La reconstrucción de la señal por interpolación sinc (Whittaker-Shannon), para una señal periódica y limitada en banda, no introduce sesgo, y puede ser usado

como una forma de reducir el error de muestreo después de la adquisición. Una vez corregido el ruido de fase/jitter y el de muestreo, el límite de estimación es determinado por las características de señal, como ya se ha comentado anteriormente, y se designa como el límite inferior de Cramér-Rao [4]. Este límite ya se ha determinado para sistemas RADAR y SONAR pasivo y activo por Quazi et al. [4]. El caso de CP-φOTDR es análogo al de un RADAR pasivo con introducción de un error sistemático debido al ruido en la referencia, centrado en banda base y con una forma triangular del espectro de la señal debido a la foto detección. En estas condiciones, el error medio cuadrático de una medida de retraso dado por el límite de Cramér-Rao, en función de las características de señal, es

$$\sigma_{CRLB}^2 = \frac{3}{4\pi^2 T}\frac{1}{B^3}\frac{1}{SNR} \tag{4}$$

Asumiendo el caso óptimo de resolución espacial $T = \tau_p$, y una sensibilidad de deformación [2]

$$\frac{\delta\varepsilon}{\delta t} = \frac{B}{(-0.78)\tau_p \nu_0} \tag{5}$$

donde υ_0 es la frecuencia central del láser y B es el ancho de banda del pulso, convertimos la ecuación 3 a deformación, obteniendo así

$$\sigma_{CRLB\varepsilon}^2 = \sigma_{CRLB}^2 \left(\delta\varepsilon/\delta\tau\right)^2 = \frac{3}{((-0.78)2\pi)^2}\frac{1}{SNR}\frac{1}{\nu_0 B}\frac{1}{T^3} \tag{6}$$

La expresión (6) define el límite de varianza en la determinación de deformación.

3.- Resultados experimentales

El modelo desarrollado en la sección anterior fue testado usando un esquema CP-φOTDR. Este esquema coincide con el de un φOTDR tradicional, pero introduciendo un chirp lineal en el láser mediante la modulación directa de la corriente del láser, como se ha propuesto en [2] (Fig. 1).

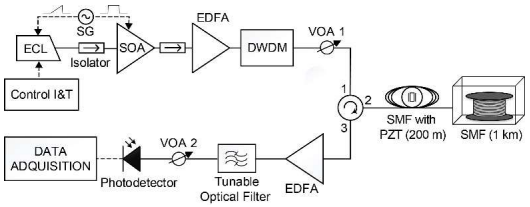

Fig. 1: Diseño experimental.

Un láser de cavidad externa (ECL) RIO trabajando en emisión continua (con longitud de onda central de 1550.2 nm), es controlado por un controlador de diodo láser LDX-3724 de ILX Lightwave LDC-3724 en corriente y temperatura (I & T), con una modulación adicional en forma de diente de sierra generada por un generador de señal Agilent 81150A (SG) destinado a inducir el chirp lineal. La luz emitida se envía a través de un amplificador óptico SOA1013SXS de Thorlabs Semiconductor, para generar pulsos rectangulares de 100 ns, síncronamente a la modulación diente de sierra. Se introdujeron aisladores ópticos después del láser y SOA para prevenir la introducción de inestabilidad en las cavidades. El pulso resultante se amplifica a través de un amplificador de fibra dopada con erbio (EDFA) y posteriormente se filtra para eliminar el ruido de emisión espontánea amplificada (ASE) utilizando un multiplexor de división de longitud de onda (DWDM). Después de eso, el pulso es enviado a la fibra de prueba (FUT) a través de un circulador. La fibra de detección tiene una longitud de ~ 1200 m, con una primera sección que contiene un actuador piezoeléctrico (PZT), y una segunda sección de ~ 1 km de largo que se utiliza para la compensación de ruido de fase [8]. Esta sección final se introduce en un baño de agua para minimizar medidas no deseada de temperatura local o deformación residual. La luz retrodispersada se redirige al brazo de detección, luego se filtra con un filtro sintonizable para mitigar el efecto de ASE y, finalmente, se detecta mediante un fotodetector Thorlabs PDA8GS de 8 GHz. La señal eléctrica generada se filtra con un filtro de paso bajo (LP) analógico de 900 MHz, previamente a su digitalización. Atenuadores ópticos variables (VOA) se insertan en toda la configuración para evitar la aparición de efectos no lineales durante la amplificación o propagación a través del medio de prueba.

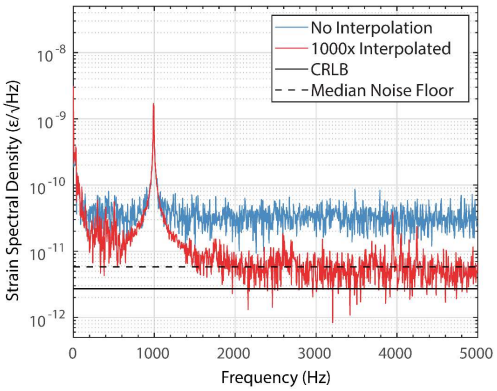

Fig. 2: Densidad espectral de deformación para una adquisición de 0.2 segundos, con una perturbación aplicada de 1kHz. CRLB calculada de 2.715 pε/√Hz y suelo de ruido medido de 5.178 pε/√Hz. SNR estimado: 19.47 dB

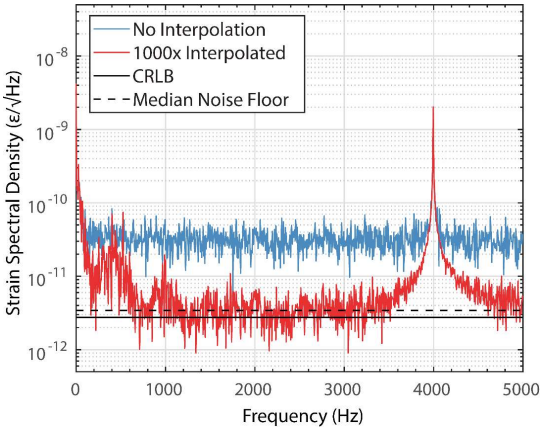

Fig. 3: Densidad espectral de deformación para una adquisición de 0.2 segundos, con una perturbación aplicada de 4kHz. CRLB calculada de 2.744 pε/√Hz y suelo de ruido medido de 3.421 pε/√Hz. SNR estimado: 19.38 dB

En los experimentos realizados, la adquisición se realizó a 10 GS/s, con un tiempo de integración de 0,2 segundos. El láser se ha pulsado con una tasa de repetición de 10 kHz. El PZT se ha usado para aplicar perturbaciones de 1 kHz y 4 kHz a la fibra. El ruido de la fase láser se compensó utilizando la sección térmicamente estable de la fibra. Los resultados se presentan en la Fig. 2 y 3 se resumen en la Tabla 1. En la figura, las líneas azules representan el espectro de la señal acústica antes de la interpolación. En este caso, el error de muestreo antes de la interpolación es de ± 3.3128 nε, siendo mejorado por un factor de 1000 (presentado en línea roja en las Fig. 2 y 3) después de la interpolación. Las líneas negras continuas muestran el suelo de ruido CRLB teórico (ecuación (6)), mientras que las líneas negras discontinuas presentan la mediana del suelo de ruido obtenido experimentalmente.

El ruido de nuestras mediciones experimentales es muy similar al establecido por el CRLB, lo que implica que la señal acústica recuperada está limitada en última instancia por la resolución espacial definida, el ancho de banda y la SNR de la traza óptica. La Figura 4 muestra el límite real de sensibilidad, en una zona no perturbada, evitando así un aumento del suelo de ruido por manchado espectral o ruido ambiental (mismo código de color que las Figuras 2 y 3). Alcanzamos una sensibilidad de tensión de 3.590 pε/√Hz (en comparación con un límite inferior calculado de 2.668 pε/√Hz), con una SNR de traza óptica estimada de 19.62 dB. Las diferencias entre el valor estimado y el medido pueden ser causadas por error en la estimación de SNR o del ancho de banda del pulso.

Tabla 1

	1 kHz	**4 kHz**
CRLB ($p\varepsilon/\sqrt{Hz}$)	2.715	2.744
Suelo de ruido ($p\varepsilon/\sqrt{Hz}$)	5.178	3.421
Estimated SNR (dB)	19.47	19.38

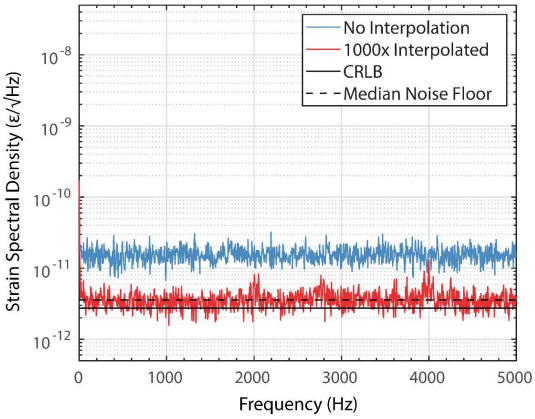

Fig. 4: Densidad espectral de deformación para una adquisición de 0.2 segundos en una zona no perturbada. CRLB calculada de 2.668 pε/√Hz y suelo de ruido medido de 3.59 pε/√Hz. SNR estimado: 19.62 dB

4.- Conclusión

En este trabajo, analizamos los efectos de las propiedades de la señal óptica en el rendimiento de las mediciones acústicas de pequeñas deformaciones utilizando CP-φOTDR. Demostramos que el ruido de muestreo se puede eliminar fácilmente mediante interpolación de Whittaker-Shannon, sin introducir sesgos en el sistema. La aplicación de esta estrategia, junto con la compensación del ruido de fase, nos ha permitido reducir el ruido de medición hasta el límite inferior CRLB. Esto implica que hemos alcanzado una sensibilidad limitada fundamentalmente por las propiedades de la señal óptica obtenida, en el orden de pε /√Hz, para perturbaciones en el rango de kHz. Esta sensibilidad es aproximadamente solo tres órdenes de magnitud más alta que los límites impuestos por la agitación térmica de la fibra en una distancia equivalente a la resolución del pulso. Creemos que este es un resultado sin precedentes, para una medida totalmente distribuida, sin utilizar un láser ultraestable y en fibras convencionales.

Agradecimientos: Este trabajo ha sido financiado en parte por: el programa EC Horizon 2020 y el MINECO a través de proyecto DOMINO Water JPI; el proyecto FINESSE MSCA-ITN-ETN-722509; el MINECO a través del proyecto TEC2015-71127-C2-2-R; y el programa regional SINFOTON2-CM: P2018/NMT-4326. El trabajo de MRFR y HFM ha sido financiado por el MINECO a través de dos contratos "Juan de la Cierva".

Referencias

[1] Koh-Ichi AOYAMA, Nakagawa KIYOSHI, Itoh TAKESHI, *"Optical time domain reflectometry in a single-mode fiber"* IEEE Journal of Quantum Electronics, 17, 6, 862–868, 1981.

[2] Juan PASTOR-GRAELLS, Hugo F. MARTINS, Andres GARCIA-RUIZ, Sonia. MARTIN-LOPEZ, Miguel GONZALEZ-HERRAEZ, "*Single-shot distributed temperature and strain tracking using direct detection phase-sensitive OTDR with chirped pulses*", Optics Express, 24, 12, 13121-13133, 2016.

[3] Zinan WANG, Li ZHANG, Song WANG, Naitian XUE, Fei PENG, Mengqiu FAN, Wei SUN, Xianyang QIAN, Jiarui RAO, Yunjiang RAO. *"Coherent Φ-OTDR based on I/Q demodulation and homodyne detection."* Optics Express, 24, 2, 853-858, 2016.

[4] Azizul QUAZI *"An overview on the time delay estimate in active and passive systems for target localization."* IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, 29, 3, 527-533, 1981

[5] Giovanni JACOVITTI, Gaetano SCARANO, *"Discrete time techniques for time delay estimation,"* IEEE Transactions on Signal Processing, 41, 2, 525–533, 1993.

[6] Charles KNAPP, Glifford CARTER, *"The Generalized Correlation Method for Estimation of Time Delay,"* IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, 24, 4, 320–327, 1976.

[7] Thomas SCHANZE, *"Sinc Interpolation of Discrete Periodic Signals,"* IEEE Transactions on Signal Processing, 43, 6, 1502–1503, 1995.

[8] Maria R. FERNÁNDEZ-RUIZ, Juan PASTOR-GRAELLS, Hugo F. MARTINS, Andrés GARCIA-RUIZ, Sonia MARTIN-LOPEZ, and Miguel GONZÁLEZ-HERRÁEZ, *"Laser Phase-noise Cancellation in Chirped-pulse Distributed Acoustic Sensors,"* Journal of Lightwave Technology, 36, 4, 979-985, 2017.