

TESIS DEFENDIDA POR
Carlos Morales Carbajal
Y APROBADA POR EL SIGUIENTE COMITÉ

Dr. Vassili Spirine
Codirector del Comité

Dr. Enrique Mitrani Abenchuchan
Codirector del Comité

Dr. Arturo Arvizu Mondragón
Miembro del Comité

Dr. Serguei Miridonov
Miembro del Comité

Dr. Arturo Velázquez Ventura
*Coordinador del programa de posgrado
en Electrónica y Telecomunicaciones*

Dr. Edgar Gerardo Pavía López
Director de Estudios de Posgrado

17 de Noviembre del 2006

**CENTRO DE INVESTIGACIÓN CIENTÍFICA Y DE EDUCACIÓN SUPERIOR
DE ENSENADA**



**PROGRAMA DE POSGRADO EN CIENCIAS
EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES**

**Estudio de la exactitud y precisión para localización de perturbaciones
basadas en el método análisis por transmisión - reflexión (MATR) en un
sensor de fibra óptica distribuido**

TESIS

que para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para obtener el grado de
MAESTRO EN CIENCIAS

Presenta:

CARLOS MORALES CARBAJAL

Ensenada, Baja California a Noviembre del 2006.

RESUMEN de la Tesis de **Carlos Morales Carbajal**, presentada como requisito parcial para la obtención del grado de MAESTRO EN CIENCIAS en ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES con orientación en INSTRUMENTACIÓN Y CONTROL. Ensenada, Baja California. México. Noviembre de 2006.

Estudio de la exactitud y precisión para localización de perturbaciones basadas en el método análisis por transmisión – reflexión (MATR) en un sensor de fibra óptica distribuido.

Resumen aprobado por:

Dr. Vassili Spirine

Codirector de Tesis

Dr. Enrique Mitrani Abenchuchan

Codirector de Tesis

Se construyó un prototipo de sistema de fibra óptica para localización de perturbaciones mediante el método de análisis por transmisión – reflexión (MATR). Se estudiaron analíticamente y experimentalmente la precisión y exactitud del método y se realizaron pruebas de la influencia de gasolina en un sensor de fibra óptica con bajo coeficiente de retrodispersión de Rayleigh. También, se analizó la teoría del MATR considerando la retrodispersión múltiple para aplicación en fibras con alto índice de retrodispersión o en fibras con gran longitud.

Palabras clave: incertidumbres, retrodispersión de Rayleigh, sensor de fibra óptica, retrodispersión múltiple.

ABSTRACT of the Thesis presented by **Carlos Morales Carbajal** as a partial requirement to obtain the MASTER OF SCIENCE degree in ELECTRONICS AND TELECOMUNICATIONS with orientation in INSTRUMENTATION AND CONTROL. Ensenada, Baja California. Mexico. November 2006.

Study of the exactitude and precision for localization of perturbations based on the method of transmission - reflection analysis (MATR) in a distributed fiber optical sensor.

Abstract approved by:

Dr. Vassili Spirine
Codirector de Tesis

Dr. Enrique Mitrani Abenchuchan
Codirector de Tesis

A prototype of fiber optical sensor for localization of perturbations based on transmission – reflection analysis (MATR) have been constructed. The precision and exactitude of the method were studied analytically and experimentally including tests of the gasoline influence on a fiber optic sensor with low coefficient of Rayleigh backscattering. Also, the theory of the MATR was analyzed considering the multiple backscattering for application in fibers with high index of backscattering or in fibers with great length.

Keywords: uncertainties, Rayleigh backscattering, fiber optic sensor, multiple backscattering.

Dedicatoria

A mis padres,

mis hermanos

y mi novia.

*Estén donde estén,
siempre los llevo en mi mente y
en lo profundo de mi corazón.*

AGRADECIMIENTOS

A Dios por la oportunidad de vivir esta experiencia, por que así conocí a:

A mis codirectores, *Dr. Vasilli Spirine* y *Dr. Enrique Mitrani*, que tuvieron la paciencia para corregir mis errores, me dieron consejos para irme a un solo camino y me enseñaron su sabiduría para el entendimiento de la teoría y desarrollo de la tesis.

A los miembros de mi comité, *Dr. Arturo Arvizu* y *Dr. Serguei Miridonov*, por sus asesorías y comentarios para la realización de la tesis.

A los técnicos de los laboratorios de Instrumentación y Comunicaciones Ópticas, *Manuel Ivan Manríquez*, *Ramón Muraoka*, *Rene Torres*, y al equipo de Taller de mecánica que me apoyaron incondicionalmente.

A las secretarías del Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones, *Rosa Elena Fuentes*, *Laura Martínez* y *Aurora Robles*, que me blindaron sus servicios.

Al maestro *Ricardo Núñez* por sus consejos y experiencias en el área de la Electrónica.

A mis amistades, *Araceli*, *Eddi*, *Marcial*, *Joel*, *Juan*, *Alejandro*, *Victor*, *Alberto*, *Jorge*, *Jesús*, *Fátima*, *Magali*, *Russel*, *Oscar*, *Gabriel*, *Manuel* y *Liliana*, por ser mis amigos.

A mis padres, *Leticia Carbajal Pinal* y *Carlos Morales Ballesteros*, por la vida que me ofrecieron con mucho amor. A mis hermanos, *Liz*, *Richard* y *Alberto*, por sus palabras y apoyo. A mi novia, *Cesi*, por el cariño y el amor incondicional a pesar de la distancia. A mis niños, *Betito*, *Jonathan* y *Luis*, por su alegría y ternura.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) por haberme otorgado la beca para realizar la maestría.

I INTRODUCCIÓN

I.1	Motivación.....	1
I.2	Antecedentes.....	2
I.3	Objetivos del trabajo.....	3
I.4	Organización del trabajo.....	4

II SENSORES DISTRIBUIDOS DE FIBRA OPTICA

II.1	Propagación de la luz en una fibra óptica.....	5
II.2	Pérdidas, dispersión y retrodispersión en la fibra óptica.....	9
II.2.1	Pérdidas en fibra óptica.....	9
II.2.2	Microcurvatura y Macrocurvatura.....	10
II.3	Dispersión de Rayleigh.....	13
II.3.1	Teoría básica.....	13
II.4	Dispersión de Rayleigh en fibra óptica.....	16
II.5	Reflectometría óptica en el dominio del tiempo (OTDR).....	17
II.5.1	Principio.....	17
II.5.2	Análisis de la señal retrodispersada.....	22
II.6	Reflectometría óptica en el dominio de la frecuencia (OFDR).....	25

III MÉTODO POR EL ANÁLISIS DE TRANSMISIÓN/REFLEXIÓN (MATR)

III.1	Principio de operación.....	28
III.2	Localización de una zona de pérdidas.....	30
III.3	Localización de múltiples zonas de pérdidas.....	37
III.4	Modificación del algoritmo para considerar retrodispersión múltiple.....	43
III.5	Localización de dos zonas de pérdidas con el método modificado.....	45

IV RESULTADOS EXPERIMENTALES Y DISCUSIÓN

IV.1	Montaje del Prototipo.....	52
IV.1.1	Sistema óptico	53
IV.1.2	Acondicionador de señales.....	55
IV.1.3	Adquisición de datos	60
IV.2	Estimación de errores	61
IV.3	Respuesta a las variaciones de la temperatura.	67
IV.3.1	Configuración con conectores	68
IV.3.2	Configuración con conectores y empalmes por fusión.....	75
IV.4	Respuesta a una perturbación.....	77
IV.4.1	Uso de un mecanismo para generar una macro curvatura	77
IV.4.2	Estabilidad en tiempo y estimación del error de la distancia a la falla en fibra 1.3 km.....	78
IV.4.3	Estabilidad en tiempo y estimación del error de la distancia a la falla en fibra 5.6 km.....	85
IV.4.4	Errores inducidos por los cambios rápidos de pérdidas en el mecanismo.....	90
IV.4.5	Expansión de un polímero.....	93
V	CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....	96
V.1	Aportaciones y Trabajo a futuro	99
VI	REFERENCIAS	100

Figura 1. Reflexión total interna (izquierda) y corte transversal (derecha) en una fibra óptica.	5
Figura 2. Reflexión interna total.	6
Figura 3. Vista de la fibra: (a) de perfil, (b) vista final y (c) vista transversal.	7
Figura 4. Dependencia de la longitud de onda de la atenuación de la fibra de vidrio.	10
Figura 5. Macro y micro curvatura.	12
Figura 6. Espectro típico de la luz dispersada: intensidad (I_s) vs frecuencia óptica (ν_o). ...	15
Figura 7. Dispersión de Rayleigh en el aire.	15
Figura 8. Diagrama a bloques del OTDR.	18
Figura 9. Curva típica del OTDR.	20
Figura 10. Diferencia en resolución y SNR causado por diferentes anchos de pulsos.	21
Figura 11. Diagrama esquemático de un C-OFDR.	26
Figura 12. Partes básicas para la localización de la perturbación.	27
Figura 13. La perturbación se encuentra cerca al inicio del sensor de fibra.	28
Figura 14. La perturbación se encuentra cerca al final del sensor de fibra.	30
Figura 15. Arreglo de fibra óptica de dos segmentos con perturbación que induce pérdidas en la distancia l_1 ; r_1 y r_2 son coeficientes de reflexiones al inicio y fin de fibra, respectivamente.	30
Figura 16. Esquema del arreglo para interpretar los coeficientes de transmitancias y reflectancias.	31
Figura 17. Esquema del arreglo para interpretar el coeficiente de transmisión.	32
Figura 18. Esquema para interpretar el coeficiente de retrodispersión del extremo inicial y primer segmento del arreglo, $r_1 + R_1$	33
Figura 19. Esquema para interpretar el coeficiente de retrodispersión del segundo segmento del sensor, $K^2 T_1 R_2$	33

Figura 20. Esquema para interpretar el coeficiente de retrodispersión del extremo final del sensor, $K^2 T_1^2 T_2^2 r_2$.	33
Figura 21. Gráfica característica de la distancia de las pérdidas inducidas por los coeficientes normalizados de transmisión al cuadrado y de reflexión a lo largo del sensor de fibra.	36
Figura 22. Configuración de la fibra de prueba para múltiple zonas de pérdidas: t_1+t_n , transmisiones de los segmentos perturbados con pérdidas inducidas inicialmente; t_x , transmisión del segmento recientemente perturbado; r_1, r_2 , reflexiones al inicio y final de la fibra de prueba.	39
Figura 23. Localización preliminar de la perturbación (n+1)-ésima con el apoyo de la función $F(k,n)$.	39
Figura 24. Relación entre las potencias de reflexión normalizado y de transmisión al cuadrado normalizado para pérdidas inducidas al final e inicio de la fibra de prueba momentáneamente.	41
Figura 25. Relación entre las potencias de reflexión normalizado y de transmisión al cuadrado normalizado para dos perturbaciones inducidas simultáneamente, A+D, e independientemente, A y D.	42
Figura 26. Esquema de la primera y la segunda zona de pérdidas.	46
Figura 27. Gráficas comparativas del método ATR y el retrodispersión múltiple: $l_1 = 4,950$ m, $l_2 = 47.5$ m y $L = 5,000$ m.	48
Figura 28. Gráficas comparativas del método ATR y la retrodispersión múltiple: $l_1 = 14,850$ m, $l_2 = 142.5$ m y $L = 15,000$ m.	49
Figura 29. Gráficas comparativas del método ATR y el retrodispersión múltiple: $l_1 = 15,000$ m, $l_2 = 190$ m y $L = 20,000$ m.	50
Figura 30. Gráficas comparativas del método ATR y la retrodispersión múltiple: $l_1 = 19,800$ m, $l_2 = 190$ m y $L = 20,000$ m.	50
Figura 31. Diagrama esquemático del prototipo.	52
Figura 32. Densidad espectral de la potencia reflejada con reflexión adicional.	54
Figura 33. Densidad espectral de la potencia reflejada sin reflexión adicional.	54

Figura 34. Configuración del preamplificador de transimpedancia con resistencia de retroalimentación y capacitor de compensación.....	56
Figura 35. Señal en el tiempo del canal para la medición de la luz reflejada sin compensación.....	56
Figura 36. Señal en el tiempo del canal para la medición de la luz reflejada con compensación.....	58
Figura 37. Gráfica del coeficiente de transmitancia normalizado al cuadrado, la reflexión normalizada y la manera de cómo representar sus incertidumbres.....	62
Figura 38. Gráfica entre el error absoluto y el coeficiente de transmitancia del sensor de fibra óptica de 10,000 metros para δR igual a 0.005 y δT igual a 0.00385.....	63
Figura 39. Gráfica del Error Absoluto vs. la distancia a la falla.....	64
Figura 40. Gráficas de la aproximación del error absoluto de la distancia a la falla del sensor de fibra óptica de 10,000 metros para δR igual a 0.005 y δT igual a 0.00385.	65
Figura 41. Respuesta en el tiempo de T_{norm} , R_{norm} y L_{norm}	67
Figura 42. Comportamiento en los diferentes puntos del sistema con la influencia de la temperatura.....	69
Figura 43. Dependencia de la temperatura con la pérdida regresada: a) Con dos conectores oblicuos y gel. b) Con dos conectores perpendiculares.	72
Figura 44. Comportamiento de los canales de medición con la aplicación de un gel para la conexión del canal R_{norm} : a. Conexión sin gel; b. Desconexión; c. Conexión con gel.....	72
Figura 45. Comportamiento de los canales de medición con la aplicación de un gel en la conexión de los canales T_{norm} y L_{norm} en el sistema.....	74
Figura 46. Comportamiento de los canales de medición con empalmes (sin conectores) por la influencia de la temperatura en: a) el canal L_{norm} del sistema, b) los circuitos electrónicos, y c) el canal R_{norm} del sistema.	75
Figura 47. Mecanismo para inducir pérdidas.	78

Figura 48. Respuesta del sensor sin pérdidas para la fibra óptica de 1.3km.	79
Figura 49. Respuesta del sensor cuando se aplica una macro curvatura con diferentes intensidades al inicio de la fibra de 1.3km.	80
Figura 50. Respuesta del sensor cuando en su extremo final se aplica una macro curvatura con diferentes intensidades.	81
Figura 51. Estabilidad de la respuesta del sistema cuando se aplica una macro curvatura al final del sensor de fibra.	82
Figura 52. Gráficas del error absoluto de la distancia a la perturbación δl contra el coeficiente de transmitancia y la localización de la falla.	84
Figura 53. Respuesta en el tiempo de las potencias normalizadas de transmisión, del láser y de la reflexión para una fibra óptica de 5.6 km de longitud.	85
Figura 54. Respuesta del sensor para pérdidas de diferentes intensidades al inicio del carrete de 5.6 km. de fibra óptica.	86
Figura 55. Respuesta del sensor para pérdidas de diferentes intensidades al final una fibra óptica de 5.6 km.	88
Figura 56. Error absoluto de la distancia a la perturbación δl contra la transmitancia. Perturbación localizada al inicio y al final del sensor.	89
Figura 57. Filtros digitales con tiempo de respuesta τ_0 de 3 a 5 segundos en a) transmitancia y b) reflectancia.	91
Figura 58. Relación entre la distancia a la falla y la transición lineal de los filtros digitales en un espacio T_{norm} y R_{norm}	92
Figura 59. Efecto que aparece en la estimación de la distancia por los cambios rápidos de pérdidas a 150 muestras por minuto.	92
Figura 60. Relación entre la distancia a la falla y la transición lineal de los filtros digitales en un espacio T_{norm}^2 y R_{norm}	93
Figura 61. Esquema del transductor para la localización de una zona de pérdidas.	94
Figura 62. Respuesta del sensor por la presencia de la gasolina al final de la fibra óptica.	95

Tabla I. <i>Características típicas de la fibra de índice escalonada.</i>	8
Tabla II. <i>Componentes utilizados en la configuración del acondicionador de señales.</i>	57
Tabla III. <i>Configuración de las ganancias y frecuencias de corte de cada canal.</i>	59
Tabla IV. <i>Comportamientos de los canales de medición con la influencia de la temperatura en los diferentes partes del sistema.</i>	70
Tabla V. <i>Comportamientos de los canales de medición con la influencia de la temperatura y la aplicación de un gel en la conexión del canal R_{norm}.</i>	73
Tabla VI. <i>Comportamientos de los canales de medición con influencia de la temperatura y la aplicación de un gel en la conexión de los canales T_{norm} y L_{norm}.</i>	74
Tabla VII. <i>Comportamientos de los canales de medición con influencia de la temperatura en: a) el canal L_{norm} del sistema, b) los circuitos electrónicos, y c) el canal R_{norm} del sistema.</i>	76
Tabla VIII. <i>Valores de incertidumbres y promedios para R_{norm}, T_{norm} y la distancia.</i>	83
Tabla IX. <i>Valores de incertidumbre y promedio de las mediciones de T_{norm}, R_{norm} y la distancia para un sensor de 5.6 km de fibra óptica.</i>	87

I INTRODUCCIÓN

I.1 Motivación

Existe en la actualidad una amplia variedad de sensores para aplicaciones en la industria que detectan las fallas de un proceso para evitar pérdidas de recursos materiales y financieros. En la industria petroquímica se utilizan, entre otras, para la detección de presión, temperatura y tensión.

Uno de los grandes problemas que han surgido en la industria petroquímica es la detección y localización de una fuga de hidrocarburos. Estas fugas ocasionan daños ecológicos que en muchos casos son irreversibles y las multas que las empresas deben pagar en consecuencia han alcanzado montos de hasta cuatro mil millones de dólares [Pini, 2004].

En el área de la óptica se han desarrollado sensores distribuidos de fibra óptica. Debido a las características que poseen: alta inmunidad de interferencia electromagnética, seguridad de choques eléctricos, facilidad de manejo debido a su bajo peso y dimensión. Estos sensores tienen aplicación en varios campos: detección de tensión en estructuras de edificios, puentes, tanques de almacenamiento, plataformas de hidrocarburos; detección de incendios en ferrocarriles y metros, túneles y áreas peligrosas; detección de fugas en tuberías de gas, hidrocarburos y aceites. En todo el mundo se encuentran compañías que ofrecen soluciones para la elaboración de sistemas de sensores distribuidos de fibra óptica basados en la detección de temperatura o por rejillas de Bragg, como son SENSEA [www.sensa.org] e INTUNE TECHNOLOGIES [www.intune-technologies.com].

I.2 Antecedentes

El crecimiento industrial de las telecomunicaciones ópticas ha dejado huella en muchos mercados globales y economías regionales, y ha propiciado el desarrollo de muchas componentes y aplicaciones optoelectrónicas, en particular de sensores de fibra óptica que han encontrado aplicaciones en varias ramas de la ciencia y técnica modernas.

Hay dos tipos de sensores de fibra óptica: los intrínsecos, en los cuales la señal de luz es modulada debido a las propiedades físicas de la fibra, y los extrínsecos, en los cuales la fibra óptica se utiliza para acoplar un haz de luz hacia y/o desde la región donde este sufre la influencia del fenómeno por medir.

En la actualidad existen más de 60 tipos de sensores de fibra óptica (sensores de fibra con dispersión de Raman para una supervisión continua de la temperatura; sensores basados en dispersión de Brillouin para detección de temperatura y tensión; y sensores de color como la fluorescencia para detectar agentes químicos y micro curvaturas, etc.) pero los sensores basados en rejillas de Bragg para la detección de puntos de origen en temperatura, presión y tensión, y los sensores interferométricos de Sagnac para la navegación por giroscopio son los más utilizados [Hardin, 2005].

Podemos mencionar cinco grandes áreas de aplicación para sensores de fibra ópticas: estudios estructurales, seguridad industrial y ambiental, supervisión del tráfico, posicionamiento y control y sensores acústicos.

Varias compañías han desarrollado sensores de fibra óptica basados en campo eléctrico para la supervisión de dispositivos, como son las líneas eléctricas de distribución; sensores interferométricos para aplicaciones aeroespaciales, otros con capacidad de medir

temperaturas de hasta 450°C; y otros más, con interés para salvaguardar el medio ambiente, han desarrollado sensores de fibra óptica que miden el nivel de polvo y de contaminación en el ambiente a tiempo real.

A partir de los años 90's se inició la aplicación de técnicas ópticas para pozos petroleros cuando una compañía introduce un espectroscopio para analizar la composición química del petróleo, utiliza una fibra óptica para llevar un haz de luz al interior del pozo y regresarla a la superficie.

En el Departamento de Física Aplicada del CICESE se a trabajado en un método de detección y localización de perturbaciones inducidas por pérdidas alternativas por análisis de transmisión/reflexión (ATR). Los métodos utilizados hasta el presente: reflectometría óptica en el dominio del tiempo [Geiger y Dakin, 1995] y reflectometría óptica en el dominio de la frecuencia [Glombitza y Brinkmeyer, 1993] son caros y complejos debido a los reflectómetros necesarios en su realización. En cambio, el método ATR propuesto resulta más simple y económico pues se basa en la medición de potencias de transmisión y reflexión por retrodispersión de Rayleigh [Spirin *et al.*, 2002A, B; Spirin *et al.*, 2003; Spirin *et al.*, 2004].

I.3 Objetivos del trabajo

El principal objetivo de este trabajo es el estudio de la exactitud y precisión en la localización de fallas del método análisis por transmisión - reflexión (ATR) mediante las incertidumbres en las mediciones de transmisión y reflexión, la variabilidad de parámetros externos (variaciones con respecto al tiempo y eventualmente, con respecto a otras magnitudes).

Otros objetivos incluyen la construcción y pruebas de un prototipo para la detección y localización de fallas por el método del ATR como un sistema de alarma.

- Implementación del sistema óptico.
- Adaptación de los circuitos electrónicos en el esquema óptico.
- Diseño del sensor.
- Integración y pruebas del sistema de alarma.

Se aborda también un estudio teórico de detección y localización de fallas múltiples por un lado, y considerando el efecto de retrodispersión múltiple por el otro.

I.4 Organización del trabajo

El contenido del presente trabajo está organizado como sigue: en el capítulo 2 se da una breve explicación de algunas técnicas utilizadas para el estudio de la retrodispersión en las fibras ópticas.

En el capítulo 3, se expone el algoritmo análisis de transmisión - retrodispersión para la localización de una o múltiples zonas de pérdidas. En el capítulo 4, se presentan los resultados obtenidos en el prototipo, en especial la influencia de la temperatura y los cambios que se proponen para disminuirla. También se describe el prototipo desarrollado, tanto en sus componentes ópticas y como en las electrónicas. Finalmente, el capítulo 5 consigna las conclusiones referentes a los resultados expuestos en este documento, así como recomendaciones para trabajos futuros.

II SENSORES DISTRIBUIDOS DE FIBRA OPTICA

II.1 Propagación de la luz en una fibra óptica.

La información de este capítulo fue tomada principalmente de Dutton [1998] y Palais [1998]. La propagación de luz en el seno de una fibra óptica se basa en el fenómeno de reflexión interna total. Se han desarrollado fibras tales que una vez que la luz es introducida en su interior –solo aquella que incide dentro del ángulo de apertura numérica-, tienen pérdidas tan bajas que la luz se propaga a muy grandes distancias (ver figura 1).

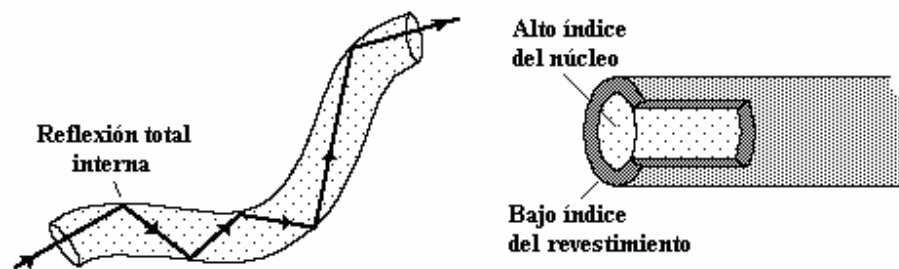


Figura 1. *Reflexión total interna (izquierda) y corte transversal (derecha) en una fibra óptica.*

Cuando la luz se proyecta sobre un medio con un bajo índice de refracción, el haz será desviado a un ángulo que es mayor del ángulo proyectado, llamándose así reflexión interna. Dentro de una fibra óptica, si el ángulo de proyección de la luz θ_i aumenta, el ángulo de salida θ_r aumentará proporcionalmente hasta llegar a 90° , como se indica en la figura 2. A este ángulo de proyección se llamara ángulo crítico θ_c y se dice que tendrá una reflexión total interna en la fibra óptica. Donde n_i es el índice de la fibra óptica y n_t es el índice fuera

de la fibra con un valor bajo y una condición para que se presente tal reflexión interna total es,

$$n_i \sin(\theta_c) = n_t \sin(90^\circ) \quad (1)$$

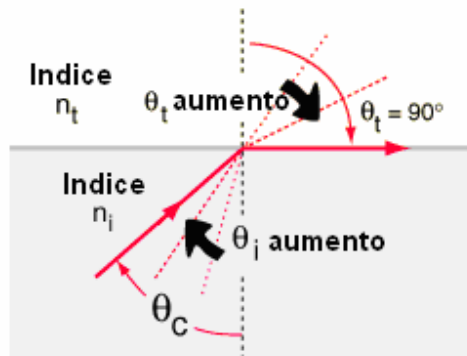


Figura 2. *Reflexión interna total.*

Si un rayo incide sobre una fibra a un ángulo que se encuentre dentro de su apertura numérica o ángulo de aceptación, será capturado y propagado como un modo limitado. En caso contrario, el rayo abandonará al núcleo y, eventualmente, se escapará de la fibra.

La fibra de índice escalonado consiste de un núcleo central cuyo índice de refracción es n_1 , cubierto por un revestimiento cuyo índice de refracción es n_2 . Ilustrado en la figura 3.

Para que la luz de incidencia termine la dirección es necesario que el ángulo de reflexión θ sea mayor o igual al ángulo crítico θ_c .

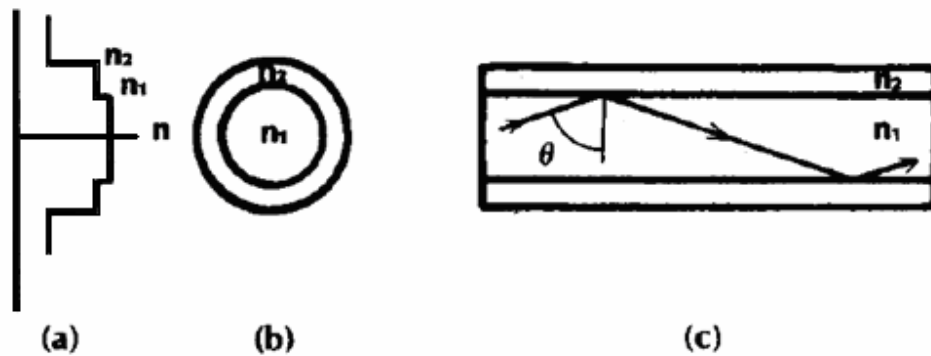


Figura 3. Vista de la fibra: (a) de perfil, (b) vista final y (c) vista transversal.

El ángulo crítico para la fibra de índice escalonado está dado por

$$\text{sen}(\theta_c) = \frac{n_2}{n_1} \quad (2)$$

El cambio fraccionario del índice de refracción Δ es un parámetro importante y está dado por

$$\Delta = \frac{n_1 - n_2}{n_1} \quad (3)$$

Este parámetro siempre será positivo por que n_1 deberá de ser más grande que n_2 para un ángulo crítico que exista. Típicamente, Δ es del orden de 0.01.

En la tabla I se listan los valores típicos de las aperturas numéricas, ángulos aceptables, y cambios fraccionarios de índice de refracción para fibras ópticas representativas de vidrio, de PCS (revestimiento de plástico con núcleo de oxido silicio) y de plástico.

Tabla I. *Características típicas de la fibra de índice escalonada.*

<i>Construcción</i>	n_1	n_2	NA	α_0	Δ
Valores típicos para vidrios	1.48	1.46	0.24	13.9°	0.0135
Valores típicos para PCS	1.46	1.4	0.41	24.2°	0.041
Valores típicos para plásticos	1.49	1.41	0.48	29°	0.054

Las aperturas numéricas y los ángulos aceptables son calculados por la ecuación

$$NA = \text{sen}(\alpha_0) = \sqrt{n_1^2 - n_2^2} \quad (4)$$

Los índices de refracción del núcleo y del revestimiento son muy semejantes para la mayoría de las fibras de vidrio, En forma aproximada, la ecuación simple $NA = n_1 \sqrt{2\Delta}$ es válida para todas ellas. Solamente los rayos que incidan un ángulo inferior o igual a $2\alpha_0$ serán atrapados por la fibra de índice escalonado.

Una de las medidas más utilizadas en una fibra es llamada la frecuencia normalizada V . La frecuencia normalizada reúne las características importantes de una fibra en un solo número y puede ser utilizado directamente para determinar si la fibra será mono-modo o no en una longitud de onda particular y también para calcular el número de modos limitados posibles. Además, permite calcular el radio del núcleo, la longitud de onda de corte e incluso la dispersión cromática. Sin embargo es importante observar que la frecuencia normalizada incorpora la longitud de onda que estamos utilizando en la fibra y está dado por:

$$V = \frac{\pi d}{\lambda} \sqrt{n_1^2 - n_2^2} = \frac{\pi d}{\lambda} NA \quad (5)$$

Donde d es el diámetro del núcleo, λ es longitud de onda, n son los índices de refracción del núcleo y de la cubierta.

Valores grandes de la frecuencia normalizada permiten que muchos modos sean propagados y corresponden a un radio relativamente grande del núcleo. Cuando $V > 10$, el número de modos (que incluye a todas polarizaciones) es aproximadamente igual a

$$N = \frac{V^2}{2} \quad (6)$$

Si el valor de la frecuencia normalizada o parámetro de la fibra es inferior o igual a 2.405 ($V \leq 2.405$), entonces se tendrá un solo modo y la fibra será mono modo.

II.2 Pérdidas, dispersión y retrodispersión en la fibra óptica

II.2.1 Pérdidas en fibra óptica

Las pérdidas en una fibra óptica es una de sus propiedades más importantes. La absorción, dispersión y curvaturas son los tres mecanismos que provocan mayores pérdidas en la fibra de vidrio de monóxido de silicio (SiO_2).

En muchas fibras comerciales, la absorción intrínseca es muy baja en algunas ventanas con longitudes de onda entre la región de la luz ultravioleta y la luz infrarroja y es despreciable a longitudes de ondas cortas comparada con las pérdidas por dispersiones. Cerca de 1,700 nm, el vidrio empieza a absorber la energía de la luz por transiciones vibratorias del Si-O. La siguiente figura muestra la forma típica de las pérdidas totales en la fibra óptica de silicio con un mínimo de atenuación cerca de los 1,600 nm.

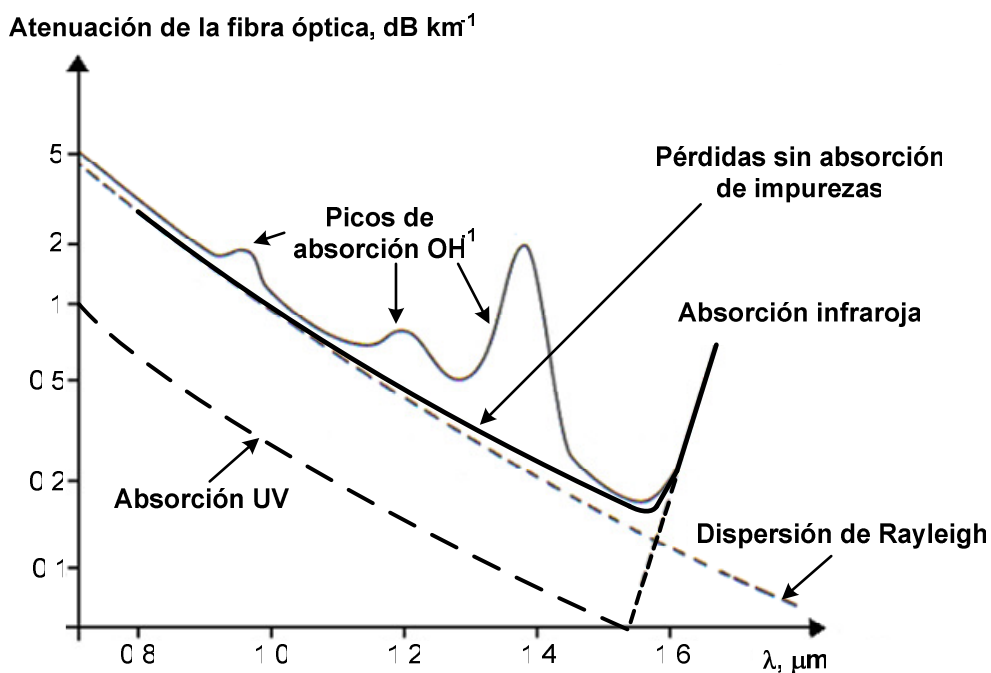


Figura 4. Dependencia de la longitud de onda de la atenuación de la fibra de vidrio.

El factor de absorción extrínseco dominante es la presencia de impurezas en el material de que está compuesta la fibra, por ejemplo iones de metal o iones de agua (OH^{-1}). La absorción OH^{-1} puede ser usada para supervisar pequeñas penetraciones de agua. Los picos de longitudes de onda con absorción por el agua a $2.7 \mu\text{m}$ se encuentran en regiones de interés comercial (1383, 1250, y 950 nm, respectivamente). La tercera ventana a 1,550 nm muestra el mínimo de atenuación en la fibra inferior o igual a 0.2 dB/km.

II.2.2 Microcurvatura y Macrocurvatura

Las pérdidas producen una atenuación de la señal óptica. Existen diferentes tipos de pérdidas, tales como las producidas por *microcurvaturas* y *macrocurvaturas*. Las

macrocurvaturas producen una imperfección en el guiado de la luz. Cuando esta excede el ángulo crítico de reflexión, la luz se escapa en la curvatura, incrementando la atenuación. Las pérdidas producidas por macro curvaturas se deben a desviaciones macroscópicas de la fibra de una línea recta, siendo observables a simple vista.

La pérdida por curvatura constante de una fibra ideal de índice escalonado se puede expresar como

$$\alpha = \frac{A}{\sqrt{R}} e^{-BR} \quad (7)$$

Donde α es la atenuación de potencia por unidad de longitud, R es el radio de la curvatura de la fibra, A y B dependen de los parámetros de la fibra óptica, como son: el radio del núcleo y la diferencia del índice de refracción relativo. Para una fibra estándar de telecomunicaciones SMF-28, estos parámetros son iguales a $4.1 \mu\text{m}$ y 0.36% , respectivamente.

Las *macrocurvaturas* tienen un radio mucho mayor que el diámetro de la fibra. De acuerdo con la teoría modal, las pérdidas por macrocurvaturas se deben a que una parte de la energía se propaga por la cubierta. Para un modo dado, debido a la curvatura, la energía que se propaga por la cubierta tiene que recorrer una distancia más grande que la que tiene que recorrer la energía que se propaga en el núcleo. Para que el modo subsista, la energía debe propagarse en la cubierta a una velocidad mayor que en el núcleo y esta velocidad debe ser tanto mayor cuanto más lejos del núcleo de la fibra se propague la energía. Sin embargo, la energía no puede propagarse a una velocidad superior a la de la luz, por tanto, si la curvatura impone a la energía del modo que se propaga en la cubierta una velocidad

superior a la velocidad de la luz, la propagación no puede realizarse, por tanto, el modo desaparece y hay atenuación [López, 2003].

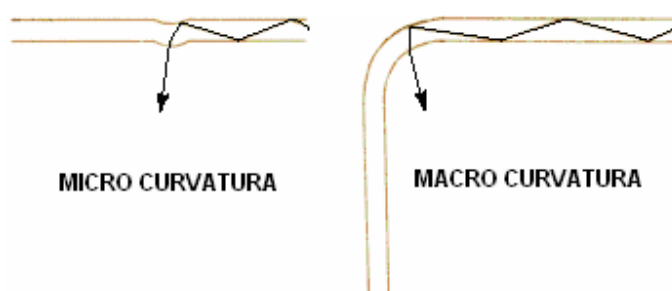


Figura 5. *Macro y micro curvatura.*

Las *microcurvaturas* se presentan cuando hay una tensión que provoca pequeñas distorsiones en el eje de la fibra. Si estas microcurvaturas se presentan de manera periódica a lo largo de la fibra, habrá mayores pérdidas.

Las pérdidas por microcurvaturas están presentes por los cambios periódicos que se tienen en la estructura de la fibra. Tienen su origen en el acoplamiento a modos (modos guiados a modos de radiación) en una fibra deformada en una serie periódica de curvaturas que tiene un radio pequeño. Las curvaturas periódicas causan acoplamiento de energía entre varios modos guiados y desde los modos guiados a los radiados, que más tarde causan pérdidas por transmisión [López, 2003].

Cuando una fibra es curvada en una serie periódica con pequeños radios, la energía se acopla eficientemente desde el modo m al modo n cuando la frecuencia espacial Λ de la perturbación satisface la condición

$$\Lambda = \frac{2\pi}{(\beta_m - \beta_n)} \quad (8)$$

Donde cada modo tiene una constante de propagación $\beta_m = n_1 k \cos(\theta_m)$ en donde θ_m representa el ángulo característico del modo m de la figura 3-c, n_1 es el índice de refracción del núcleo y k es una constante dependiente de la longitud de onda definida como $2\pi/\lambda$.

II.3 Dispersión de Rayleigh

II.3.1 Teoría básica

Cuando una onda electromagnética de una frecuencia determinada interactúa con una partícula menor que una longitud de onda y no resonante a dicha frecuencia, los electrones de esta última vibran con respecto a su(s) núcleo(s). En este caso, la partícula puede ser considerada como un sistema fijo de dipolos oscilantes que irradia energía electromagnética a una frecuencia igual a la del campo incidente. Esta emisión no resonante se propaga hacia fuera en el patrón de radiación estándar del dipolo descrito. Esta absorción de energía de una onda electromagnética incidente y su subsecuente reemisión parcial por una partícula, conocida como dispersión, es el mecanismo físico subyacente responsable de la reflexión, de la refracción y de la difracción.

Además de las oscilaciones de los electrones en un átomo, que por lo general dan lugar a la absorción y a la emisión de la luz ultravioleta, hay también osciladores atómicos. En este caso, los átomos constitutivos de una molécula vibran sobre su centro de masa. En general, estas oscilaciones tienen frecuencias de resonancia en la región infrarroja del espectro debido a las masas más grandes asociadas a los átomos.

La amplitud de estas oscilaciones así como la cantidad de energía removida de la onda incidente, aumentan cuando la frecuencia de esta onda se aproxima a alguna de las frecuencias naturales de la partícula. Así, si se asume que no hay pérdidas por interacciones térmicas, cuando la frecuencia de una onda electromagnética incidente se aproxima a alguna de las frecuencias de resonancia de la partícula con la que interactúa, la energía de la onda dispersada aumenta mientras disminuye la de la onda incidente.

Rayleigh determinó que la densidad dispersada del flujo es inversamente proporcional a la cuarta potencia de la longitud de onda del haz incidente, resultado que concuerda con el patrón de radiación asociado a un dipolo oscilante. Para honrar al autor de este descubrimiento, se conoce como dispersión de Rayleigh a aquella provocada por objetos pequeños en comparación con la longitud de onda incidente.

Bajo circunstancias más generales, el espectro de la luz dispersada tiene la forma mostrada en la figura 6. Las características de este espectro incluyen varias componentes, como son las de Rayleigh, Raman, y Brillouin.

La dispersión Brillouin es aquella que sufre la luz por la acción de fonones acústicos. La dispersión de Raman es inelástica y sucede cuando se crea o elimina un fonón óptico. Estos dos tipos de dispersión son no lineales.

Por definición, las componentes que modifican el resultado de la dispersión a bajas frecuencias son conocidas como componentes de Stokes y los que lo hacen a altas frecuencias, como componentes anti-Stokes.

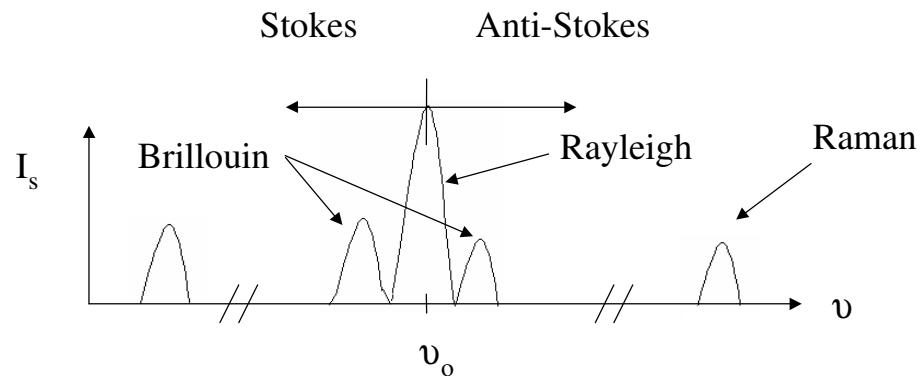


Figura 6. Espectro típico de la luz dispersada: intensidad (I_s) vs frecuencia óptica (ν_0).

La dispersión de Rayleigh es un fenómeno que se manifiesta en la naturaleza cuando un haz de luz choca contra una molécula del aire o en otro medio y este se dispersa en todas las direcciones alrededor de dicha molécula.



Figura 7. Dispersión de Rayleigh en el aire.

En la figura 7 se ilustra el porqué del color azul del cielo, causado por la dispersión de los rayos solares por las moléculas de la atmósfera, misma que afecta más a las longitudes de ondas cortas (el azul es el extremo final del espectro visible). Por consiguiente la luz

dispersada llega a la Tierra con un ángulo más grande que el de la luz del sol y prevalece el azul por encontrarse en la parte final del espectro visible.

II.4 Dispersión de Rayleigh en fibra óptica

Durante la fabricación de fibras ópticas, se presentan fluctuaciones aleatorias de densidad debido a los movimientos aleatorios de sus moléculas constitutivas al pasar del estado de fusión al sólido. Estas fluctuaciones conducen a cambios aleatorios en el índice de refracción en una escala más pequeña que la de las longitudes de onda λ de la luz que se transmite en su seno. En consecuencia, la dispersión resultante es del tipo Rayleigh y, como esta es elástica, la longitud de onda de la luz dispersada es igual a la del haz incidente.

La pérdida intrínseca de fibras ópticas se puede escribir como,

$$\alpha_R = C / \lambda^4 \quad (9)$$

En donde C es una constante que para el caso de fibras de vidrio tiene un alcance entre 0.7 - 0.9 (dB/km)· μm^4 . A una longitud de onda del 1.55 μm , esto implica pérdidas entre 0.12 y 0.20 dB/km. Esta dispersión de Rayleigh es la responsable principal de las pérdidas en las fibras de vidrio alrededor de esta longitud de onda.

Debido a que las pérdidas por dispersión de Rayleigh son inversamente proporcionales a λ^4 , estas se podrían reducir a menos de 0.01 dB/km para longitudes de onda superiores a 3 μm . Sin embargo, debido a la absorción infrarroja -que constituye la pérdida predominante en el vidrio a longitudes de onda superiores a 1.6 μm -, las fibras de vidrio no pueden ser utilizadas en esta región del espectro.

El coeficiente de reflexión debido a la dispersión de Rayleigh en un segmento de la fibra se puede expresar como [López *et al.*, 2002B]:

$$R_{\delta L} = S \left(\frac{\alpha_s}{2\alpha} \right) [1 - e^{-2\alpha\delta L}] \quad (10)$$

Donde α_s es el coeficiente de atenuación debido a la dispersión de Rayleigh, α es el coeficiente total de atenuación de la fibra, δL es la longitud del segmento de la fibra, y S es el factor de captura. Para fibras mono modo con índice escalonado [López *et al.*, 2002A]:

$$S = \frac{b(n_1^2 - n_2^2)}{n_1^2} \quad (11)$$

Donde b es dependiente de la propiedad de la guía de onda en la fibra de vidrio y usualmente tiene un alcance de 0.21 a 0.24, n_1 y n_2 son, respectivamente, los índices de refracción del núcleo y del recubrimiento de la fibra.

II.5 Reflectometría óptica en el dominio del tiempo (OTDR)

II.5.1 Principio

El reflectómetro óptico en el dominio del tiempo –ODTR por sus siglas en inglés- envía un pulso de luz de corta duración al dispositivo bajo prueba y mide, en función del tiempo, la señal óptica retrodispersada [Beller, 1998]. A medida que el pulso óptico se propaga a lo largo de la fibra, parte de su energía es retro-reflejada (reflejada en la dirección opuesta a la del haz incidente) debido en gran medida a la dispersión de Rayleigh y a las reflexiones de

Fresnel. Las características del haz retrodispersado permiten determinar la magnitud y localización de eventuales zonas de pérdidas a lo largo de la fibra.

La figura 8 muestra un diagrama a bloques de un OTDR genérico. Se utiliza un generador de pulsos activado por la unidad de procesamiento de señales para modular la intensidad de un láser. La señal de prueba convencional es un pulso cuadrado con duración de entre 5ns y 10 μ s que depende de la resolución espacial y la sensibilidad requerida para la medición. Está equipado con uno o dos láseres de diferentes longitudes de onda (típicamente de 1,310 nm y 1,550 nm) que combina en un solo haz mediante un acoplador para la multicanalización por división en longitud de onda.

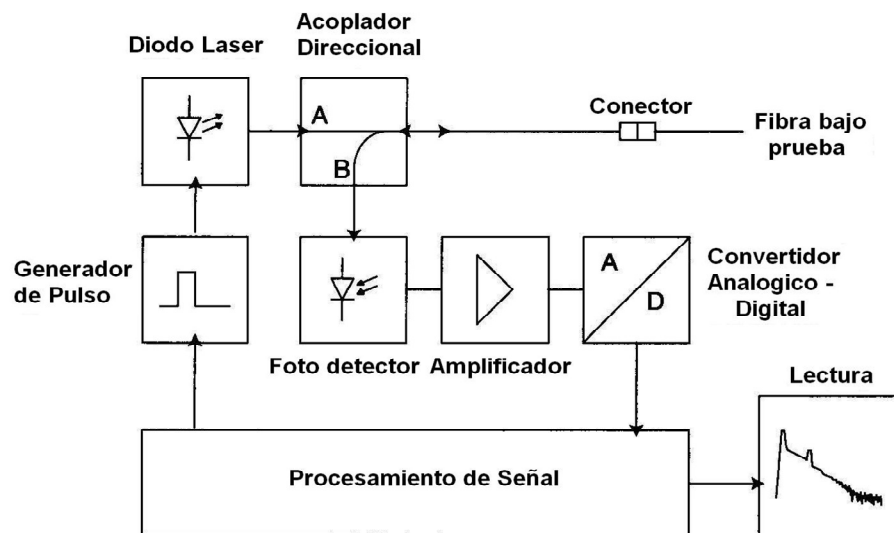


Figura 8. Diagrama a bloques del OTDR.

Para prevenir la saturación del láser por la señal reflejada, la fuente es inyectada a la fibra bajo prueba mediante un acoplador direccional con suficiente aislamiento entre los puertos

A y B. El tipo de acoplador más común es el de tipo de fusión a 3 dB con baja sensibilidad en la polaridad y una razón de separación cercana al 50 / 50% a para las longitudes de onda de interés. Así, las pérdidas por el viaje de la fuente al receptor serán de 6dB como mínimo.

La señal de regreso es guiada por el acoplador direccional al foto detector que puede ser un diodo PIN o un foto-diodo de avalancha (APD) y que actúa como una fuente de corriente para un amplificador de transimpedancia de bajo ruido y con alta linealidad.

Esto requiere que el receptor tenga un alto alcance dinámico junto con una alta sensibilidad.

Un convertidor analógico / digital (ADC) forma la interfase para el mundo digital en donde los datos medidos son procesados y se calculan los parámetros de la fibra.

El objetivo principal del medidor OTDR es determinar la respuesta al impulso de la retrodispersión de la fibra bajo prueba. Los pulsos del OTDR se aproximan a un impulso Delta de Dirac y la señal retrodispersada medida, una versión suavizada de la respuesta al impulso.

La escala logarítmica vertical representa el nivel de la señal reflejada en dB, vista en la figura 9. El eje horizontal corresponde a la distancia entre el instrumento y un punto determinado de la fibra bajo prueba, misma que es linealmente dependiente $-10 \mu\text{s}/\text{km}$ para la fibra de vidrio- del tiempo que tarda el OTDR en detectar la señal retrodispersada en ese punto a partir del momento de la emisión del pulso de excitación.

Comúnmente, la curva de respuesta exhibe tres formas características: la línea recta con una pendiente, causada por la distribución de la retrodispersión de Rayleigh; los picos positivos causados por reflexiones debidas a conectores y, finalmente, un escalón que puede ser negativo dependiendo de las propiedades físicas de la fibra.

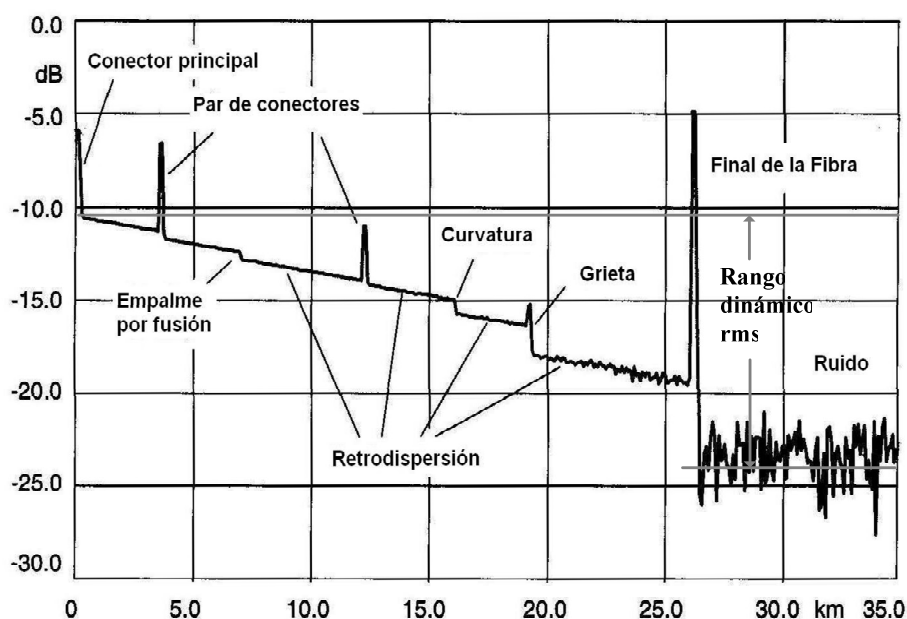


Figura 9. *Curva típica del OTDR.*

El primer evento que se puede observar en la lectura del OTDR es una reflexión del conector principal que acompaña al OTDR en la realización de la prueba de la fibra. Este evento indeseable puede ser minimizado mediante limpieza en las conexiones y el empleo de conectores de elevada calidad.

Hay eventos no debidos a reflexiones, que muestran pérdidas puras, tales como las curvaturas y los empalmes por fusión. La existencia de reflexiones, depende de las condiciones de la superficie de la fibra y de las conexiones entre dos segmentos –v.g. empalmes mecánicos y conectores-. Una transición vidrio-aire, puede provocar reflexiones de hasta un 4% de la potencia óptica incidente.

También, dentro de la lectura se pueden observar otros dos parámetros importantes: rango dinámico y rango medido. El primero se define como la diferencia entre el nivel inicial de retrodispersión y el nivel de ruido después de 3 minutos de lectura, expresado en decibeles por pérdida unidireccional de la fibra. El nivel de ruido puede ser definido como rms (SNR = 1), o 98% nivel de ruido pico. El rango medido es la máxima atenuación que puede alcanzar el OTDR y un evento para el cual el OTDR todavía puede alcanzar a medir exactamente el acontecimiento. Comúnmente se toma como referencia de un evento un empalme con su atenuación conocida.

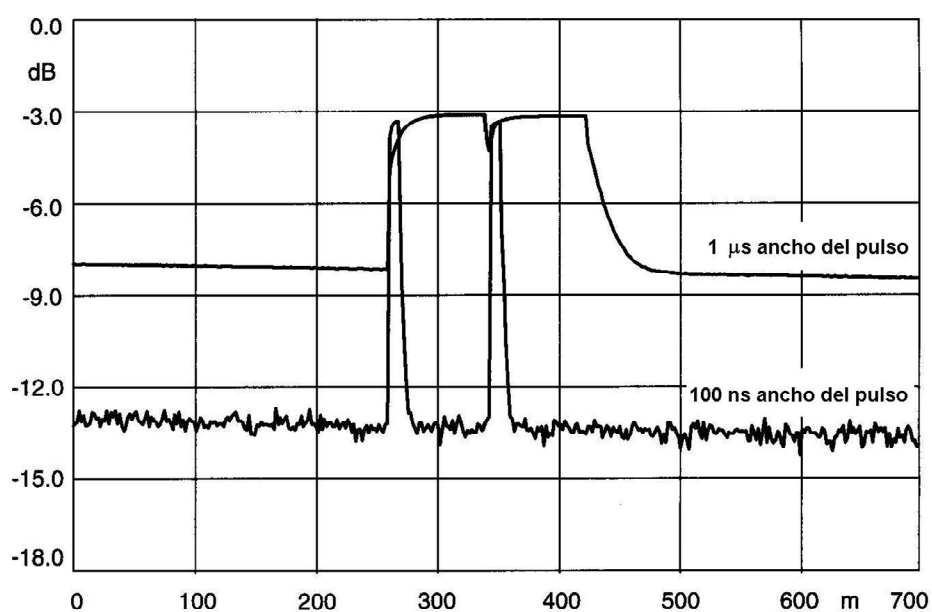


Figura 10. *Diferencia en resolución y SNR causado por diferentes anchos de pulsos.*

Una limitación fundamental de cualquier OTDR es el balance entre rango dinámico y resolución. La resolución de cualquier OTDR está limitada por la respuesta del receptor y la duración de la señal de prueba.

En la figura 10 se muestran las respuestas de una fibra dos eventos reflexivos separados por una distancia de cien metros a dos pulsos de excitación, uno de 1µs y otro de 100 ns de duración respectivamente. El pulso de 1µs mejora la sensibilidad pero su resolución espacial (es decir, su capacidad para distinguir dos eventos adyacentes) es baja. Con un pulso de 100 ns, tenemos una resolución espacial más elevada -por lo que se pueden distinguir sin problema los dos eventos-, un mayor alcance de medición más alto -por su baja reducción en la relación señal a ruido-, pero una baja sensibilidad.

II.5.2 Análisis de la señal retrodispersada

Podemos constatar que, en ausencia de perturbaciones, la potencia de la luz que se propaga a través de una fibra exhibe un decremento exponencial con la distancia. La potencia transmitida en función de la distancia z está dada por:

$$P(z) = P_o \cdot e^{-\alpha z} \quad (12)$$

En donde P_o representa la potencia de la luz incidente y α es el coeficiente de atenuación [km^{-1}]. Para sistemas con pérdidas, en general es más conveniente utilizar un coeficiente de atenuación α_{dB} con unidades en dB/Km:

$$\alpha_{\text{dB}} = 4.34\alpha \quad (13)$$

De una manera simplificada, podemos considerar que el coeficiente total de atenuación, α , está compuesto por un coeficiente de absorción α_a y un coeficiente de dispersión α_s

$$\alpha = \alpha_a + \alpha_s \quad (14)$$

Considerando la duración del pulso del láser en una fibra, podemos decir que la luz es dispersada a una sección de la fibra cuya longitud W está determinada por la duración del pulso τ , y la velocidad de grupo V_{gr} de la señal luminosa en la fibra.

$$W = \tau \cdot V_{gr} = \tau \frac{c}{n_{gr}} \quad (15)$$

Donde c es la velocidad de la luz y n_{gr} , el índice de grupo del vidrio.

La potencia dispersada dP_s , en una posición z con una longitud infinitesimal dz es proporcional a la potencia del pulso $P(z)$,

$$dP_s = k \cdot P(z) \cdot dz \quad (16)$$

Donde $k = S \cdot \alpha_s$, α_s es el coeficiente de dispersión ($\sim 1/\lambda^4$) y S es la fracción de la luz dispersada en todas direcciones que es capturada por el núcleo de la fibra y guiada de regreso al OTDR. El coeficiente de captura retrodispersado S está dado por,

$$S = \left(\frac{NA}{n_o} \right)^2 \cdot \frac{1}{m} \quad (17)$$

Donde NA es la apertura numérica de la fibra, n_o es el índice de refracción del núcleo de la fibra y m depende del perfil del índice de refracción (su valor típico en fibras de vidrio mono-modo es de 4.55).

Para entender la localización de algún punto de la fibra del OTDR, consideremos el frente principal de un pulso geométrico con un ancho W donde recorrerá una distancia en T segundos hacia delante y la misma distancia en T segundos hacia atrás. Cuando el pulso de luz es retrodispersado y llega hasta al punto de inicio, este pulso de luz con retrodispersión

recorrió dos veces la misma longitud en un tiempo $2T$ y tendrá la suma de todas sus potencias de la luz con retrodispersión. Así, tomamos la ecuación (16) para aplicar la integral y un cambio de variable de su intervalo inferior 0 y superior W . La suma de integral de la potencia de luz con retrodispersión de un pulso con ancho W en una distancia que se transmitió en una fibra con parámetros definidos es

$$P_s(L) = \int_0^W S \cdot \alpha_s \cdot P_o \cdot e^{-2\alpha\left(L+\frac{z}{2}\right)} dz \quad (18)$$

Al desarrollar esta ecuación obtenemos dos ecuaciones. La primera considera que la mitad del ancho de pulso es inferior o igual a la distancia que recorrerá el pulso,

$$P_s(l) = S \cdot \frac{\alpha_s}{\alpha} \cdot P_o \cdot e^{-2\alpha l} [1 - e^{-\alpha W}] \quad \text{para } l \geq W/2 \quad (19)$$

O en su forma aproximada para cuando $\alpha W \ll 1$,

$$P_s(l) = S \cdot \alpha_s \cdot W \cdot P_o \cdot e^{-2\alpha l} \quad (20)$$

Y cuando las distancias son menores que la mitad del ancho del pulso $W/2$, se obtiene

$$P_s(l) = S \cdot \frac{\alpha_s}{\alpha} \cdot P_o \cdot e^{-\alpha W} [1 - e^{-2\alpha l}] \quad \text{para } 0 \leq l \leq W/2 \quad (21)$$

En su forma de aproximación para cuando $l=W/2$ y $\alpha W \ll 1$, el valor inicial de la potencia retrodispersada es,

$$P_{init} \approx S \cdot \alpha_s \cdot W \cdot P_o \quad (22)$$

Las aproximaciones de las ecuaciones (20) y (22) muestran el factor ancho del pulso, la potencia de retrodispersión es proporcional a la duración del pulso τ , ecuación (15). Estas ecuaciones se utilizan y proporcionan suficiente exactitud para aplicaciones del OTDR.

Por ultimo, si consideramos una excitación por *CW* (onda continua) a la entrada de la fibra, podemos realizar la estimación de las pérdidas de regreso con la potencia total de retrodispersión, $P_{s,total}(L)$, en una fibra con longitud L . Entonces podemos tomar dentro de la integración en la ecuación (18) los limites 0 y L ,

$$P_{s,total}(L) = \left(\frac{1}{2} \cdot \alpha\right) \cdot S \cdot \alpha_s \cdot P_o \cdot [1 - e^{-2\alpha L}] \quad (23)$$

El término exponencial $e^{-2\alpha L}$ indica que las fibras con muy grandes longitudes, $\alpha L \gg 1$, tienen un valor de potencia de retrodispersión donde dependen del coeficiente de captura S , coeficiente de atenuación total α_s , y coeficiente de atenuación por dispersión de Rayleigh α .

II.6 Reflectometría óptica en el dominio de la frecuencia (OFDR)

Un reflectómetro óptico en el dominio de la frecuencia (OFDR, por sus siglas en inglés) está compuesto por una fuente láser de luz, cuya frecuencia óptica es modulada linealmente en el tiempo. Debido a que el sensor distribuido se comporta como un sistema lineal invariante en el tiempo, este tipo de reflectómetro analiza la función de transferencia en el dominio de la frecuencia del sistema y de la señal reflejada para una frecuencia o varias en forma de barrido.

La reflectometría óptica en el dominio de la frecuencia presenta dos ramas, óptica incoherente y óptica coherente.

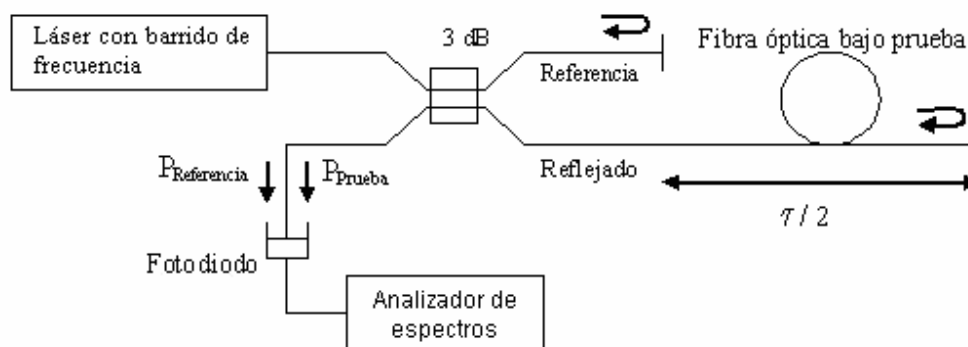


Figura 11. *Diagrama esquemático de un C-OFDR.*

En la primera de ellas, su configuración es básica y similar al de OTDR: analiza la señal reflejada de la fibra de prueba en el dominio de la frecuencia para una señal óptica con una modulación de función seno. Al obtener la amplitud y fase de la señal reflejada en frecuencia, se aplica la transformada inversa de Fourier para encontrar la reflexión óptica contra la distancia. La resolución espacial dependerá el inverso de la frecuencia en la fibra. Al utilizar una alta frecuencia en la modulación y un filtro pasa banda angosto, el I-OFDR posee ventajas sobre el OTDR; se tiene menor ruido en la señal óptica reflejada para una alta resolución espacial. En el C-OFDR, figura 11, analiza la señal de interferencia entre una potencia de referencia de luz reflejada por un espejo y la señal de luz óptica reflejada por la fibra de prueba cuando se utiliza un barrido de frecuencia del diodo láser. Esta técnica tiene una alta resolución espacial sin sacrificar el rango dinámico y es muy utilizado en localizar fallas en los cables de fibra en presencia de muchos empalmes mecánicos y conectores en corta distancia entre ellos, como a 100 metros.

III MÉTODO POR EL ANÁLISIS DE TRANSMISIÓN/REFLEXIÓN (MATR)

El método de análisis por transmisión/reflexión (MATR) desarrollado en el CICESE [Spirin, 2002A], [Spirin, 2002B] y [Spirin, 2003] es una técnica muy diferente -desde el punto de vista analítico- a las de OTDR y OFDR y, de hecho, más sencilla. Permite localizar zonas de pérdidas a lo largo de una fibra óptica y determinar su intensidad a partir de la medición de la potencia transmitida y la reflejada por la retrodispersión de Rayleigh en una fibra óptica. Estas pérdidas pueden ser inducidas por macro o micro curvaturas u otros medios. Para usar este método, son necesarios una fuente de luz, un divisor óptico, una fibra y tres detectores de luz. Consideremos un segmento de fibra óptica de una longitud determinada afectada en algún punto por una zona de pérdidas inducidas por una curvatura como se muestra en la figura 12.

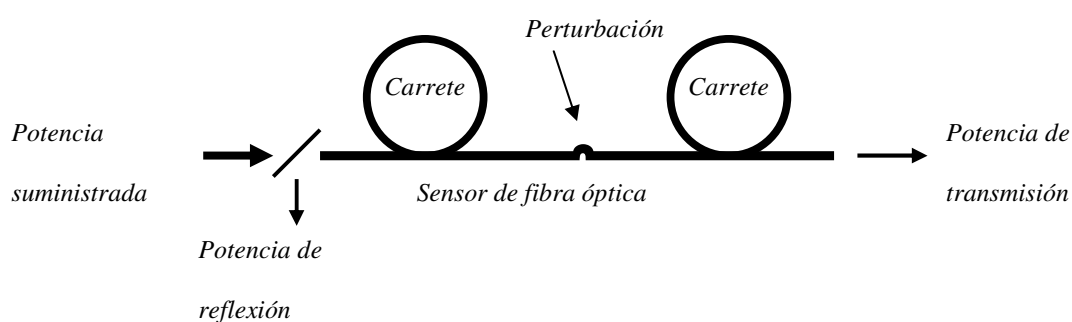


Figura 12. Partes básicas para la localización de la perturbación.

III.1 Principio de operación

En la misma figura se pueden distinguir dos segmentos de la fibra: el segmento izquierdo, constituido por toda la fibra que se encuentra a la izquierda de la zona de pérdidas y el segmento derecho. Al inyectar una potencia luminosa por el extremo inicial de la fibra óptica –potencia de entrada-; cierta cantidad de esta potencia alcanzará su extremo final - potencia transmitida-; otra cantidad se perderá por absorción mientras que, por retrodispersión de Rayleigh, una pequeña porción de la potencia inyectada será regresada al extremo inicial de la fibra -potencia reflejada-. Existe una relación única entre las potencias de entrada, la transmitida la reflejada con la intensidad y localización de la zona de pérdidas.

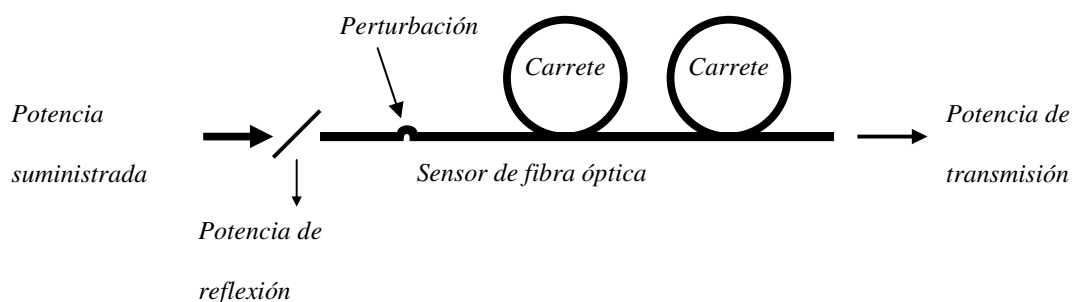


Figura 13. La perturbación se encuentra cerca al inicio del sensor de fibra.

Para ejemplificar el comportamiento del sensor, las potencias transmitida y reflejada conservarían un valor constante cuando la fibra no tiene ninguna pérdida adicional. Pero si hay una perturbación en el extremo inicial de la fibra, como se muestra en la figura 13.

La potencia transmitida disminuirá cuando las pérdidas van de un valor nulo a pérdidas totales, por lo que la luz retrodispersada por toda la fibra, además de disminuir por el decremento de la luz incidente, será atenuada por la misma zona de pérdidas

En cambio, cuando la zona de pérdidas se encuentra al final de la fibra (figura 14), la longitud del segmento izquierdo aumenta y, en consecuencia, disminuye en la misma medida la del segmento derecho y conforme se incrementan las zonas de pérdidas -la potencia transmitida tenderá a disminuir por su atenuación mientras que la luz retrodispersada es la misma debido a la ubicación de la perturbación- hasta el límite de llegar a pérdidas totales. Así, la luz reflejada es mayor, cuando una perturbación se encuentra en el extremo final que en el extremo inicial, por dos razones. Primero, la luz transmitida en el segmento izquierdo no es afectada por la zona de pérdidas, solo es atenuada en el segmento derecho localizado después de la falla. Como en el segmento izquierdo se tiene una mayor cantidad de luz transmitida, la luz que retrodispersa es mayor. Segundo, solo la luz retrodispersada por el segmento derecho será atenuada por la zona de pérdidas antes de alcanzar el extremo inicial de la fibra. En el caso límite de una perturbación al final de la fibra óptica, la longitud del segmento derecho es nula y la del segmento izquierdo es igual a la longitud total de la fibra, la luz reflejada será la misma que en el caso en que no existieran pérdidas. Es fácil comprobar que en todos los casos, la luz transmitida por la fibra sufrirá la misma atenuación.

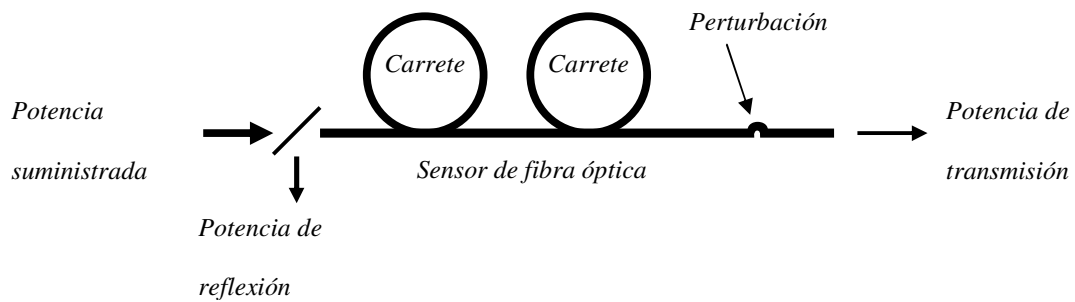


Figura 14. La perturbación se encuentra cerca al final del sensor de fibra.

Así, la atenuación de la luz transmitida sólo depende de la intensidad de la perturbación y es, prácticamente, independiente de su localización. En cambio, la atenuación de la luz reflejada es función tanto de la intensidad como de la localización de esta perturbación.

III.2 Localización de una zona de pérdidas.

Para encontrar una expresión analítica de la distancia l_1 desde el extremo inicial de la fibra hasta la zona de pérdidas, se analizó la relación entre los coeficientes normalizados de la transmitancia y la reflectancia por retrodispersión de Rayleigh para un arreglo de dos segmentos de fibra separados por una zona de pérdidas puras (figura 15).

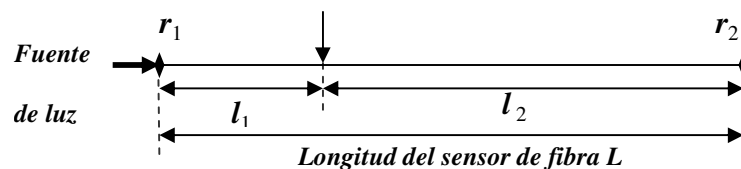


Figura 15. Arreglo de fibra óptica de dos segmentos con perturbación que induce pérdidas en la distancia l_1 ; r_1 y r_2 son coeficientes de reflexiones al inicio y fin de fibra, respectivamente.

El coeficiente de reflexión de cada segmento por dispersión de Rayleigh está definido en la ecuación (10). Introduciendo un parámetro de simplificación $S_\alpha = S(\alpha_s/2\alpha)$ y definiendo cada uno de los parámetros presentados anteriormente podemos encontrar los coeficientes de transmitancia y reflectancia para los segmentos de fibra, mostrados en la figura 16. En esta figura se incluyen además las reflectancias $-r_1$ y r_2 causadas por los conectores o empalmes necesarios al inicio y al final del arreglo.

$$T_{1,2} = e^{-\alpha l_{1,2}} \quad \text{y} \quad R_{1,2} = S_\alpha \left[1 - e^{-2\alpha l_{1,2}} \right] \quad (24)$$

Los segmentos l_1 y l_2 se encuentran separados por una zona de pérdidas puras –la perturbación- que caracterizaremos por “ K ”, misma que representa la razón entre la intensidad de luz incidente y la transmitida. De esta manera, $0 \leq K \leq 1$, en donde $K=1$ representa una atenuación nula y $K=0$, una atenuación total o sea, pérdidas totales.

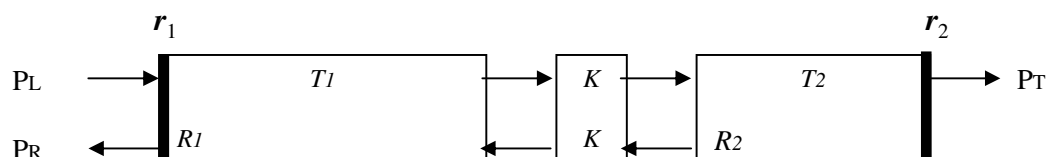


Figura 16. Esquema del arreglo para interpretar los coeficientes de transmitancias y reflectancias.

Se pueden describir los coeficientes de transmisión y la retrodispersión del sensor de fibra óptica de la siguiente forma:

- La transmisión está dada por el producto de las transmitancias de cada elemento que transmite la luz, como se muestra en la figura 17,

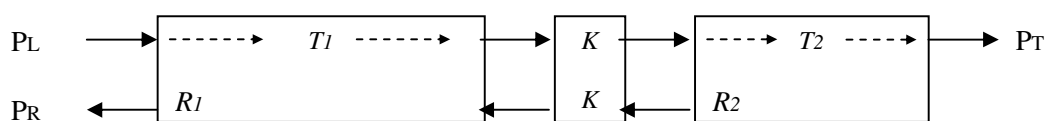


Figura 17. Esquema del arreglo para interpretar el coeficiente de transmisión.

Si consideramos que

- el primer segmento que tiene un coeficiente de transmisión T_1 ,
- la zona de pérdidas, K y
- el último segmento, T_2 ,

la razón de potencias entre la entrada y salida del arreglo de fibra -equivalente al coeficiente de transmisión de la fibra-, está dada por:

$$T = \frac{P_T}{P_L} = T_1 \cdot K \cdot T_2 \quad (25)$$

O, de manera equivalente,

$$T = K \cdot e^{-\alpha L} \quad (26)$$

- b) La luz reflejada es la suma de aquella reflejada por la superficie de entrada y por el primer segmento más la reflejada por el segundo después de haber sido atenuada tanto por K como por el primer segmento y, finalmente, la de la luz reflejada por la superficie de salida después de haber sido atenuada por el segundo segmento, por K y por el primer segmento (figura 18, figura 19 y figura 20).

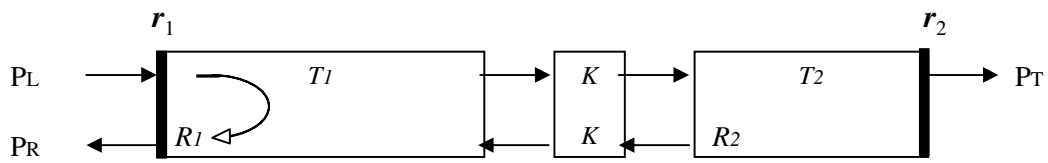


Figura 18. Esquema para interpretar el coeficiente de retrodispersión del extremo inicial y primer segmento del arreglo, $r_1 + R_1$.

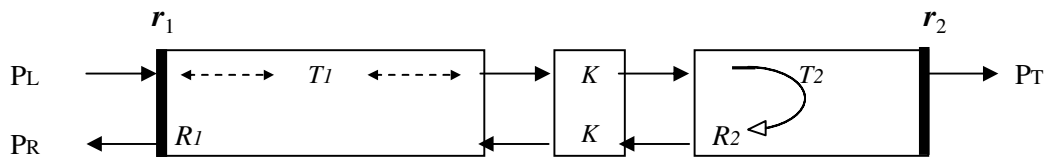


Figura 19. Esquema para interpretar el coeficiente de retrodispersión del segundo segmento del sensor, $K^2 T_1 R_2$.

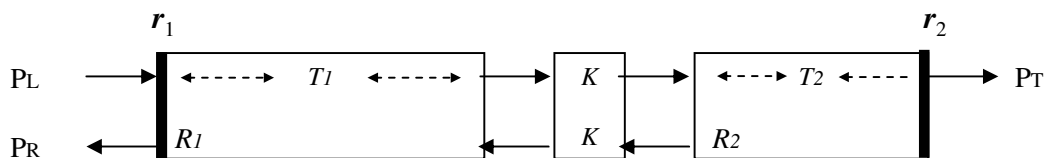


Figura 20. Esquema para interpretar el coeficiente de retrodispersión del extremo final del sensor, $K^2 T_1^2 T_2^2 r_2$.

La luz retrodispersada por el primer segmento es la suma de la reflexión del extremo inicial y el coeficiente de retrodispersión de Rayleigh del primer segmento, como se muestra en la figura 18.

Lo mismo pasa con en el segundo segmento, solamente que la luz de retorno viaja dos veces por el primer segmento (de ida y de regreso) –véase la figura 19-.

Para obtener el coeficiente de reflexión total del arreglo, además de lo anterior, se debe tomar en cuenta la luz afectada por la reflexión del extremo final del propio sensor. Esta luz viaja de regreso y se adiciona a la potencia reflejada por los demás elementos, tal y como se muestra en la figura 20,

$$R = \frac{P_R}{P_L} = r_1 + R_1 + K^2 T_1^2 R_2 + K^2 T_1^2 T_2^2 r_2 \quad (27)$$

O, de manera equivalente,

$$R = r_1 + S_\alpha (1 - e^{-2\alpha l_1}) + K^2 T_1^2 S_\alpha (1 - e^{-2\alpha l_2}) + K^2 T_1^2 T_2^2 r_2 \quad (28)$$

Es importante mencionar que en este proceso se despreciaron todas las reflexiones múltiples para obtener ecuaciones simplificadas de los coeficientes de transmisión y retrodispersión. Esta aproximación solo es válida cuando los coeficientes de retrodispersión de la fibra así como los de reflexión de los conectores son muy pequeños con respecto a los de transmisión.

Si definimos el coeficiente normalizado de transmisión como la razón del valor del coeficiente de transmisión con falla ($K \neq 1$) entre el valor máximo del coeficiente de transmisión T_{max} , mismo que sucede en ausencia de fallas ($K=1$), es decir:

$$T_{NORM} = \frac{T}{T_{max}} \quad (29)$$

es fácil demostrar que:

$$T_{NORM} = K \quad (30)$$

Del mismo modo se obtiene el coeficiente normalizado de retrodispersión, (*en este caso*, R_{max} , que es el coeficiente de retrodispersión máximo -que corresponde a un arreglo sin fallas: $K=1$ -).

$$R_{NORM} = \frac{R}{R_{max}} \quad (31)$$

Desglosando la ecuación, de manera que R está definido en las ecuaciones (28) y (30) en su forma cuadrática,

$$T_{NORM}^2 = \frac{[r_1 + S_\alpha + (r_2 - S_\alpha)e^{-2\alpha L}]R_{NORM} - r_1 - S_\alpha(1 - e^{-2\alpha l_1})}{S_\alpha e^{-2\alpha l_1} + (r_2 - S_\alpha)e^{-2\alpha L}} \quad (32)$$

o en su forma no cuadrática,

$$T_{NORM} = \sqrt{\frac{[r_1 + S_\alpha + (r_2 - S_\alpha)e^{-2\alpha L}]R_{NORM} - r_1 - S_\alpha(1 - e^{-2\alpha l_1})}{S_\alpha e^{-2\alpha l_1} + (r_2 - S_\alpha)e^{-2\alpha L}}} \quad (33)$$

La derivada parcial de la ecuación (32) con respecto a R_{Norm} está dada por,

$$\frac{\partial T_{NORM}^2}{\partial R_{NORM}} = \frac{r_1 + S_\alpha + (r_2 - S_\alpha)e^{-2\alpha L}}{S_\alpha e^{-2\alpha l_1} + (r_2 - S_\alpha)e^{-2\alpha L}} \quad (34)$$

En esta ecuación se puede observar que la única variable en el segundo término es la localización de la perturbación, l_1 . Al despejar encontramos que

$$l_1 = \frac{1}{2\alpha} \ln \left\{ \frac{S_\alpha \frac{\partial T_{NORM}^2}{\partial R_{NORM}}}{r_1 + S_\alpha + (r_2 - S_\alpha) \left(1 - \frac{\partial T_{NORM}^2}{\partial R_{NORM}} \right) e^{-2\alpha L}} \right\} \quad (35)$$

Si graficamos el coeficiente normalizado de reflexión contra el coeficiente normalizado de transmisión al cuadrado obtenido de la ecuación (32), podemos ver que se construye una

recta para diferentes valores del coeficiente normalizado de transmisión al cuadrado y que cada recta está caracterizada por una pendiente definida por la ecuación (34). La figura 21 muestra las relaciones de los coeficientes normalizados de transmisión al cuadrado y de reflexión para pérdidas inducidas por curvatura en diferentes localizaciones con el mismo intervalo a lo largo del sensor de fibra.

La distancia del origen de la gráfica a la intersección de la le recta $l_{1,0}$ con el eje horizontal corresponde al coeficiente de reflexión r_1 del inicio de la fibra. La distancia entre el punto l del eje horizontal y la intersección de este eje con la recta $l_{l,10}$ corresponde al coeficiente de reflexión r_2 del final de la fibra.

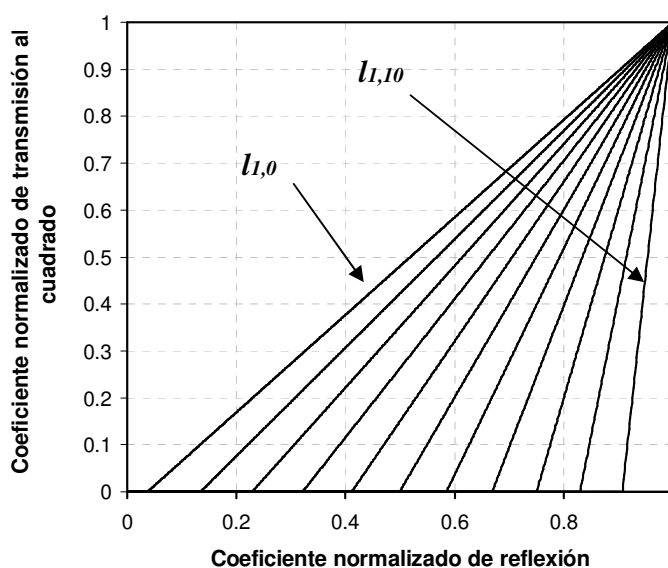


Figura 21. Gráfica característica de la distancia de las pérdidas inducidas por los coeficientes normalizados de transmisión al cuadrado y de reflexión a lo largo del sensor de fibra.

Así, para localizar una falla y determinar su intensidad, basta con conocer los valores de las coordenadas (T_{NORM}^2, R_{NORM}) .

En forma experimental, se determinan dos coordenadas en un trazo: una sin perturbación y la otra en presencia de una falla. Con estos datos es posible obtener la pendiente de la recta y utilizando las ecuaciones (30) y (35) conocer la intensidad y localización de la falla.

De otra manera podemos encontrar la distancia de la perturbación l_1 sin necesidad de conocer la derivada de la ecuación (32) y obtener la figura 21 para diferentes valores de T_{NORM}^2 y R_{NORM} [López, 2002A],

$$l_1 = \frac{1}{2\alpha} \ln \left\{ \frac{S_\alpha (T_{NORM}^2 - 1)}{R_{NORM} [r_1 + S_\alpha + e^{-2\alpha L} (r_2 - S_\alpha)] - r_1 - S_\alpha + T_{NORM}^2 e^{-2\alpha L} (S_\alpha - r_2)} \right\} \quad (36)$$

III.3 Localización de múltiples zonas de pérdidas

Bajo determinadas circunstancias el MATR permite localizar y determinar la intensidad de cualquier número de perturbaciones consecutivas dentro de un sensor. La prueba es hecha por inducción matemática. En este análisis consideramos que la fibra de prueba tiene las mismas propiedades y parámetros que en el caso anterior pero que tiene un número $n+1$ de segmentos separados por n zonas de pérdidas con transmitancia $t_j \leq 1$. Ya demostramos que es posible determinar la intensidad y localización de una zona de pérdidas. Ahora demostraremos que si conocemos las intensidades y localizaciones de las primeras “ n ” perturbaciones, es posible determinar sin ambigüedad la intensidad y localización de la

perturbación “ $n + 1$ ” siempre y cuando las perturbaciones no sean simultáneas ni sucedan en el mismo lugar y que una vez presentes, no varíen en el tiempo.

Como conocemos las posiciones e intensidades de las n perturbaciones iniciales, podemos numerarlas por su posición a lo largo de la fibra de prueba. Suponemos, sin pérdida de generalidad, que la nueva perturbación está localizada a una distancia l_x entre las perturbaciones k y $k+1$, donde k es desconocida. Nuevamente, como consideramos arreglos con dispersiones y reflexiones débiles, se desprecian las dispersiones y reflexiones múltiples. En este caso, la derivada de la potencia de retrodispersión normalizada con respecto a la potencia de transmisión normalizada al cuadrado se puede expresar como:

$$\frac{\partial R_{NORM}}{\partial (T_{NORM}^2)} = \frac{1}{R_{\max} \prod_{j=0}^n t_j^2} \left\{ S_{\alpha} \prod_{j=0}^k t_j^2 \left[e^{-2\alpha l_x} - e^{-2\alpha l_{k+1}} \right] + S_{\alpha} \sum_{i=k+1}^n \left[e^{-2\alpha l_i} - e^{-2\alpha l_{i+1}} \right] \prod_{j=0}^i t_j^2 + T_L^2 r_2 \prod_{j=0}^n t_j^2 \right\} \quad (37)$$

Donde $T_L = e^{-2\alpha L}$ es el coeficiente de transmisión de la fibra de prueba con longitud L y las l_j son las distancias del inicio de la fibra a cada una de las “ $n+1$ ” perturbaciones presentes (figura 22).

Esta derivada de la potencia de retrodispersión normalizado contra la potencia de transmisión normalizada al cuadrado, dependerá exclusivamente de los segmentos perturbados y localizados del lado derecho de la nueva zona de pérdidas. Los segmentos perturbados y localizados a la izquierda de esta nueva zona no afectan a esta pendiente.

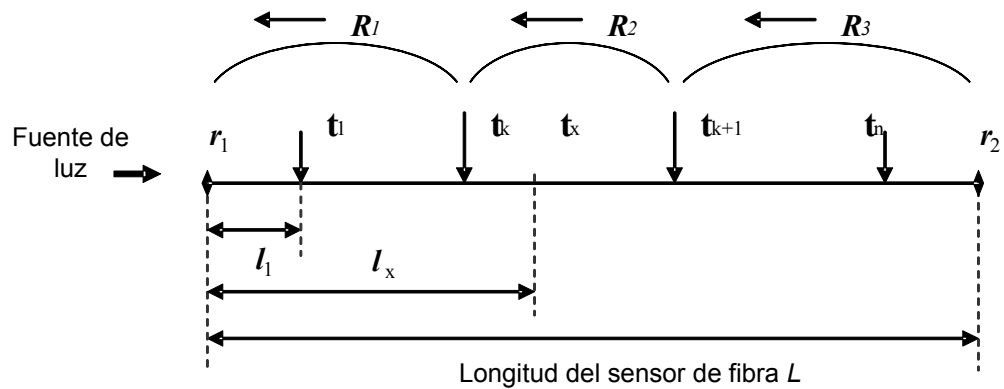


Figura 22. Configuración de la fibra de prueba para múltiple zonas de pérdidas: t_1+t_n , transmisiones de los segmentos perturbados con pérdidas inducidas inicialmente; t_x , transmisión del segmento recientemente perturbado; r_1, r_2 , reflexiones al inicio y final de la fibra de prueba.

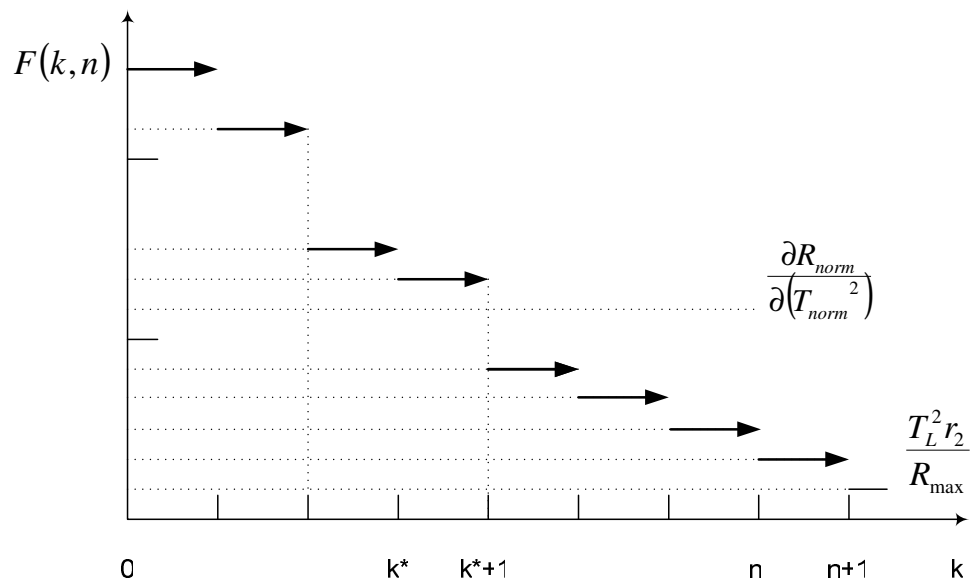


Figura 23. Localización preliminar de la perturbación $(n+1)$ -ésima con el apoyo de la función $F(k, n)$.

Tenemos como apoyo la siguiente función, en donde $0 \leq k \leq n+1$,

$$F(k, n) = \frac{1}{R_{\max} \prod_{j=0}^n t_j^2} \left\{ S_{\alpha} \sum_{i=k}^n [e^{-2\alpha l_i} - e^{-2\alpha l_{i+1}}] \prod_{j=0}^i t_j^2 + T_L^2 r_2 \prod_{j=0}^n t_j^2 \right\} \quad (38)$$

Esta función tiene una estructura equivalente a la de la expresión de la pendiente (37) y tiene un decremento con k para cualquier n . La contribución en la pendiente debido a la retrodispersión del segmento $[l_x, l_{k+1}]$, en cual esta asociado con el término $[e^{-2\alpha l_x} - e^{-2\alpha l_{k+1}}]$ en la ecuación (37), es menor a la contribución propia posible para la retrodispersión del segmento total $[l_k, l_{k+1}]$, el cual se encuentra asociado con el término $[e^{-2\alpha l_k} - e^{-2\alpha l_{k+1}}]$ en la ecuación (38). Al comparar las ecuaciones (37) y (38) se concluye que si el valor medido de la pendiente para perturbaciones desconocidas satisface,

$$F(k^* + 1, n) < \frac{\partial R_{\text{norm}}}{\partial (T_{\text{norm}}^2)} < F(k^*, n) \quad (39)$$

la perturbación desconocida estará localizada entre las perturbaciones iniciales k^* y la (k^*+1) . Al observar si la pendiente medida de la perturbación desconocida es igual a $F(0, n)$, la nueva perturbación se encontrará en el extremo inicial de la fibra de prueba. Si la

perturbación es igual a $F(n+1, n) = r_2 e^{-2\alpha L} / R_{\max}$, esta perturbación se localizará en el

extremo final de la fibra de prueba.

Finalmente, la localización exacta del segmento corto de pérdidas puede ser encontrada por la ecuación,

$$l_x = \frac{1}{2\alpha} \ln \left\{ \frac{S_\alpha}{\left[\frac{\partial R_{norm}}{\partial (T_{norm}^2)} - F(k^*+1, n) \right] R_{max} \prod_{j=k+1}^n t_j^2 + S_\alpha e^{-2\alpha l_{k^*+1}}} \right\} \quad (40)$$

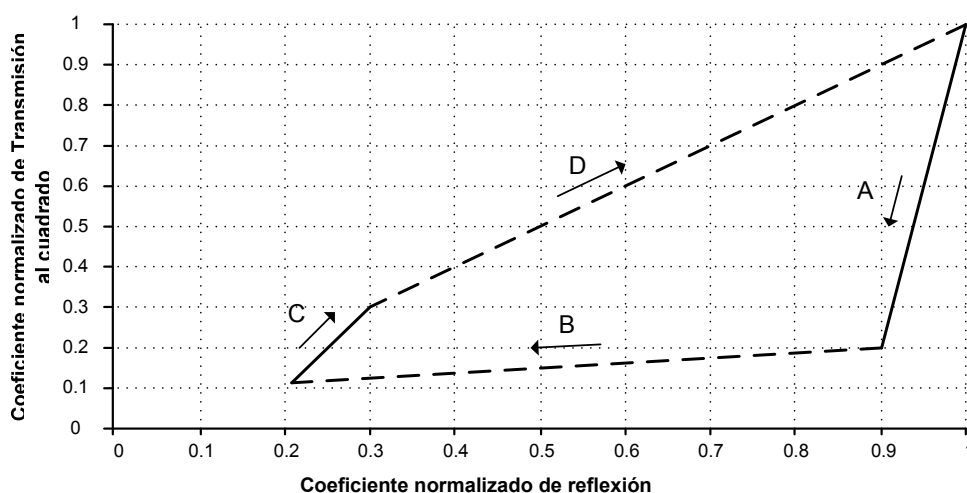


Figura 24. Relación entre las potencias de reflexión normalizado y de transmisión al cuadrado normalizado para pérdidas inducidas al final e inicio de la fibra de prueba momentáneamente.

La figura 24 muestra la dependencia de las potencias normalizadas de reflexión contra el cuadrado de las potencias de transmisión para la inducción de pérdidas consecutivas al inicio y final de la fibra de prueba. Inicialmente, la perturbación ocurre al final del sensor de fibra. Las pérdidas son incrementadas y cuando la transmitancia normalizada al cuadrado tiene un valor de igual a 0.2 de su magnitud inicial, se detiene el incremento de las pérdidas, como se observa la línea A en la figura 24. Después, la transmitancia normalizada al cuadrado se mantiene constante y se inducen otras pérdidas al inicio de la

fibra de prueba hasta que el valor de la transmitancia normalizada al cuadrado tenga un decremento de 0.1, como se muestra la línea B en la figura 24. Entonces se remueven las pérdidas al final de la fibra de prueba sin alterar el valor de pérdidas al inicio (línea C en la figura 24). Finalmente, cuando las pérdidas al inicio de la fibra son eliminadas, todos los parámetros se regresan a su valor inicial sin perturbaciones (línea D en la figura 24).

El MATR puede ser implementado en la localización de perturbaciones para un evento después de otro a lo largo de la fibra de prueba durante un período de monitoreo. En contraste al OTDR, el MATR no puede ser usado en la localización de perturbaciones dentro de un sistema de fibra óptica con dos o más pérdidas simultáneas.

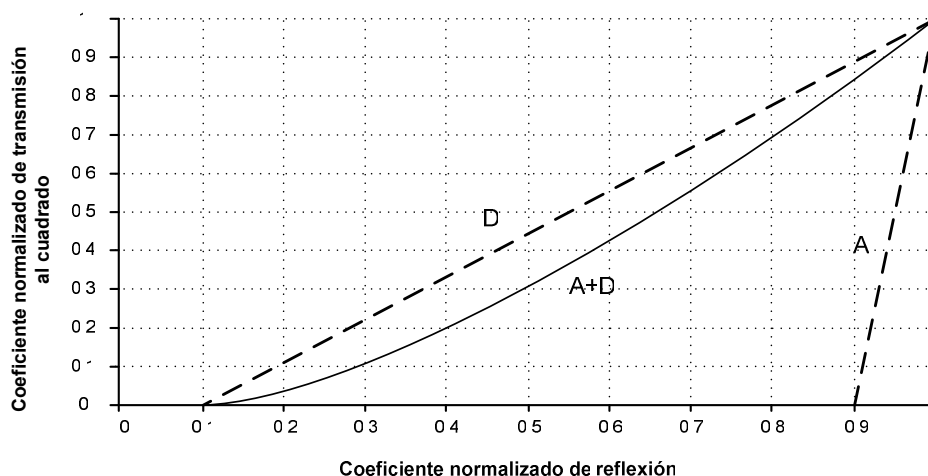


Figura 25. Relación entre las potencias de reflexión normalizado y de transmisión al cuadrado normalizado para dos perturbaciones inducidas simultáneamente, $A+D$, e independientemente, A y D .

Para ejemplificar lo que sucede cuando se presentan dos perturbaciones simultáneas en la fibra de prueba, consideremos el siguiente caso especial. La figura 25 muestra la potencia

de reflexión normalizada contra la potencia de transmisión normalizada al cuadrado para dos perturbaciones que afectan al inicio y final de la fibra de prueba (línea D y línea A, respectivamente). Estas dos gráficas tienen una tendencia lineal. Al presentarse estas dos perturbaciones en forma simultánea, la dependencia de la potencia de reflexión normalizada contra la potencia de transmisión transmitida al cuadrado normalizada tendrá una tendencia no lineal, mostrado línea A+D en la figura 25. Podemos decir que cuando dos perturbaciones afectan la fibra de prueba simultáneamente y la potencia de reflexión normalizada en el punto en cual la potencia de transmitancia normalizada al cuadrado es igual a cero, se demuestra la localización más cercana al extremo inicial de la fibra.

III.4 Modificación del algoritmo para considerar retrodispersión múltiple

En esta sección se presenta una modificación del MATR para considerar los efectos de la retrodispersión múltiple. En una primera parte, consideraremos el caso de una falla única. Por otro lado, para facilitar el análisis, se ignoran los coeficientes de reflexión r_1 y r_2 de los conectores o empalmes colocados al inicio y al final de la fibra óptica.

Definiremos como L la longitud total de la fibra óptica y el coeficiente de transmitancia y reflectancia del sensor al relacionar la potencia de salida en ausencia de pérdidas, $P_{T, inicial}$ y

$P_{R, inicial}$, con respecto a la potencia de entrada, $P_{L, inicial}$, como se indica,

$$T_{\max} = \frac{P_{T, inicial}}{P_{L, inicial}} \quad (41)$$

$$R_{\max} = \frac{P_{R,\text{inicial}}}{P_{L,\text{inicial}}} \quad (42)$$

Así, T_{\max} y R_{\max} son respectivamente los coeficientes de transmitancia y de reflectancia del arreglo sin pérdidas ($K = 1$).

Para encontrar la longitud de la zona de pérdidas, los coeficientes normalizados de transmitancia y reflectancia $T_{\text{pérdidas}}$ y $R_{\text{pérdidas}}$ con pérdidas ($0 \leq K < 1$) se definen como:

$$T_{\text{pérdidas}} = \frac{P_{T,\text{pérdidas}}}{P_{L,\text{pérdidas}}} \quad (43)$$

$$R_{\text{pérdidas}} = \frac{P_{R,\text{pérdidas}}}{P_{L,\text{pérdidas}}} \quad (44)$$

En el método modificado la fibra óptica está caracterizada por los siguientes parámetros, mismos que son independientes de su longitud L :

$$c_0 = \frac{1 + R_{\max}^2 - T_{\max}}{R_{\max}} \quad (45)$$

$$r_0 = \frac{1}{L\sqrt{c_0^2 - 4}} \ln \frac{2 - (c_0 - \sqrt{c_0^2 - 4})R_{\max}}{2 - (c_0 + \sqrt{c_0^2 - 4})R_{\max}} \quad (46)$$

$$p_0 = \frac{(c_0 - 2)r_0}{2} \quad (47)$$

Para encontrar el valor la reflectancia R_l y la longitud l_l del segmento izquierdo se tienen que considerar los tres factores $-\alpha$ β γ - siguientes:

$$\alpha = T_{\max}^2 [c_0 - R_{\text{pérdidas}}] - T_{\text{pérdidas}}^2 [c_0 - R_{\max}] \quad (48)$$

$$\beta = T_{\max}^2 [1 + c_0 R_{\text{pérdidas}} - R_{\text{pérdidas}}^2] - T_{\text{pérdidas}}^2 [1 + c_0 R_{\max} - R_{\max}^2] \quad (49)$$

$$\gamma = T_{\max}^2 R_{\text{pérdidas}} - T_{\text{pérdidas}}^2 R_{\max} \quad (50)$$

$$R_1 = \frac{\beta - \sqrt{\beta^2 - 4\alpha\gamma}}{2\alpha} \quad (51)$$

$$t_1 = \frac{1}{r_0 \sqrt{c_0^2 - 4}} \ln \frac{2 - (c_0 - \sqrt{c_0^2 - 4}) R_1}{2 - (c_0 + \sqrt{c_0^2 - 4}) R_1} \quad (52)$$

Con los datos anteriores, podemos determinar la transmitancia $-T_1-$ del segmento izquierdo y la transmitancia y reflectancia $-T_2$ y R_2- del segmento derecho:

$$R_2 = \frac{R_{\max} - R_1}{1 + [R_{\max} - c_0] R_1} \quad (53)$$

$$T_1 = \sqrt{\frac{[R_{\max} - R_1][1 - R_1 - R_2]}{R_2}} \quad (54)$$

$$T_2 = \frac{T_{\max}}{T_1} [1 - R_1 R_2] \quad (55)$$

La intensidad $-K-$ de la zona de pérdidas está dada por:

$$k_1 = \frac{T_{\text{pérdidas}}}{T_{\max}} \frac{1 + R_{\max} R_1 - c_0 R_1}{1 + R_{\text{pérdidas}} R_1 - c_0 R_1} \quad (56)$$

III.5 Localización de dos zonas de pérdidas con el método modificado

Para simplificar la localización de dos zonas de pérdidas, al igual que en el capítulo III.3, se considera que las perturbaciones no se presentan en forma simultánea, que no pueden coexistir dos fallas en el mismo lugar y que una vez presentes, las fallas no varían en el tiempo.

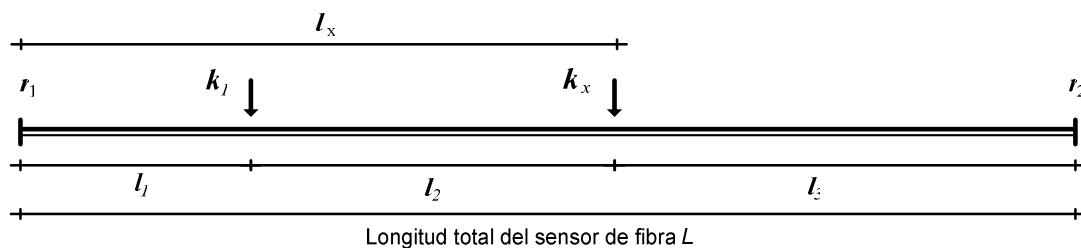


Figura 26. Esquema de la primera y la segunda zona de pérdidas.

En la figura 26 se describen de manera ilustrativa las longitudes de los segmentos que componen el sensor de fibra, $l_1 + l_2 + l_3$, y como observamos la distancia de la segunda zona de pérdidas se encuentra formada por la distancia a la primera zona de pérdidas y la longitud del segundo segmento o lo que es lo mismo, la diferencia entre la longitud total de la fibra y la longitud del tercer segmento. k_1 y k_2 representan las intensidades de la primera y segunda zonas de pérdidas respectivamente.

Para simplificar el análisis, al igual que en el capítulo III.4 se supone que los conectores colocados al inicio y al final de la fibra son ideales –sin pérdidas ni reflexiones–.

Como las perturbaciones no se presentan en forma simultánea y una vez presentes se consideran invariantes en el tiempo, si suponemos que el orden de aparición de las perturbaciones es k_1 y después k_2 , mediante el método definido el capítulo III.4 es posible determinar T_1 , R_1 , l_1 y k_1 .

Si definen los siguientes coeficientes para el cálculo de la segunda zona de pérdidas,

$$T_{PERDIDAS} = \frac{P_{T,PERDIDAS}}{P_{L,PERDIDAS}} \quad (57)$$

$$R_{PERDIDAS} = \frac{P_{R,PERDIDAS}}{P_{L,PERDIDAS}} \quad (58)$$

Entonces es posible calcular el valor de los coeficientes de transmitancia y reflectancia para el segundo y tercer segmento de fibras con todo y la segunda zona de pérdidas,

$$R_X = \frac{1}{k_1^2} \frac{R_{PERDIDAS} - R_1}{1 - (c_0 - R_{PERDIDAS})R_1} \quad (59)$$

$$T_X = \frac{1}{k_1} \frac{T_1 T_{PERDIDAS}}{1 - (c_0 - R_{PERDIDAS})R_1} \quad (60)$$

Para encontrar el valor del coeficiente de reflectancia del segundo segmento se definen los tres factores siguientes:

$$\alpha = T_{(2,3)}^2 [c_0 - R_{PERDIDAS}] - T_{PERDIDAS}^2 [c_0 - R_{(2,3)}] \quad (61)$$

$$\beta = T_{(2,3)}^2 [1 + c_0 R_{PERDIDAS} - R_{PERDIDAS}^2] - T_{PERDIDAS}^2 [1 + c_0 R_{(2,3)} - R_{(2,3)}^2] \quad (62)$$

$$\gamma = T_{(2,3)}^2 R_{PERDIDAS} - T_{PERDIDAS}^2 R_{(2,3)} \quad (63)$$

Y con ellos se calcula los coeficientes de reflectancia y transmitancia del segundo segmento

$$R_2 = \frac{\beta - \sqrt{\beta^2 - 4\alpha\gamma}}{2\alpha} \quad (64)$$

$$T_{(2,3)} = T_2 \quad (65)$$

el coeficiente de reflectancia para los segmentos entre l_1 y el extremo final del sensor, sin pérdidas.

$$R_{(2,3)} = R_2 \quad (66)$$

su distancia al origen,

$$l_2 = \frac{1}{r_0 \sqrt{c_0^2 - 4}} \ln \frac{2 - \left(c_0 - \sqrt{c_0^2 - 4} \right) R_2}{2 - \left(c_0 + \sqrt{c_0^2 - 4} \right) R_2} \quad (67)$$

y, finalmente, la intensidad de la segunda zona de pérdidas,

$$k_x = \frac{T_x}{T_{(1,2)}} \frac{1 + R_{(1,2)} R_2 - c_0 R_2}{1 + R_x R_2 - c_0 R_2} \quad (68)$$

Para conocer las diferencias entre los dos métodos, se realizó una simulación para una fibra de vidrio de telecomunicaciones SMF-28 con un coeficiente de atenuación 0.34 dB/km para la longitud de onda 1310 nm, con dos perturbaciones en diferentes lugares. La figura 27, figura 28, figura 29 y figura 30 representan las diferencias entre el método ATR y el método ATR con la retrodispersión múltiple para dos fallas en el sensor de fibra.

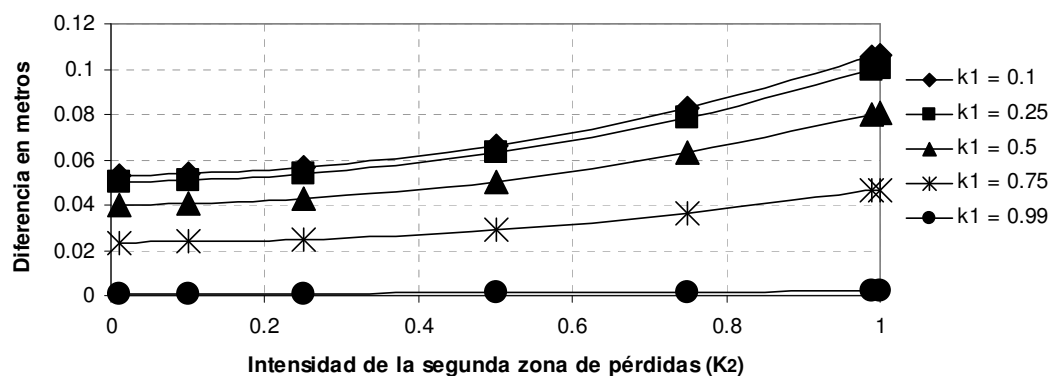


Figura 27. Gráficas comparativas del método ATR y el retrodispersión múltiple: $l_1 = 4,950$ m, $l_2 = 47.5$ m y $L = 5,000$ m.

La figura 27 muestra cinco gráficas donde comparan los dos métodos descritos para la primera perturbación con magnitudes de 0.1, 0.25, 0.5, 0.75 y 0.99. El máximo error

absoluto, a fuertes pérdidas en la primera falla, es menor de 12 cm para una longitud de 5,000 m de fibra.

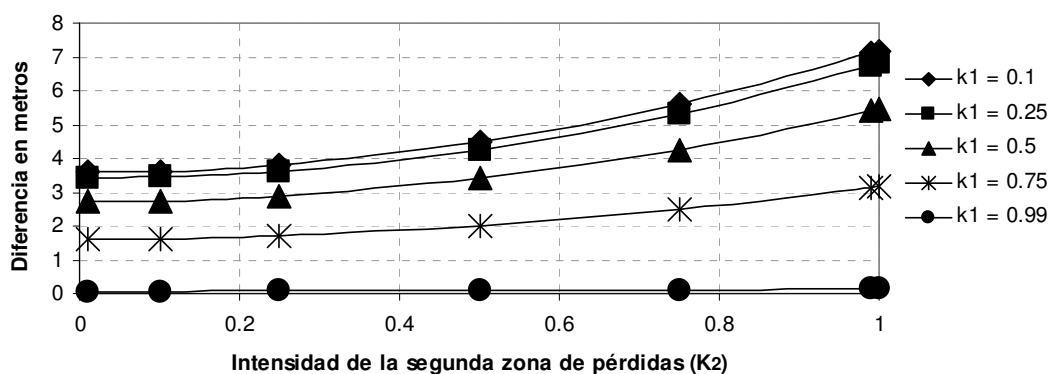


Figura 28. Gráficas comparativas del método ATR y la retrodispersión múltiple: $l_1 = 14,850$ m, $l_2 = 142.5$ m y $L = 15,000$ m.

A una longitud de 15,000 m de fibra, el máximo error absoluto es mayor hasta 7.2 m para una $k_1 = 0.1$. Como se puede observar en la figura 28, las diferencias aumentan por que se toma considerablemente la longitud de la fibra en el método ATR con retrodispersión múltiple.

Para el caso de una falla, todas las figuras señaladas anteriormente se van a tomar en cuenta las gráficas cuando k_1 es igual a 0.99 donde se considera como única perturbación k_2 y podemos observar que la diferencia entre los dos métodos es mucho menor que un metro para el peor de los casos, cuando la primera perturbación se presenta al final y la segunda perturbación al inicio de la fibra de prueba.

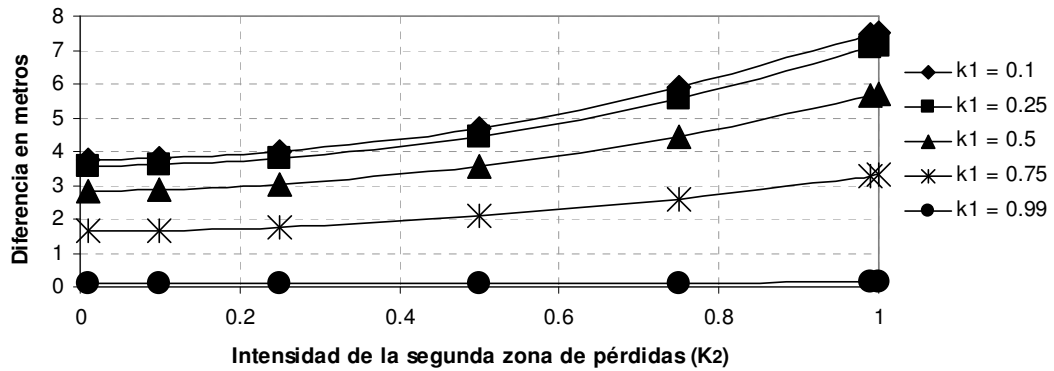


Figura 29. Gráficas comparativas del método ATR y el retrodispersión múltiple: $l_1 = 15,000$ m, $l_2 = 190$ m y $L = 20,000$ m.

Por último, en la figura 29 y figura 30, se simula una comparación entre los dos métodos con una fibra de 20,000 m. La figura 30 se distingue por presentar el peor caso con 47 m de error absoluto.

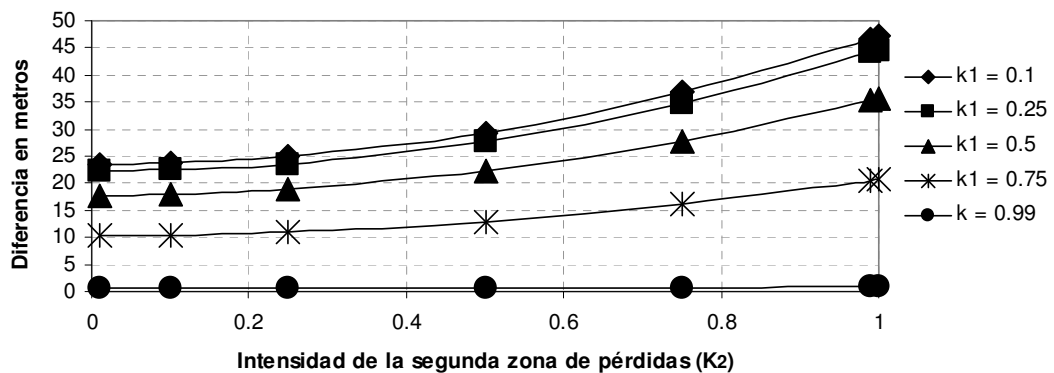


Figura 30. Gráficas comparativas del método ATR y la retrodispersión múltiple: $l_1 = 19,800$ m, $l_2 = 190$ m y $L = 20,000$ m.

La diferencia entre el método de ATR sin y con retrodispersión múltiple para una sola perturbación es menor que 0.01 % y para dos perturbaciones es menor que 0.24 % para fibra de telecomunicaciones SMF-28 de hasta 20km de longitud. Estas diferencias se verían acentuadas en el caso de fibras con mayor coeficiente de retrodispersión y/o de absorción.

IV RESULTADOS EXPERIMENTALES Y DISCUSIÓN

IV.1 Montaje del Prototipo

El montaje se realizó como se muestra en la figura 31, para dar una idea de todas las piezas del sistema. En el prototipo, la conexión del sensor de fibra se realiza en dos conectores oblicuos ópticos que están definidos como entrada y salida en el montaje. El sensor que se utiliza para esta experimentación es el cable estándar de fibra óptica para telecomunicaciones SMF-28.

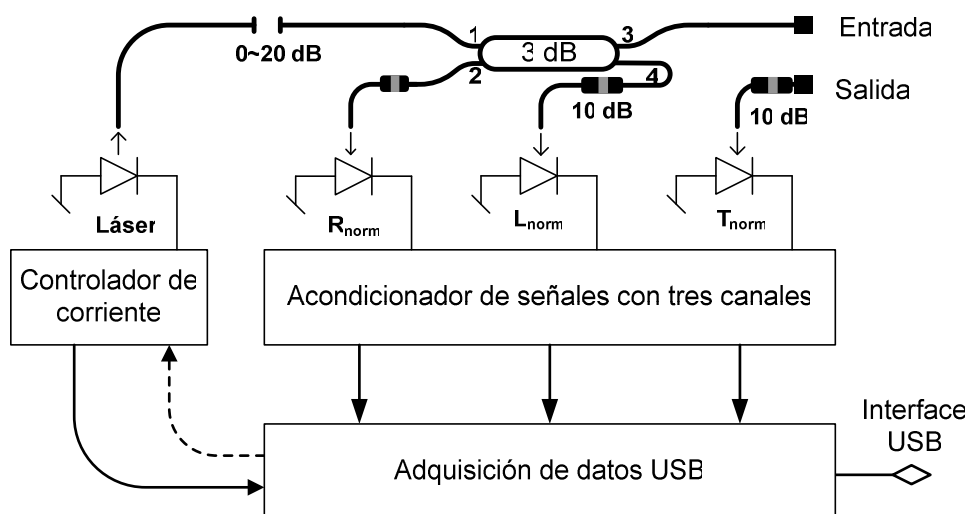


Figura 31. Diagrama esquemático del prototipo.

Al principio del montaje se utilizaron los conectores APC por que están diseñados para disminuir las reflexiones de regreso en un sistema óptico, después algunos de estos

conectores se cambiaron por empalmes en fusión en nuestro sistema óptico por razones que se comentarán en este capítulo.

IV.1.1 Sistema óptico

El sistema óptico trabaja con un diodo láser Fabry-Perot MD725B8F de Mitsubishi Electric Corp con longitud de onda de 1310 nm y una potencia sin modulación de 0.9 mW con una corriente de 20 mA suministrado por un controlador LD2000 de Thorlabs, Inc. [www.thorlabs.com]. El cable de fibra óptica SMF-28 tiene una constante de atenuación de 0.34 dB/km a 1310 nm [www.corning.com]. El diodo láser trabajó con una modulación triangular de 25 Hz y tiene un alto ancho de línea en comparación con un diodo de retroalimentación distribuida (DFB) para evitar las reflexiones que afectan al láser. Se utiliza también un acoplador óptico SBC-1550 de AFW de 3 dB que tiene dos puertos de salidas y entrada. Los puertos de salida son canales para la medición de la potencia de transmisión y de láser. Al primer puerto de entrada se le suministra la potencia de luz del láser y el segundo puerto de entrada es un canal de medición donde se da a conocer la señal de reflexión.

Entre el acoplador óptico SBC-1550 de AFW [www.afwtechnology.com.au] y el diodo láser en el sistema óptico, existe un atenuador variable para espacio libre F1-2251 de FIS [www.fiberinstrumentsales.com] que induce una reflexión estable cercana al 4% para estabilizar los modos del diodo láser [www.thorlabs.com]. Con esta reflexión adicional, el diodo láser FP trabaja a varios modos longitudinales que eliminan el ruido de baja frecuencia en la medición de la potencia de reflexión, ver figura 32 [Gysel *et al.*, 1990]. Sin esta reflexión adicional, la estructura de modos en el diodo láser F-P no sería estable y la

señal de reflexión tendría un ruido en baja frecuencia a 35 dB, vista en figura 33 [Golberg *et al.*, 1982]

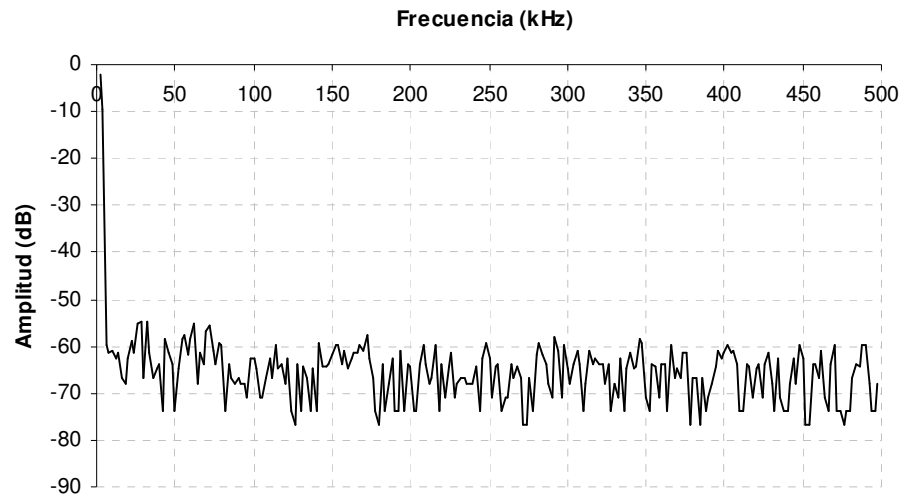


Figura 32. *Densidad espectral de la potencia reflejada con reflexión adicional.*

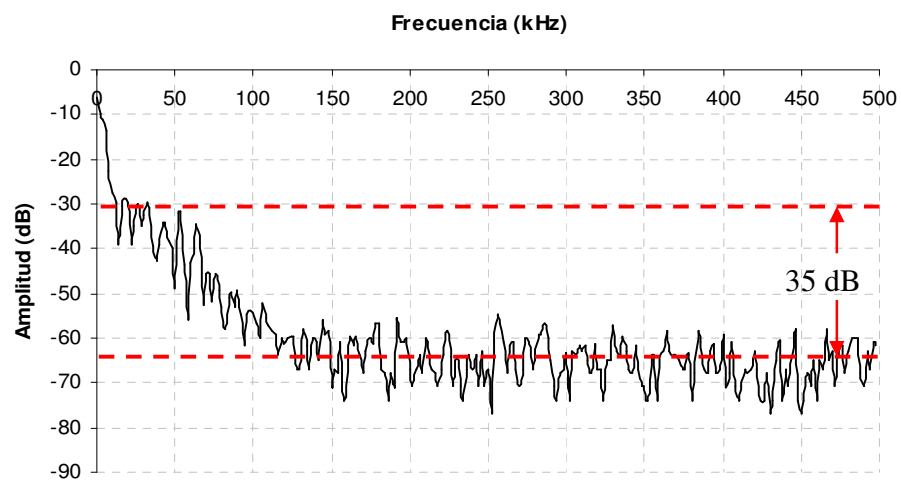


Figura 33. *Densidad espectral de la potencia reflejada sin reflexión adicional.*

Los fotodetectores se encuentran en cada canal de medición, tienen una potencia máxima de disipación de 10 mW y cuando se trabaja a una longitud de onda de 1310 nm, tienen una sensibilidad de respuesta entre 0.80 A/W y 0.85 A/W. Los fotodiodos 07051650-010 de JDS Uniphase y el PDINP0755FAA-0-0-01 de PD-LD fueron utilizados para este montaje y tienen un coeficiente de reflexión de -40 a -50 dB [www.jdsu.com] y [www.pd-ld.com].

Para acoplar los fotodetectores al sistema óptico, se utilizaron los conectores APC de Thorlabs para fibra mono modo así como atenuadores APC de 10 dB modelo F18751C10 de FIS y atenuadores 10 dB en empalme de FOA10 de Thorlabs. Estos atenuadores reducen la potencia de la luz en la trayectoria que mide la potencia de luz inyectada al sistema para evitar la saturación de los fotodiodos.

IV.1.2 Acondicionador de señales

La función principal del acondicionador de señales es preparar la señal para una buena medición antes de la adquisición de datos. Está compuesta por tres canales: 1) potencia del láser L_{norm} ; 2) potencia de la luz reflejada R_{norm} y 3) potencia de la luz transmitida T_{norm} . Cada canal incluye un preamplificador de transimpedancia, un amplificador de una o dos etapas y un filtro [Manríquez *et al.*, 2006].

El preamplificador de transimpedancia (figura 34), basado en el amplificador operacional TLC071 de Texas Instruments, convierte la corriente de salida del fotodetector en una señal de voltaje. Como las señales de corriente de los tres canales son de amplitudes muy diferentes y fuertemente dependientes del tipo y longitud de la fibra óptica empleada en el sensor, es necesario utilizar valores diferentes en la resistencia de retroalimentación de

estos preamplificadores. Así, se utilizó una resistencia de $4.7\text{ M}\Omega$ para el canal de reflexión y de $5.1\text{ k}\Omega$ en los de luz inyectada y transmitida como se muestra en la Tabla II.

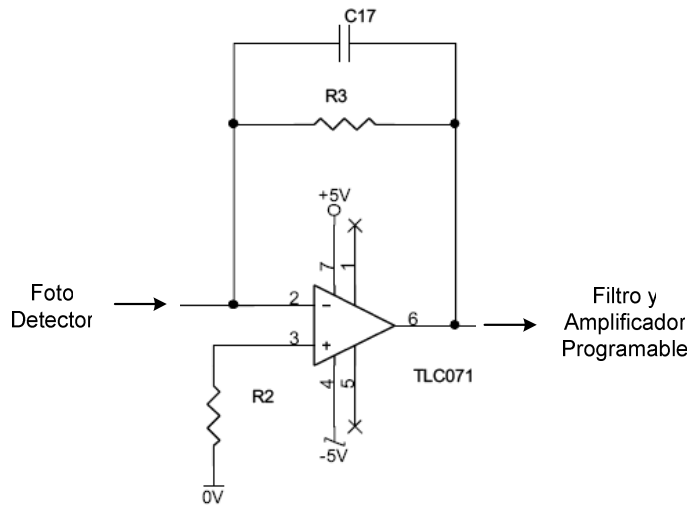


Figura 34. Configuración del preamplificador de transimpedancia con resistencia de retroalimentación y capacitor de compensación.

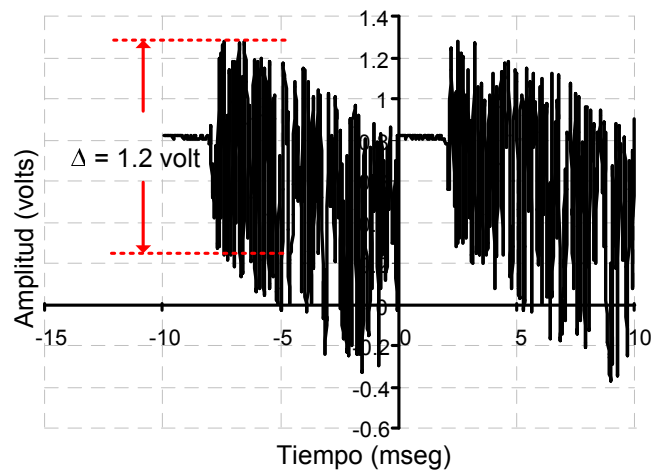


Figura 35. Señal en el tiempo del canal para la medición de la luz reflejada sin compensación.

Mientras mayor es la ganancia del preamplificador mayor es el ruido y menor el margen de fase -pudiendo inclusive llegar a la inestabilidad- y su respuesta al escalón presenta mayores variaciones de amplitud. Este comportamiento se debe al segundo polo del amplificador de transimpedancia. En la figura 35 se muestra la inestabilidad del preamplificador con una modulación óptica para probar las condiciones del acondicionador analógico de señales.

Tabla II. *Componentes utilizados en la configuración del acondicionador de señales.*

	Canales del acondicionador de señales		
	L_{norm}	T_{norm}	R_{norm}
<i>Resistencia de retroalimentación, $R_{2,3}$</i>	5.1K Ω	5.1K Ω	4.7M Ω
<i>Capacitor de compensación, C_{17}</i>	82 pF	82 pF	Par trenzado

Para disminuir estos problemas, se debe introducir un nuevo polo mediante un capacitor en paralelo con la resistencia de retroalimentación. El valor de este capacitor debe ser calculado para aplanar la respuesta en frecuencia del preamplificador dentro de las frecuencias de interés (figura 36). En los canales de baja ganancia, basta con un condensador COG (+/- 0.25 % de la capacitancia a un rango de temperatura de -55°C a 90°C) de 82pF, que es fácil de obtener en forma comercial.

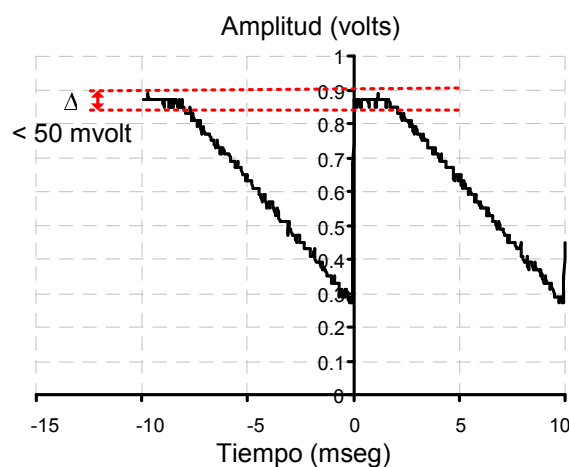


Figura 36. Señal en el tiempo del canal para la medición de la luz reflejada con compensación.

En cambio, el canal de alta ganancia necesita de un valor inferior a 0.05pF. Como no se dispone de capacitores de estos valores, este componente fue realizado mediante pequeño par de alambres trenzados [Manríquez *et al.*, 2006].

En la última etapa del acondicionador de señales, está basada en dos amplificadores/filtros programables LTC1564 de Linear Technologies conectados en cascada [Manríquez *et al.*, 2006]. En cada circuito, la ganancia del amplificador se puede configurar de 1 a 16 y el filtro elíptico de octavo orden se puede inactivar o programar su frecuencia de corte de 10 a 150kHz [www.linear.com]. Las configuraciones programadas de la Tabla III, que incluyen una frecuencia de corte a 70kHz en la primera etapa y la desactivación del filtro en la segunda, permiten hasta la novena armónica en el dominio de la frecuencia de las señales de interés para el MATR.

Tabla III. Configuración de las ganancias y frecuencias de corte de cada canal.

J4-4/ J5-8	J4-3/ J5-7	J4-2/ J5-6	J4-1/ J5-5	Ganancias	J5-4	J5-3	J5-2	J5-1	Fc (MHz)
0	0	0	0	1	0	0	0	0	inhabilitado
0	0	0	1	2	0	0	0	1	10
0	0	1	0	3	0	0	1	0	20
0	0	1	1	4	0	0	1	1	30
0	1	0	0	5	0	1	0	0	40
0	1	0	1	6	0	1	0	1	50
0	1	1	0	7	0	1	1	0	60
0	1	1	1	8	0	1	1	1	70
1	0	0	0	9	1	0	0	0	80
1	0	0	1	10	1	0	0	1	90
1	0	1	0	11	1	0	1	0	100
1	0	1	1	12	1	0	1	1	110
1	1	0	0	13	1	1	0	0	120
1	1	0	1	14	1	1	0	1	130
1	1	1	0	15	1	1	1	0	140
1	1	1	1	16	1	1	1	1	150

IV.1.3 Adquisición de datos

En la adquisición de datos se utilizó un módulo de adquisición externo E14-440 de Lcard que se conecta a una CP mediante el ducto USB 1.1. Este módulo externo que al trabajar en modo convertidor analógico/digital puede emplearse a un máximo de frecuencia de conversión hasta 400 kHz, una resolución de 14 bits de palabra y un rango de entrada de ± 10 v; $\pm 2,5$ v; $\pm 0,625$ v; $\pm 0,156$ v para 16 entradas modo diferencial o 32 entradas modo común. Al trabajar en modo convertidor digital/ analógico tiene un rango de salida hasta ± 5 v para dos canales [www.lcard.ru].

En el montaje del prototipo mostrado en la figura 31, el módulo externo E14-440 trabaja a una frecuencia de conversión hasta 400 kHz por lo que la frecuencia de muestreo es 100 kHz para cada uno de los canales de medición y medición de la potencia del diodo láser.

Una vez que se consiguen las mediciones en la CP, por medio de la adquisición de datos, se escoge un método basado en la correlación para la disminución del ruido de las potencias de entrada, transmitida y reflejada. Luego las potencias correlacionadas se filtran cuyas características de los filtros digitales son de tipo recursivo, pasa bajas y de primer orden. Después de reducir el ruido y de eliminar las altas variaciones en las potencias correlacionadas y filtradas se calculó las potencias normalizadas para cada parámetro de medición de la fibra y por último se realizó el cálculo de la distancia a la falla [Miridonov, 2006].

IV.2 Estimación de errores

Si ignoramos los coeficientes de reflexión r_1 y r_2 de la ecuación (35) para calcular la distancia a una zona de pérdidas, obtenemos:

$$l(R_{norm}, T_{norm}) = \frac{1}{2\alpha} \ln \left\{ \frac{1 - T_{norm}^2}{1 - R_{norm} + R_{norm} e^{-2\alpha L} - T_{norm}^2 e^{-2\alpha L}} \right\} \quad (69)$$

Con $0 \leq R_{norm} \leq 1$ y $0 \leq T_{norm} \leq 1$

La localización de la zona de pérdidas depende de dos variables: R_{norm} y T_{norm} . Estas dos variables son medidas con cierto grado de incertidumbre:

$$T_{norm} \pm \delta T_{norm} \quad (70)$$

$$R_{norm} \pm \delta R_{norm} \quad (71)$$

δT_{norm} y δR_{norm} son las incertidumbres de las medidas y T_{norm} y R_{norm} sus mejores estimaciones o valores promedios [Taylor, 1997]. Los valores medidos se utilizan para calcular la función $l(\text{Transmitancia}, \text{Reflectancia})$.

De la ecuación (69) se puede obtener una gráfica (T_{norm}^2 contra R_{norm}) con diferentes trazos. Estos trazos representan las distancias posibles al variar el radio de la curvatura para cada longitud del segmento donde se localiza dicha falla, como se muestra en la figura 37.

Para una distancia a la falla, como vemos en el cuadro azul con $T_{norm} = 0.7$, tendremos más incertidumbres cuando la magnitud de la zona de pérdidas es débil en comparación cuando la magnitud de la zona de pérdidas es fuerte, $T_{norm} = 0.05$, con los mismos errores de medición de la reflectancia y transmitancia normalizadas, es decir, el cuadro azul y rojo tienen la misma dimensión y representan los errores de medición de estos parámetros.

Como las incertidumbres en *Transmitancia* y *Reflectancia* son independientes y aleatorias, la incertidumbre para l está dada por:

$$\delta l = \sqrt{[\delta l_{R_{norm}}]^2 + [\delta l_{T_{norm}}]^2} \quad (72)$$

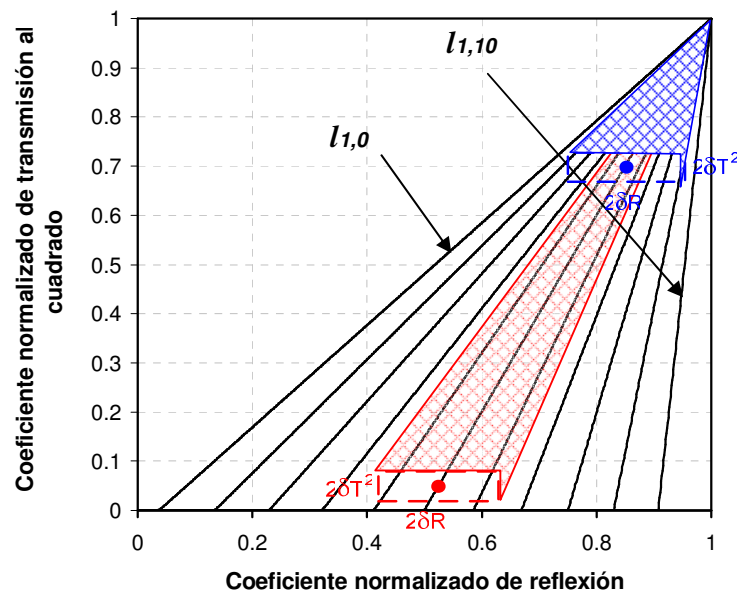


Figura 37. Gráfica del coeficiente de transmitancia normalizado al cuadrado, la reflexión normalizada y la manera de cómo representar sus incertidumbres.

Las diferenciales parciales de la distancia con respecto a la reflectancia y transmitancia normalizadas están dadas por:

$$\delta l_{R_{norm}} = \frac{\partial l}{\partial R_{norm}} \delta R_{norm} \quad (73)$$

$$\delta l_{T_{norm}} = \frac{\partial l}{\partial T_{norm}} \delta T_{norm} \quad (74)$$

Mismas que pueden ser obtenidas al derivar la ecuación (69) con respecto a los coeficientes R_{norm} y T_{norm} . Al substituir estos resultados en la ecuación (72) finalmente se obtienen como resultado la incertidumbre en la determinación de l ;

$$\delta l(l, T_{norm}) = \frac{\sqrt{\left[(1 - e^{-2\alpha L}) \delta R_{norm} \right]^2 + \left[2T_{norm} (e^{-2\alpha l} - e^{-2\alpha L}) \delta T_{norm} \right]^2}}{2\alpha (1 - T_{norm}^2) e^{-2\alpha l}} \quad (75)$$

Para $0 \leq l \leq L$, $0 \leq T_{norm} \leq 1$ y $0 \leq R_{norm} \leq 1$

En la siguiente gráfica, que obtuvimos con la ecuación (75), podemos observar que si variamos el coeficiente de transmitancia normalizado (que es igual a la magnitud de la falla) obtenemos como resultado el error de la distancia en donde se encuentra la primera perturbación, y se observa que el error aumenta a medida que la falla es más débil.

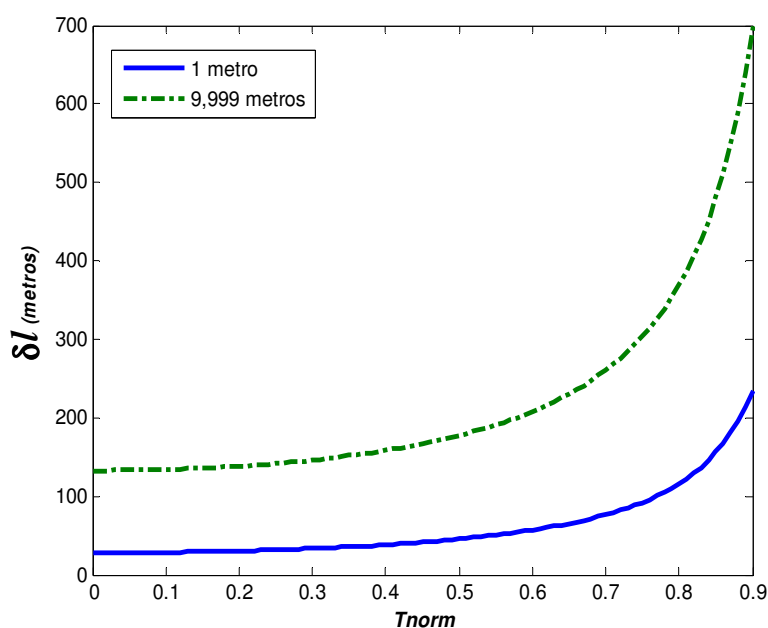


Figura 38. Gráfica entre el error absoluto y el coeficiente de transmitancia del sensor de fibra óptica de 10,000 metros para δR igual a 0.005 y δT igual a 0.00385.

En la figura 38 se muestra dos trazos distintos para una incertidumbre de T_{norm} igual a ± 0.00385 y de R_{norm} igual a ± 0.005 , donde se muestra la dependencia para un punto cercano al inicio del sensor y otro punto cercano al final del sensor.

La magnitud de las incertidumbres en la localización de la falla para una misma incertidumbre en la determinación de la transmisión δT y de la reflexión δR normalizadas, depende de la intensidad de la perturbación. A mayor intensidad de la perturbación, menor incertidumbre en la localización de la falla.

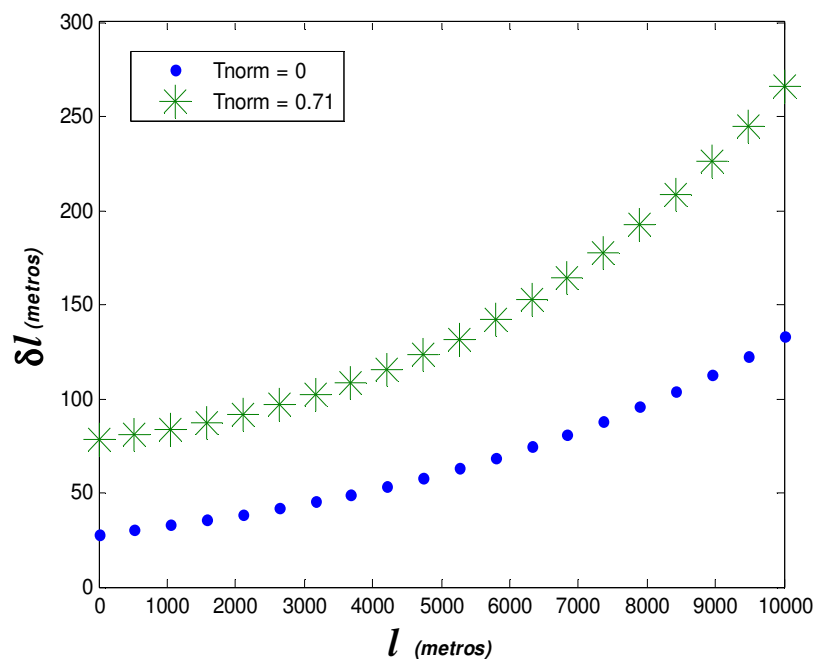


Figura 39. Gráfica del Error Absoluto vs. la distancia a la falla.

Mediante la ecuación (75) se realizó una simulación de manera que si variamos la distancia a la falla manteniendo constante el coeficiente de transmitancia normalizado vamos a tener

como resultado el error absoluto de la longitud de la falla, δl . La figura 39 muestra este comportamiento para δT_{norm} igual a ± 0.00385 y δR_{norm} igual a ± 0.005 , donde el error absoluto es grande para cuando la distancia a la falla esta cerca al final del sensor de fibra que cuando la distancia a la falla se encuentra cerca al inicio de la fibra.

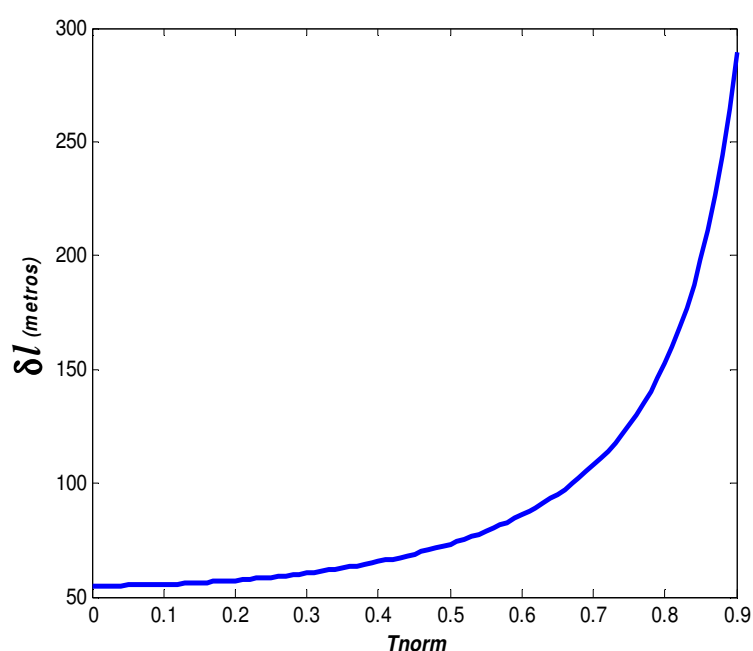


Figura 40. Gráficas de la aproximación del error absoluto de la distancia a la falla del sensor de fibra óptica de 10,000 metros para δR igual a 0.005 y δT igual a 0.00385.

Los valores $2\delta T_{norm}$ y $2\delta R_{norm}$ son las variaciones de los canales de medición de transmitancia y reflectancia normalizados. Debido a la menor intensidad del fenómeno de dispersión de Rayleigh y las grandes variaciones relativas en los resultados experimentales se realizó una aproximación del error absoluto de la distancia a la falla de manera que las variaciones del coeficiente de transmitancia normalizada son más pequeños que las

variaciones del coeficiente de reflexión normalizada, ($\delta T_{norm} \ll \delta R_{norm}$), entonces la ecuación (75) puede expresarse como:

$$\delta l(l, T_{norm}) \cong \frac{(1 - e^{-2\alpha L}) \delta R_{norm}}{2\alpha(1 - T_{norm}^2) e^{-2\alpha l}} \quad (76)$$

Para $0 \leq l \leq L$ y $0 \leq T_{norm} \leq 1$ siempre y cuando $\delta T_{norm} \ll \delta R_{norm}$.

Si consideramos fibras en las que la atenuación total es mucho menor que uno ($2\alpha L \ll 1$) y tomamos en cuenta los primeros términos de su descomposición en series de Taylor tenemos que $1 - e^{-2\alpha L} \approx 2\alpha L$ y $e^{-2\alpha L} \approx 1$, expresión,

$$\delta l(T_{norm}) \approx \frac{L \delta R_{norm}}{(1 - T_{norm}^2)} \quad (77)$$

Para $0 \leq l \leq L$, $0 \leq T_{norm} \leq 1$ y $0 \leq R_{norm} \leq 1$ siempre y cuando $\delta T_{norm} \ll \delta R_{norm}$ y $2\alpha L \ll 1$.

La figura 40 muestra la aproximación de la ecuación (77) que es independiente a la distancia a la falla y en comparación con la figura 38 se puede observar una diferencia de 27 m entre inicio y 82 m final de la fibra donde se encuentra una falla con pérdidas totales. Como el coeficiente de atenuación para fibras de telecomunicaciones estándar es igual a 0.34 dB/km para una longitud de onda de 1,310 nm, entonces:

$$\alpha = 0.34 / 4.323 = 0.079 \text{ km}^{-1}$$

Para una longitud de fibra $L=10 \text{ km}$ y una incertidumbre $\delta R_{norm} = 0.005$ su diferencia es aproximadamente dos veces el error absoluto de la distancia a la falla de la ecuación (76) y al considerar la condición $2\alpha L \ll 1$. Entonces la aproximación de la ecuación del error absoluto de la distancia a la falla dependerá en gran medida de tres parámetros;

- a) La magnitud de la falla,
- b) La longitud total del sensor de fibra óptica en [km] y
- c) La incertidumbre del coeficiente de reflexión normalizado.

IV.3 Respuesta a las variaciones de la temperatura.

Para estudiar la estabilidad de los parámetros medidos por el prototipo, se realizó una adquisición de datos durante un tiempo aproximado de 14 hrs.

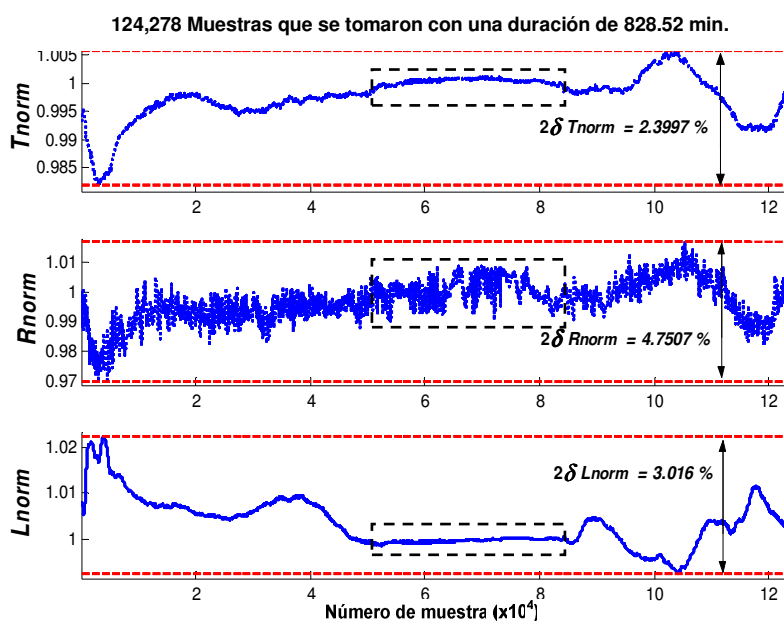


Figura 41. Respuesta en el tiempo de T_{norm} , R_{norm} y L_{norm} .

La figura 41 presenta los datos durante un período largo para los canales del láser normalizado L_{norm} , de la transmisión normalizada T_{norm} y de la reflexión normalizada R_{norm} .

Como se puede observar en la figura 41, se muestran tres gráficas que representan los canales de medición y las variaciones medidas sin pérdidas en el sensor de la fibra óptica.

Para un periodo aproximado de 14 horas se obtuvieron un total de 124,278 muestras. En cada una de las gráficas de la figura 41 se puede observar una región cuya duración aproximada de 4 horas, corresponde con las mediciones realizadas durante la madrugada.

Como hipótesis podemos pensar lo siguiente: la temperatura posiblemente afecta de alguna manera al sistema; durante la madrugada, las variaciones de la temperatura ambiente son pequeñas en relación a las que se presentan en otros periodos del día. Las dos razones anteriores explican que las variaciones durante este periodo (por ejemplo 0.341% en el canal del láser normalizado) sean menores a las del resto de la medición (por ejemplo, 3.016% en el mismo canal).

IV.3.1 Configuración con conectores

En vista de las variaciones descritas en el párrafo anterior, se realizó un análisis de la influencia con la temperatura en algunas regiones del sistema para verificar en que medida pueden afectar a nuestro sistema.

Se realizaron una serie de experimentos para conocer el comportamiento de los tres canales normalizados con respecto a la temperatura de algunos de los componentes del sistema. Los resultados de estas mediciones se muestran en la figura 42. El procedimiento se llevó a cabo con la ayuda de un calentador de aire modelo FIT MG a una temperatura de 300°C. Con su ayuda, se aplicó aire caliente a los circuitos electrónicos a una distancia aproximada de 25 cm. y a los conectores y demás componentes ópticos con un ambiente del cuarto de 21°C aproximadamente.

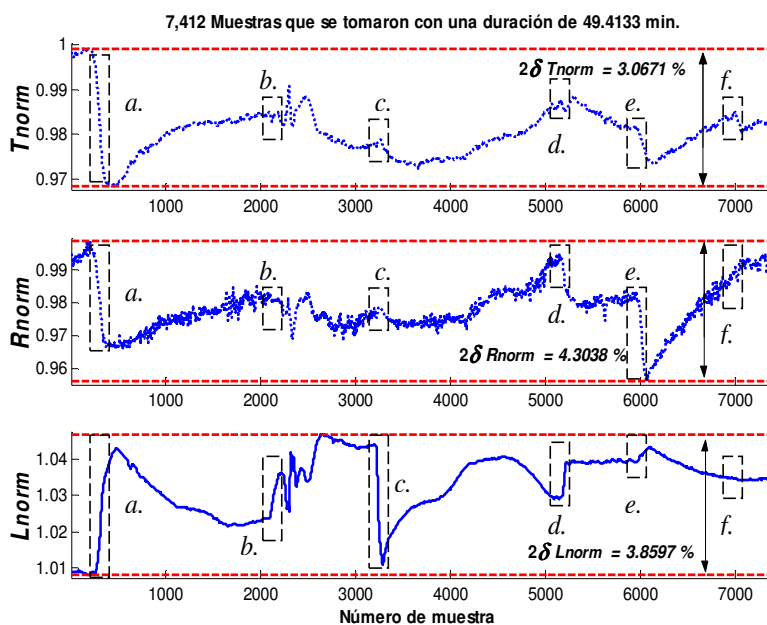


Figura 42. Comportamiento en los diferentes puntos del sistema con la influencia de la temperatura.

Cada recuadro que aparece en las gráficas de la figura 42 representa el calentamiento en alguna parte del sistema:

- Conector y atenuador del canal para la medición de la potencia normalizada del láser
- Circuitos electrónicos: amplificadores, filtros y componentes pasivos.
- Conector y atenuador variable a la salida del diodo láser
- Conector y atenuador del canal para la medición de la potencia normalizada de transmisión
- Conector del canal para la medición de la potencia normalizado de reflexión

f. Carrete de la fibra óptica mono modo.

Tabla IV. *Comportamientos de los canales de medición con la influencia de la temperatura en los diferentes partes del sistema.*

	Potencias de los canales		
	L_{norm}	R_{norm}	T_{norm}
a.	<i>Incremento (3.49%)</i>	<i>Decremento (3.311%)</i>	<i>Decremento (3.007%)</i>
b.	<i>Incremento (1.29%)</i>	<i>Estable (0.405%)</i>	<i>Estable (0.314%)</i>
c.	<i>Decremento (3.33%)</i>	<i>Estable (0.47%)</i>	<i>Estable (0.266%)</i>
d.	<i>Incremento (1.04%)</i>	<i>Decremento (1.196%)</i>	<i>Estable (0.233%)</i>
e.	<i>Incremento (0.41%)</i>	<i>Decremento (2.716%)</i>	<i>Decremento (0.833%)</i>
f.	<i>Estable</i>	<i>Estable</i>	<i>Estable</i>

Los resultados se resumen analizados en la Tabla IV y podemos concluir lo siguiente:

- Al calentar el carrete de fibra óptica, no se presenta ningún cambio en los canales de potencias normalizadas L_{norm} , R_{norm} y T_{norm} .
- El cambio de temperatura de los circuitos electrónicos, no provoca ningún cambio en los canales de potencias normalizadas L_{norm} , R_{norm} y T_{norm} .
- Al calentar el atenuador variable, se presenta un cambio significativo en el canal de potencia normalizada del láser L_{norm} pero no afecta en forma significativa a los canales T_{norm} y R_{norm} .

Los cambios de temperatura en los conectores localizados a la entrada de los detectores de cada canal tienen una gran influencia en los tres canales de potencias normalizadas L_{norm} , R_{norm} y T_{norm} .

- Por la necesidad de estabilizar las conexiones que se encuentran en los canales de medición se pensó en utilizar algún gel óptico, como el G608N que tiene un amplio alcance de temperatura (-67°C a 416°C) y disminuye la reflectancia de los conectores.

En [Mitsuru et al., 1996] se presenta una investigación relacionada con la influencia de la temperatura en los parámetros de los conectores. Se describe una serie de experimentos con conectores perpendiculares y oblicuos tipo MT con y sin gel donde utiliza una técnica de pulido sobre la superficie de la fibra para un estudio de las pérdidas de retorno y de su dependencia de la temperatura. En la figura 43 se muestran algunos de sus resultados.

Estos datos muestran que las variaciones son inferiores a 1 ó 2 dB. Para la estimación de estas variaciones que tienen una precisión muy grande, se midieron las dependencias de potencias transmitida y reflejada.

En la figura 44 y figura 45 se muestran los resultados de la misma manera como se logro a realizar en la figura 42 pero utilizando gel en los conectores antes y después del calentamiento con calentador de aire modelo FIT MG en los canales de T_{norm} , R_{norm} y L_{norm} . En la Tabla V y Tabla VI dan a conocer las variaciones obtenidas y la tendencia que siguieron las potencias de los canales.

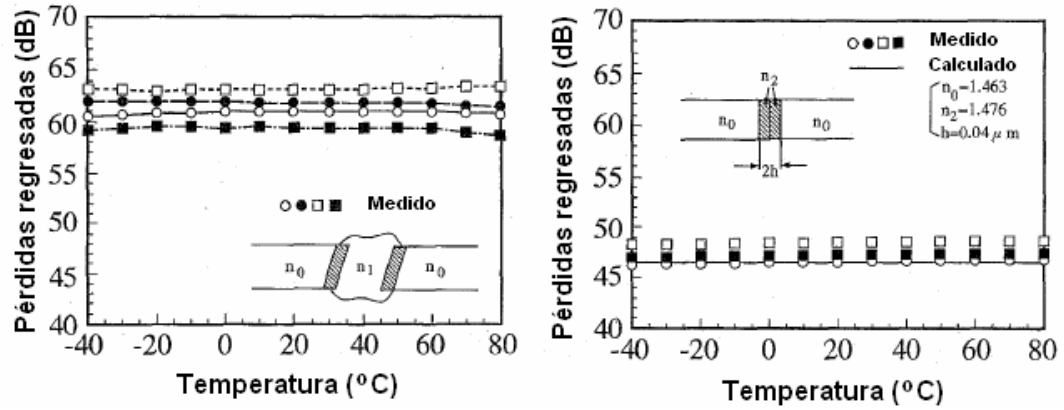


Figura 43. Dependencia de la temperatura con la pérdida regresada: a) Con dos conectores oblicuos y gel. b) Con dos conectores perpendiculares.

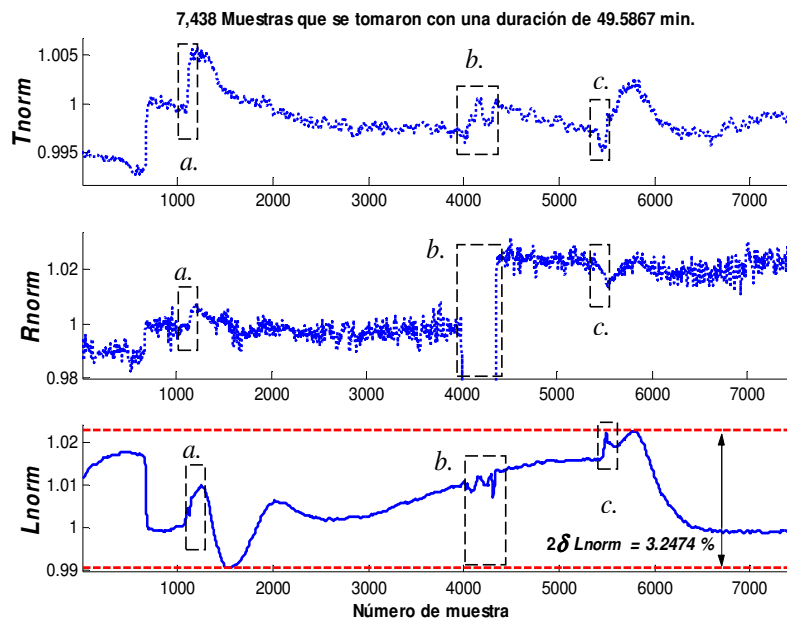


Figura 44. Comportamiento de los canales de medición con la aplicación de un gel para la conexión del canal R_{norm} : a. Conexión sin gel; b. Desconexión; c. Conexión con gel.

Tabla V. *Comportamientos de los canales de medición con la influencia de la temperatura y la aplicación de un gel en la conexión del canal R_{norm} .*

Calentamiento:	Potencias de los canales		
	L_{norm}	R_{norm}	T_{norm}
Conexión sin gel	<i>Incremento 0.96%</i>	<i>Incremento 1.03%</i>	<i>Incremento 0.7%</i>
Conexión con gel	<i>Incremento 0.65%</i>	<i>Decremento 0.83%</i>	<i>Inestable 0.4%</i>

Cada recuadro que aparece en las gráficas de la figura 45 en el cual representa la acción realizada en alguna parte del sistema:

- a. Se limpia el conector del canal de la potencia normalizada del láser.
- b. Se limpia el conector del canal de la potencia normalizada de transmisión.
- c. Desconexión de los conectores,
- d. Conector con gel en el canal de la potencia normalizada del láser y
- e. Conector con gel en el canal de la potencia normalizada de transmisión.

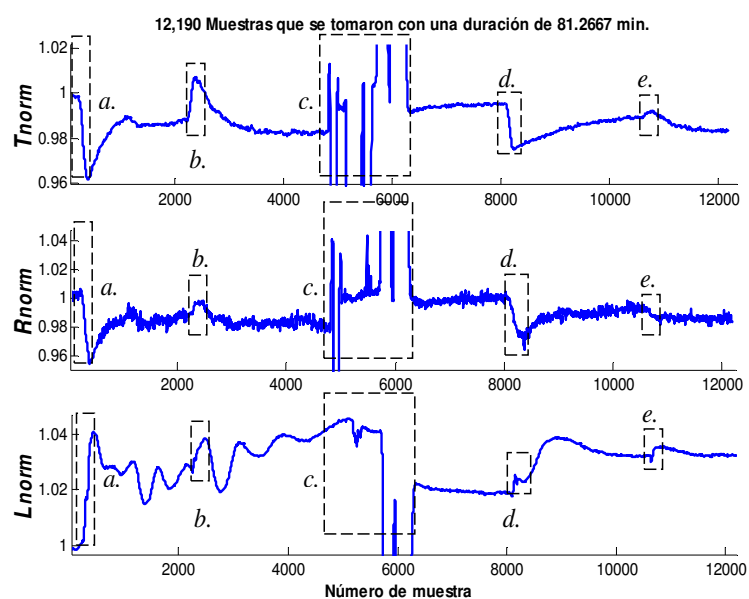


Figura 45. Comportamiento de los canales de medición con la aplicación de un gel en la conexión de los canales T_{norm} y L_{norm} en el sistema.

Tabla VI. Comportamientos de los canales de medición con influencia de la temperatura y la aplicación de un gel en la conexión de los canales T_{norm} y L_{norm} .

	Potencias de los canales		
	L_{norm}	R_{norm}	T_{norm}
a.	Incremento 4.24%	Decremento 5.17%	Decremento 3.70%
b.	Incremento 1.48%	Incremento 1.50%	Incremento 2.11%
c.	Inestabilidad	Inestabilidad	Inestabilidad
d.	Incremento 0.78%	Decremento 2.60%	Decremento 2.01%
e.	Ligero incremento 0.53%	Ligero incremento 0.66%	Ligero incremento 0.27%

La Tabla V y Tabla VI muestran el comportamiento de los conectores con gel. De ellas podemos concluir que:

- El empleo de gel en las conexiones de los canales se disminuye las variaciones de las mediciones provocadas por la temperatura de 31°C aproximadamente. Esta disminución va de un 30 a un 50%

IV.3.2 Configuración con conectores y empalmes por fusión

Para eliminar la influencia de conectores se utilizó la unión de dos fibras por medio de la fusión y se aplicó en el prototipo.

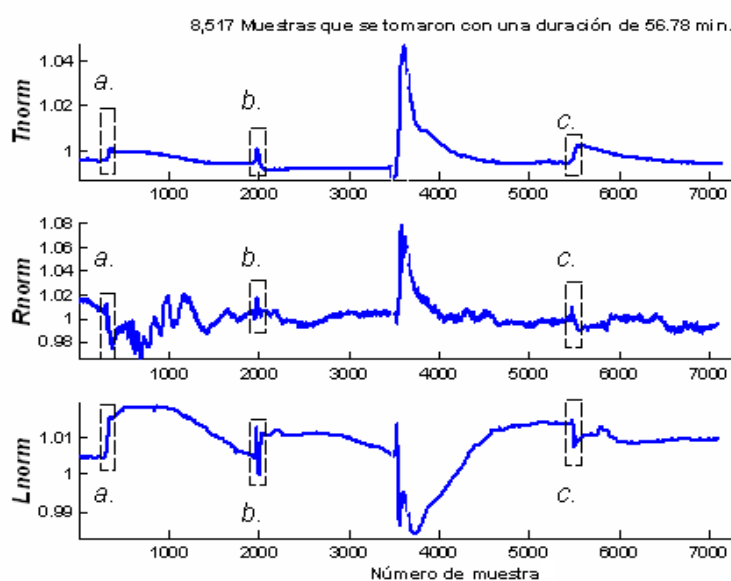


Figura 46. Comportamiento de los canales de medición con empalmes (sin conectores) por la influencia de la temperatura en: a) el canal L_{norm} del sistema, b) los circuitos electrónicos, y c) el canal R_{norm} del sistema.

Luego, se volvió a utilizar el calentador de aire modelo FIT MG por lo que se estudió el comportamiento de las potencias de medición con empalmes en los canales del láser y de reflexión.

Cada recuadro en las gráficas de la figura 46 representa el calentamiento -31°C a 25 cm aproximadamente- de alguna parte del sistema:

- a. Atenuador con empalme del canal para la medición de la potencia del láser normalizado,
- b. Circuitos amplificadores y filtros, y
- c. Conector y atenuador del canal de la potencia normalizada de transmisión.

Tabla VII. *Comportamientos de los canales de medición con influencia de la temperatura en: a) el canal L_{norm} del sistema, b) los circuitos electrónicos, y c) el canal R_{norm} del sistema.*

	Potencias de los canales		
	L_{norm}	R_{norm}	T_{norm}
a.	<i>Incremento (1.12%)</i>	<i>Decremento (3.8%)</i>	<i>Incremento (0.6%)</i>
b.	<i>Incremento (1.27%)</i>	<i>Incremento (1.9%)</i>	<i>Incremento (0.91%)</i>
c.	<i>Incremento (0.78%)</i>	<i>Incremento (2.0 %)</i>	<i>Estable (0.30%)</i>

De los resultados mostrados en la Tabla VII y podemos observar lo siguiente:

- Al sustituir los conectores por los empalmes se mostró una mejora en los canales de potencias normalizadas. El atenuador con empalme tiene menos variaciones por la influencia de la temperatura en el canal de T_{norm} .

Una diferencia aproximadamente de 10°C en los circuitos electrónicos, provoca un pequeño cambio en los canales de potencias normalizadas L_{norm} , R_{norm} y T_{norm} . La temperatura tiene poca influencia sobre los conectores del canal de potencia normalizada de transmisión.

IV.4 Respuesta a una perturbación

IV.4.1 Uso de un mecanismo para generar una macro curvatura

Para producir pérdidas en el sensor se utilizó un mecanismo que provoca una macro curvatura a la fibra óptica. En la figura 47, se muestra el mecanismo compuesto por una base de aluminio que tiene una dimensión de 38 x 58 x 36 mm (ancho x largo x alto), un cilindro opresor, un material suave y un husillo graduado. El cilindro opresor tiene un radio uniforme de 4.8 mm y está hecho de acero para no dañar la fibra óptica por el desgaste del cilindro. El husillo tiene un rango de desplazamiento 0 a 9mm con una resolución de 450 μ m/div. El material suave se utiliza para no romper la fibra óptica cuando se forma la macro curvatura entre el cilindro opresor y el material

Las diferentes intensidades de potencia en los canales para la medición de la transmisión T_{norm} y reflexión R_{norm} van a depender de la curva del husillo.

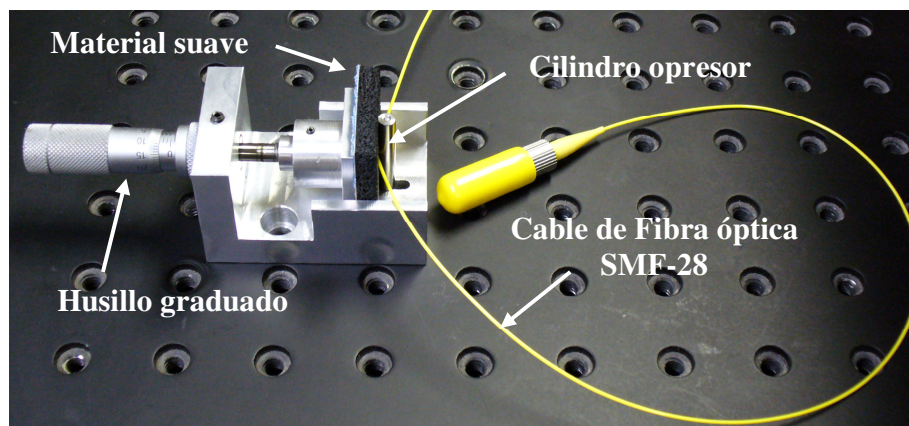


Figura 47. Mecanismo para inducir pérdidas.

IV.4.2 Estabilidad en tiempo y estimación del error de la distancia a la falla en fibra 1.3 km

Para realizar una estimación del error de la distancia a la falla, primeramente, se requirió realizar un experimento para la medición de las incertidumbres de transmisión y reflexión en un carrete con 1.3 km de fibra óptica sin inducción de pérdidas del sensor de fibra, mostrado en la figura 48.

Las variaciones medidas de la potencia normalizada de reflexión y de transmisión en la figura 48, sin pérdidas y con un tiempo aproximado de 10.4 min, son de ± 0.0035 y ± 0.0005 , respectivamente. La incertidumbre de la potencia normalizada del láser tiene las mismas variaciones que la potencia normalizada de transmisión.

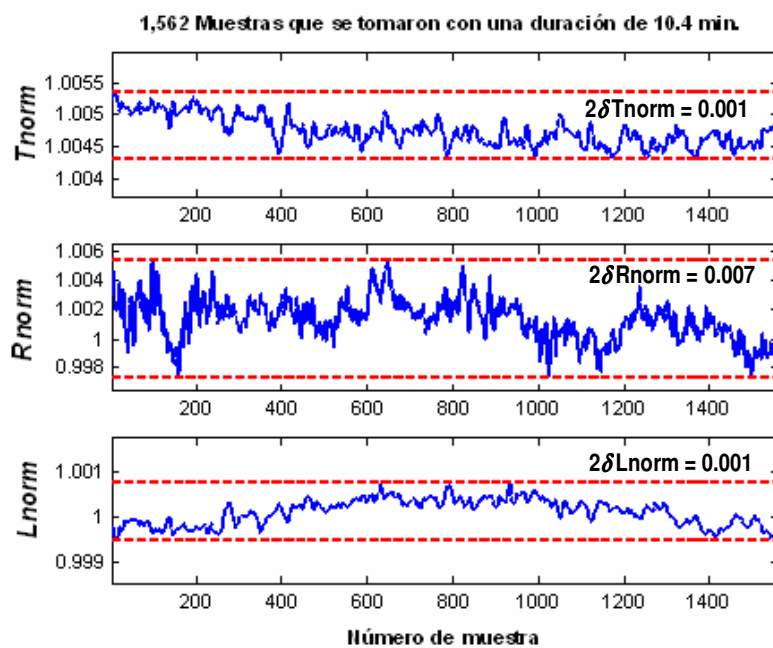


Figura 48. Respuesta del sensor sin pérdidas para la fibra óptica de 1.3km.

En conclusión:

Dentro de la figura 48, las variaciones presentadas en la medición de la potencia normalizada de transmisión son de menor magnitud que en la potencia de reflexión para el sensor de fibra con longitud de 1.3 km sin pérdidas. Probablemente, esto se deba a que la pequeña señal de luz reflejada es comparable con el ruido.

IV.4.2.i Respuesta a una perturbación de intensidad variable en inicio y fin del sensor

Enseguida, se colocó el mecanismo al inicio del sensor para generar diferentes intensidades de pérdidas. La figura 49 muestra la dependencia de los canales de potencias normalizadas

de transmisión y de reflexión para diferentes intensidades de pérdidas. En la parte superior se muestra una gráfica que representa la estimación de la distancia donde se encuentra la perturbación a lo largo de la fibra. La duración aproximada de las intensidades de pérdidas es de 30 segundos por lo que se obtuvieron 64 promedios diferentes de T_{norm} y R_{norm} en 32 minutos, aproximadamente.

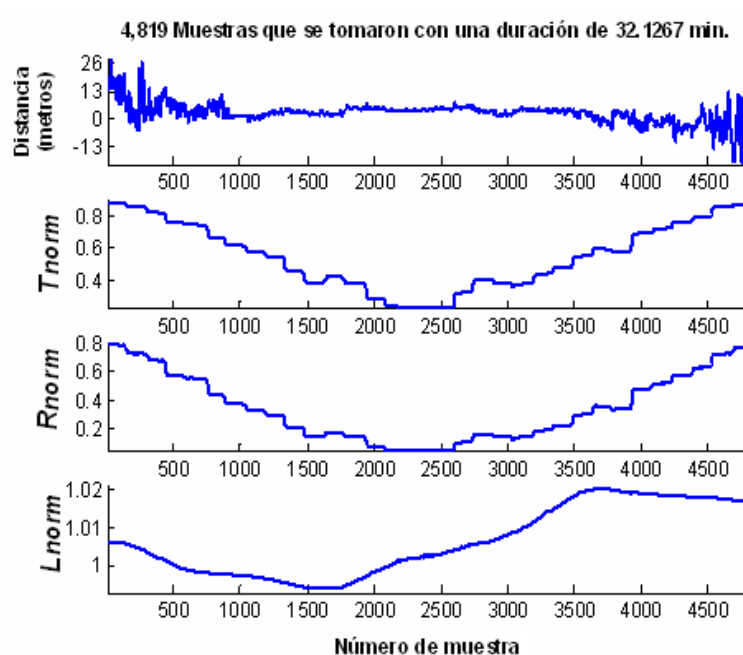


Figura 49. Respuesta del sensor cuando se aplica una macro curvatura con diferentes intensidades al inicio de la fibra de 1.3km.

La resolución del método ATR depende de la magnitud de la perturbación, como se muestra la figura 49. Estas variaciones en la estimación de la distancia corresponden bien con la teoría de estimación de errores.

Para tener una zona de pérdidas al final de la fibra óptica, se colocó el mecanismo al extremo final del sensor y se incremento la duración de cada escalón en la intensidad de la perturbación a 5 minutos aproximadamente.

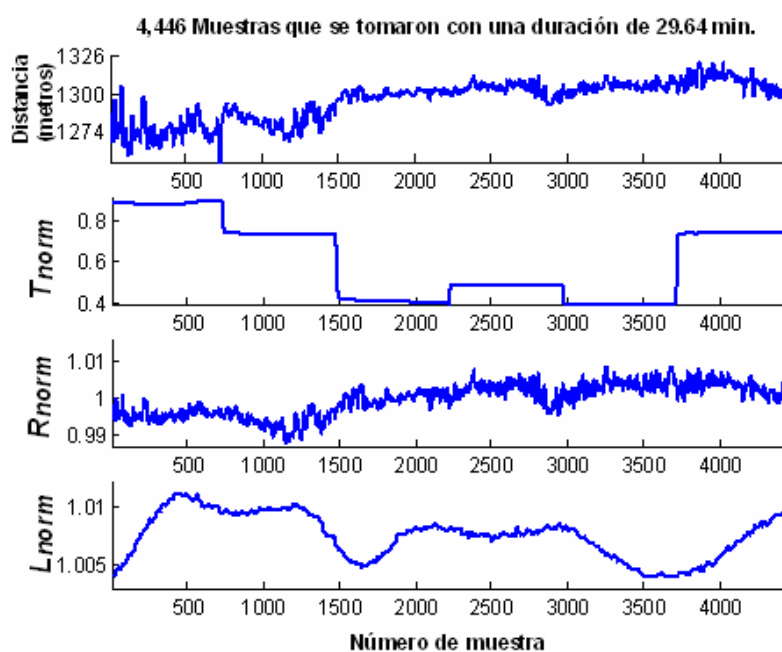


Figura 50. Respuesta del sensor cuando en su extremo final se aplica una macro curvatura con diferentes intensidades.

Al aumentar las pérdidas, el error de la distancia es más pequeño. Para 5 dB de pérdidas en la macro curvatura las variaciones de la distancia son de 4 a 5 veces menores que para 1 dB de pérdidas en inicio y fin de fibra.

Se corrobora experimentalmente que la incertidumbre en la localización de perturbaciones para las pérdidas débiles es mayor en comparación con la de las pérdidas fuertes.

Para conocer la estabilidad de la perturbación, el mecanismo fue puesto al final de la fibra óptica con un tiempo aproximado de adquisición de 2 hrs. En la figura 51, se puede observar en los canales de potencias normalizadas transmitida T_{norm} y retrodispersada R_{norm} se alcanza una gran estabilidad después de una hora de adquisición de datos.

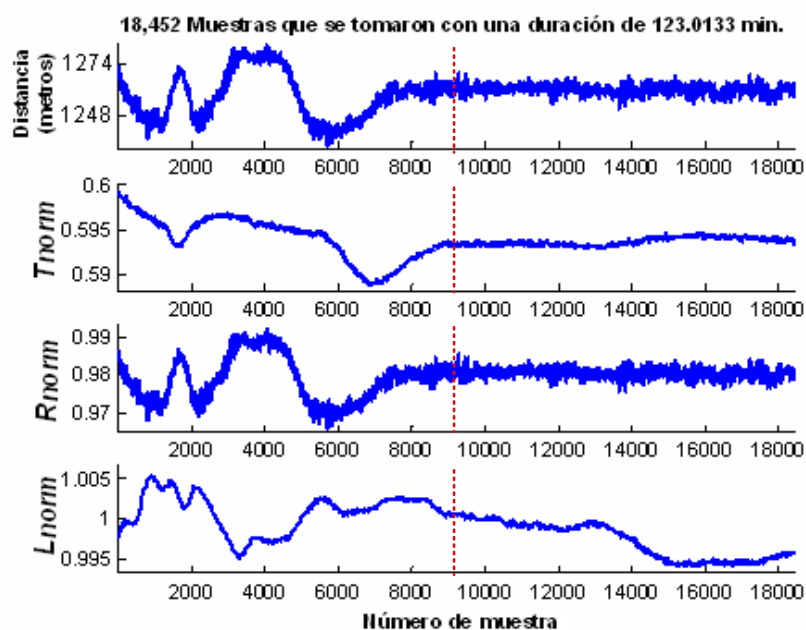


Figura 51. Estabilidad de la respuesta del sistema cuando se aplica una macro curvatura al final del sensor de fibra.

Antes de cada medición se debe de esperar un tiempo de una hora aproximadamente para que el sistema no presente muchas variaciones. El equipo tiene un tiempo transitorio de 1 hr después de la activación del sistema. Las variaciones son mínimas durante el estado estable:

- Para la estimación de la distancia a la falla a 9.8 metros, mostrado en la grafica de la distancia de la figura 51.

- Para la δT_{norm} igual a 0.0008.
- Para la δR_{norm} igual a 0.005.

La Tabla VIII da la estimación de las incertidumbres y los promedios de una pequeña muestra de 398 datos en cada medición de las potencias normalizadas de reflexión y de transmisión mostradas en la figura 51.

Tabla VIII. *Valores de incertidumbres y promedios para R_{norm} , T_{norm} y la distancia.*

$2\delta R_{norm} / \text{promedio}$	$2\delta T_{norm} / \text{promedio}$	$2\delta l / \text{promedio (metros)}$
<i>0.0050 / 0.98</i>	<i>0.00078 / 0.59</i>	<i>10 / 970</i>

IV.4.2.ii *Estimación de errores en la distancia a la falla*

Con la ayuda de la ecuación (75), podemos validar los resultados del campo experimental en la figura 52. Como datos tenemos la incertidumbre de los coeficientes normalizados de transmisión y reflexión los cuales son 0.0005 y 0.0035, respectivamente, la longitud total de la fibra que son 1.3 km y el coeficiente de atenuación de 0.34dB/km para una longitud de onda 1,310 nm.

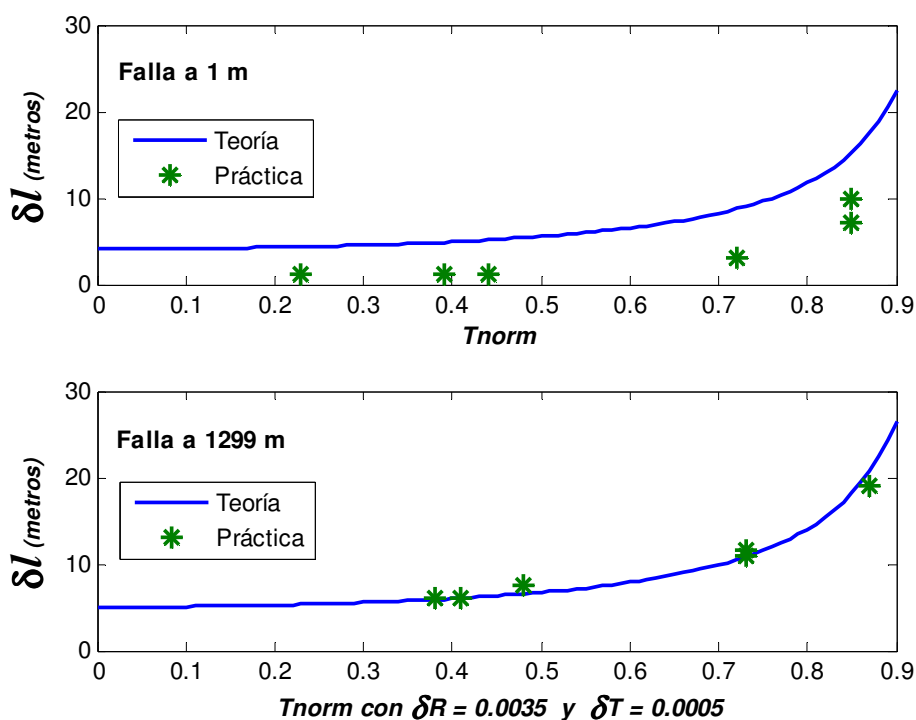


Figura 52. Gráficas del error absoluto de la distancia a la perturbación δl contra el coeficiente de transmitancia y la localización de la falla.

Los datos experimentales corresponden bien a la teoría de estimación de errores para la fibra de longitud de 1.3 km.

Los resultados experimentales para pérdidas de 0.3 dB al final de la fibra tienen un error máximo de 1 metro con respecto a los valores teóricos.

Con respecto a la teoría, los datos experimentales presentaron un error máximo de 5 metros para 0.3 dB de pérdidas al inicio de la fibra. Probablemente este error se deba a las diferentes condiciones de mediciones para la simulación de errores de la distancia de la falla y los parámetros del error de distancia.

IV.4.3 Estabilidad en tiempo y estimación del error de la distancia a la falla
en fibra 5.6 km

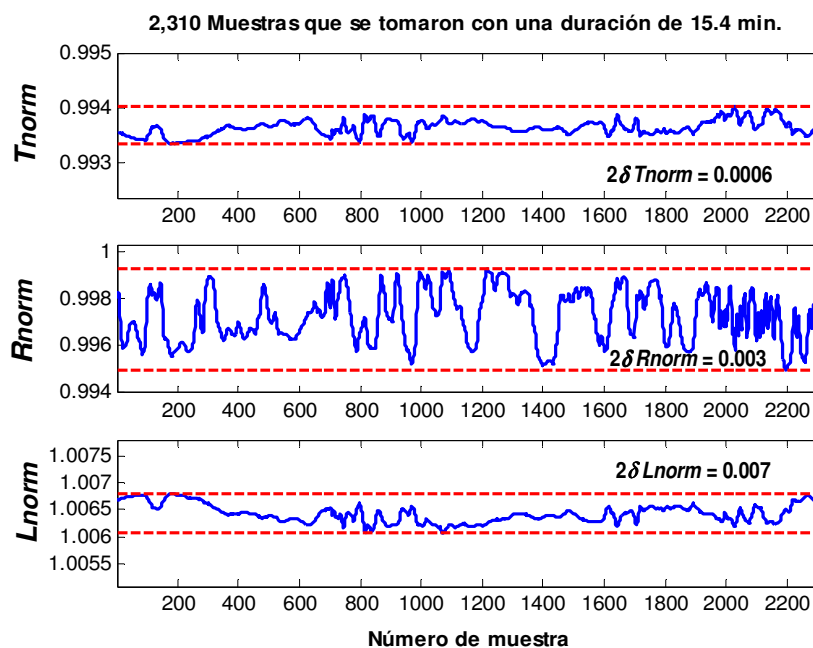


Figura 53. Respuesta en el tiempo de las potencias normalizadas de transmisión, del láser y de la reflexión para una fibra óptica de 5.6 km de longitud.

Las variaciones en la medición de la potencia de transmisión se presentan en menor magnitud en comparación de las variaciones en la medición de la potencia de reflexión para el sensor de fibra con longitud de 5.6 km sin pérdidas. Probablemente esto se deba a que la pequeña intensidad de la señal reflejada.

IV.4.3.i *Respuesta a una perturbación de intensidad variable en inicio y fin del sensor*

De manera similar a los experimentos realizados con una carrete de 1.3km, realizamos experimentos con diferentes pérdidas en un carrete de 5.6 km de fibra óptica SMF-28. Los resultados se muestran a continuación:

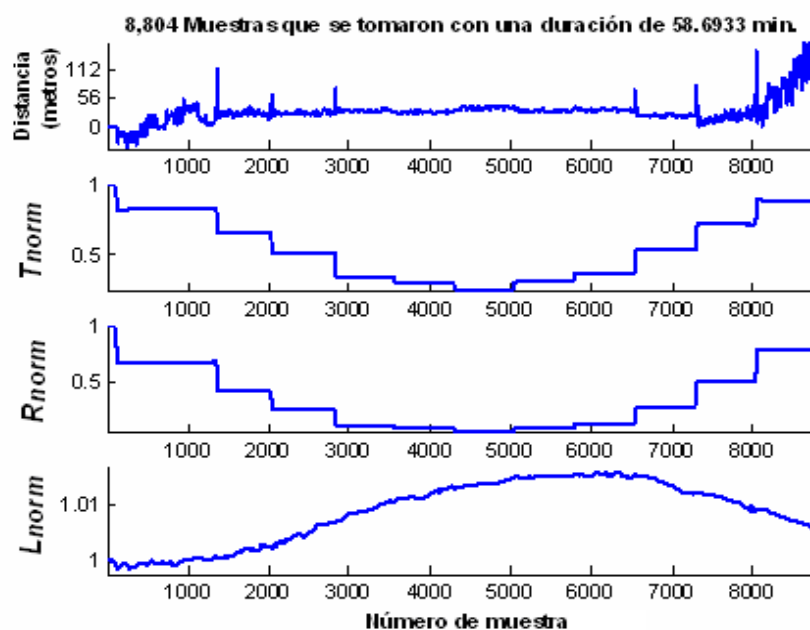


Figura 54. *Respuesta del sensor para pérdidas de diferentes intensidades al inicio del carrete de 5.6 km de fibra óptica.*

Al utilizar el algoritmo para la estimación de la localización de la falla se pueden presentar sobretiros grandes.

- La estimación experimental de la distancia por el MATR encuentra la inducción de la perturbación al inicio de la fibra de 5.6 km.
- La resolución del MATR depende de la magnitud de la perturbación, como se muestra la figura 54.
- Las variaciones experimentales en la estimación de la localización de una perturbación corresponden a las teóricas.

Tabla IX. Valores de incertidumbre y promedio de las mediciones de T_{norm} , R_{norm} y la distancia para un sensor de 5.6 km de fibra óptica.

	$2\delta R_{norm}$ / promedio	$2\delta T_{norm}$ / promedio	$2\delta l$ / promedio (metros)
1	0.0023/0.68	0.00084/0.83	8.64/4.91
2	0.0037/0.43	0.0017/0.65	3.76/4.72
3	0.0014/0.26	0.00065/0.50	2.00/4.76
4	0.0011/0.12	0.0011/0.34	0.98/5.46
5	0.0011/0.096	0.00023/0.30	1.31/5.13
6	0.0038/0.064	0.0062/0.24	1.85/6.59
7	0.0013/0.099	0.0010/0.31	1.17/5.36
8	0.0012/0.14	0.00083/0.37	1.09/5.81
9	0.0016/0.28	0.00039/0.53	2.03/3.83
10	0.0025/0.51	0.0013/0.71	4.25/3.67
11	0.0045/0.79	0.0029/0.89	18.38/10.75

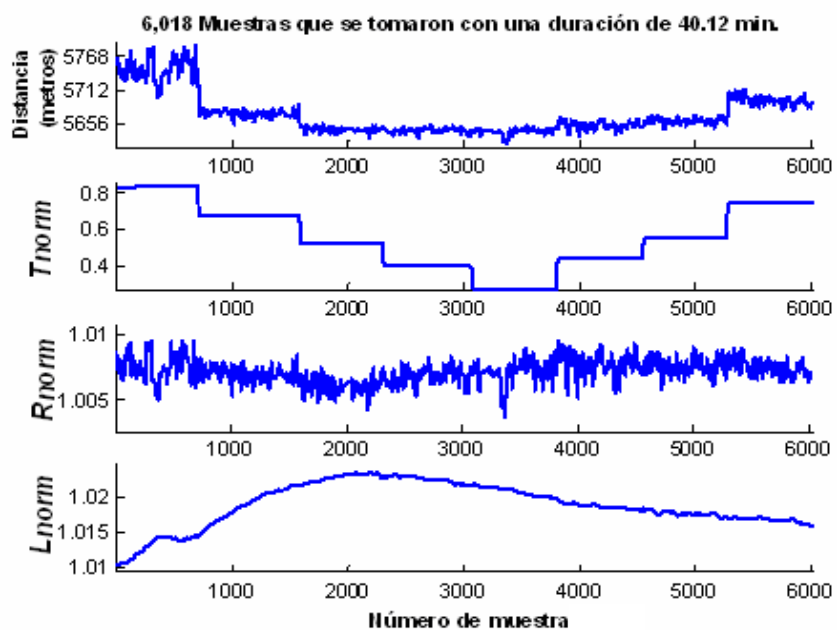


Figura 55. Respuesta del sensor para pérdidas de diferentes intensidades al final una fibra óptica de 5.6 km.

Cuando la perturbación de diversas intensidades se presenta al final de la fibra, nuevamente se verifica experimentalmente que la resolución del MATR depende de la magnitud de la perturbación y su incertidumbre corresponde a la calculada en forma teórica (figura 55)

Se verifica también que al aumentar la intensidad de la perturbación disminuye el error de localización. Para 5 dB de pérdidas, las variaciones de la distancia son de 4 a 5 veces menores que las correspondientes a 1 dB de pérdidas.

IV.4.3.ii Estimación de errores en la distancia a la falla

En la realización del cálculo del error absoluto de la distancia a la falla, fue necesario tomar en cuenta las incertidumbres de transmitancia y reflectancia sin perturbaciones.

Las variaciones de la distancia a la falla son de aproximadamente 45 metros para pérdidas fuertes inducidas al final del sensor. Podemos ver que en realidad la variación es de 8 metros aproximadamente, solo si tomamos las mediciones donde se presentan más.

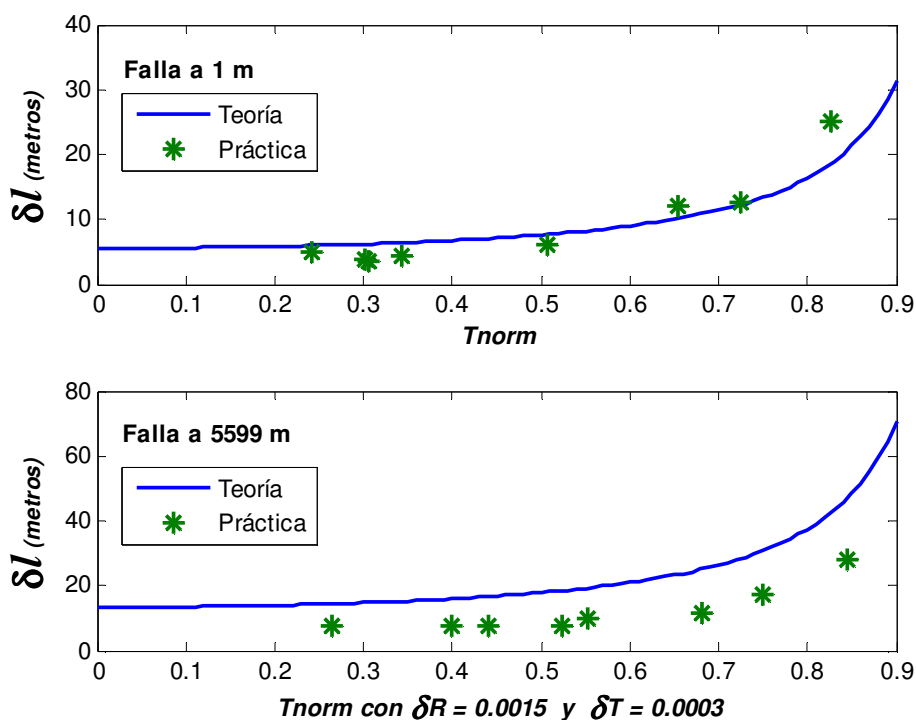


Figura 56. Error absoluto de la distancia a la perturbación δl contra la transmitancia. Perturbación localizada al inicio y al final del sensor.

Para la elaboración de la gráfica del error absoluto se necesitaron las incertidumbres que se obtuvieron en las mediciones sin pérdidas. La figura 56, muestra las gráficas del error

absoluto de la distancia a la falla contra el coeficiente de transmitancia y lo compara con el obtenido en las mediciones de la figura 54 y la figura 55 donde se indujeron perturbaciones al inicio y al final del sensor, respectivamente.

La variación de los resultados experimentales para pérdidas de 1dB provocado por la macro curvatura al inicio y fin de la fibra difieren en un máximo de 3.3 y 10 metros respectivamente con respecto a las predicciones teóricas.

Estas diferencias se podrían explicar por las condiciones de medición para la simulación de errores de la distancia de la falla y los parámetros del error de distancia.

Observamos que en todos los casos analizados para una fibra óptica de 5.6km de longitud, la tendencia de los datos experimentales corresponde a la prevista por la teoría en lo que se refiere a la estimación de errores

IV.4.4 Errores inducidos por los cambios rápidos de pérdidas en el mecanismo

Al utilizar el mecanismo para inducir la perturbación podemos observar en la gráfica del cálculo de la distancia a la falla de la figura 54 picos grandes de distancia en un intervalo de tiempo muy pequeños -3 a 5 segundos-.

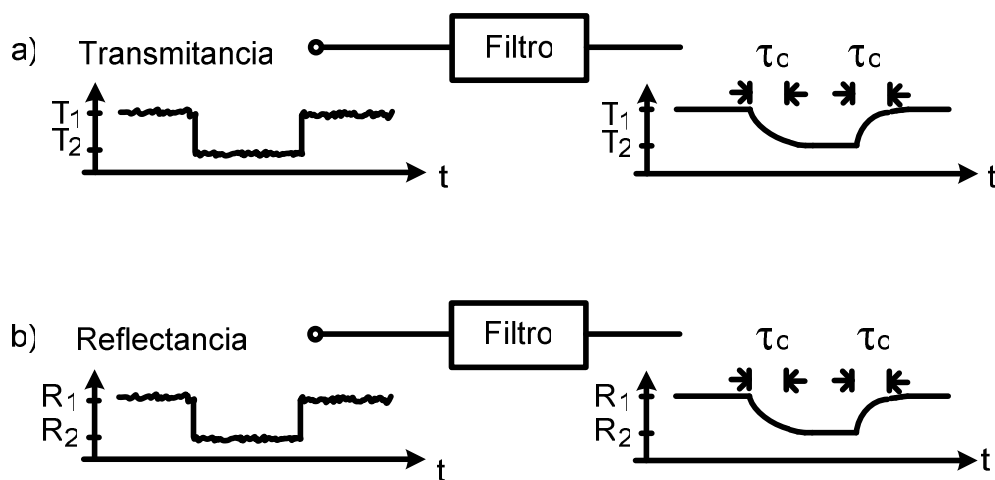


Figura 57. Filtros digitales con tiempo de respuesta τ_0 de 3 a 5 segundos en a) transmitancia y b) reflectancia.

Estos picos, que sobresalen de la gráfica del cálculo de la distancia, se realizan debido a los cambios rápidos de una intensidad fuerte <débil> a una intensidad débil <fuerte> de perturbación en el mecanismo y por la linealidad y el corto tiempo de respuesta $3 <\tau_0 < 5$ que presentan los filtros digitales para la disminución del ruido de los valores de transmitancia y reflectancia, ver figura 57.

En la figura 58 se ve con más detalle una transición donde: $k_1 = 0.9$ que imita una perturbación débil de la distancia L_1 ; $k_2 = 0.2$ simula una perturbación fuerte de la distancia L_1 ; y k_3 es una perturbación entre k_1 y k_2 , de la distancia L_2 , es decir, $k_1 > k_3 > k_2$.

Como la transición para la dependencia de T_{norm} y R_{norm} en la respuesta de los filtros digitales es lineal y la ecuación (33) de T_{norm} y R_{norm} no es recta, el cálculo de la distancia a la falla tendrá un rango de L_1 a L_2 , donde $L_2 > L_1$ y L_2 será la distancia máxima. La figura 59

en a) muestra la distancia a la falla L_1 y la distancia máxima L_2 para una región en la gráfica de la distancia a la falla del b).

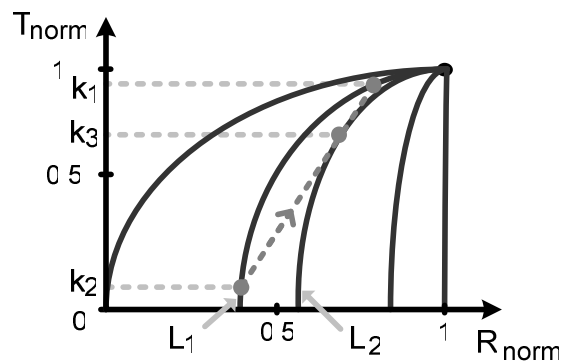


Figura 58. Relación entre la distancia a la falla y la transición lineal de los filtros digitales en un espacio T_{norm} y R_{norm} .

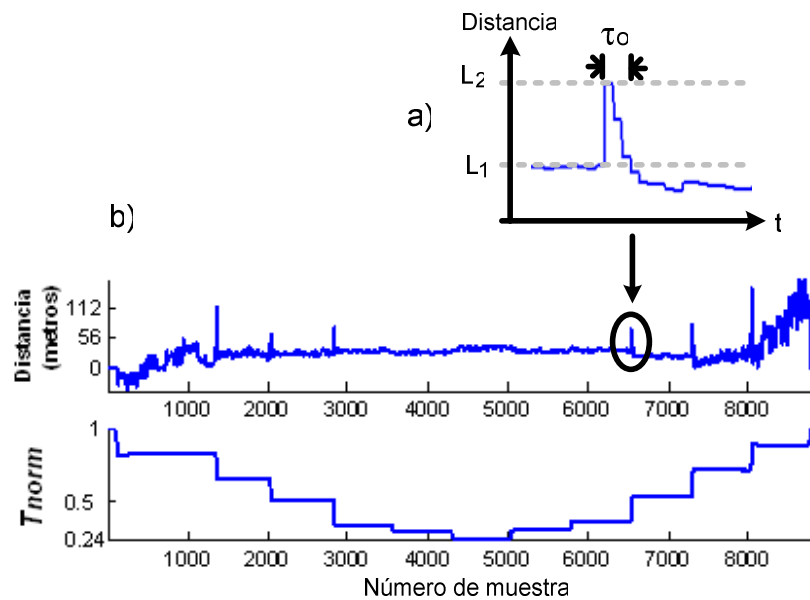


Figura 59. Efecto que aparece en la estimación de la distancia por los cambios rápidos de pérdidas a 150 muestras por minuto.

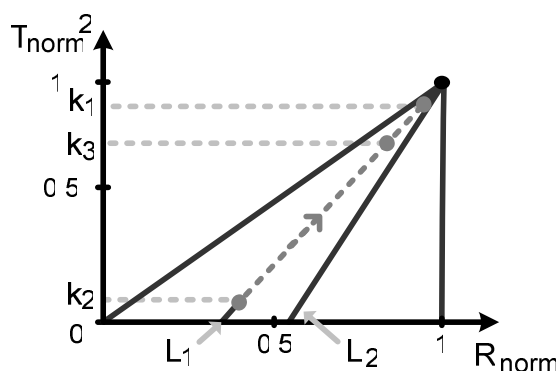


Figura 60. Relación entre la distancia a la falla y la transición lineal de los filtros digitales en un espacio T_{norm}^2 y R_{norm} .

Esta técnica es adecuada para sistemas con respuesta lenta a la presencia de algún evento susceptible de crear una zona de pérdidas, por ejemplo, un polímero con capacidad de expandirse en presencia de la gasolina y así provocar curvaturas en la fibra óptica.

Con el algoritmo utilizado, las pérdidas debidas a cambios rápidos -de 3 a 5 segundos- inducen errores adicionales en la estimación de la distancia. La amplitud de estos errores depende de la posición y de la magnitud de las pérdidas. Para eliminar este efecto es posible modificar el algoritmo para trabajar en el espacio R_{norm} y T_{norm}^2 (ver figura 60).

IV.4.5 Expansión de un polímero

Para producir un sensor que detecte la presencia de hidrocarburos, se puede utilizar un transductor que genere macro curvaturas en la fibra óptica. El transductor utilizado en nuestras pruebas consiste de un polímero acoplado y amarrado a la fibra óptica en algunos de sus tramos o en toda su longitud. Idealmente, el polímero debe expandirse al entrar en

contacto con un hidrocarburo y regresar a su estado original cuando se elimina este hidrocarburo.

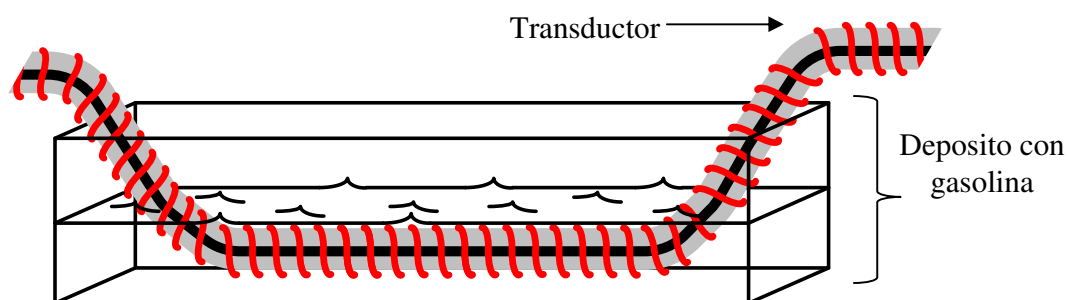


Figura 61. Esquema del transductor para la localización de una zona de pérdidas.

Como se muestra en la figura 61, la fibra óptica y el polímero se amarran con anillos de cobre para que no se separen y se encuentren fijados cuando el polímero se expanda.

Para las pruebas que se describen a continuación se utilizó un sensor de 20 cm de longitud colocado al final de una fibra óptica de 1.3 km de longitud. El polímero utilizado es la goma de butyl en forma de un tubo flexible de 2.5 mm de diámetro y se expande hasta 3 mm en un tiempo aproximado de 25 min. Su forma es la de. La separación entre los anillos de cobre es de 5 mm [López, 2003]. El hidrocarburo utilizado es gasolina colocada en un recipiente de 30 x 5 x 5 cm.

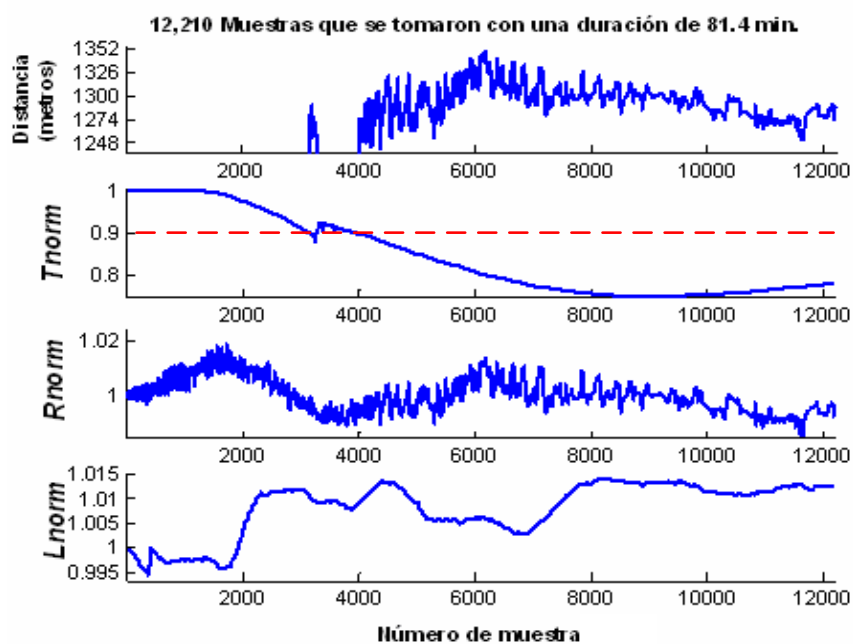


Figura 62. Respuesta del sensor por la presencia de la gasolina al final de la fibra óptica.

Al exponer el sensor a la gasolina, el valor de la transmitancia decrece. En la figura 62 se observa el comportamiento de T_{norm} contra el tiempo. El pico transitorio que se presenta alrededor de la muestra 3,200 se debe a que el algoritmo de detección ignora las fallas que no superan un cierto umbral en T_{norm} , mismo que en este caso corresponde a un valor de 0.9.

La alarma fue activada después de 25 min de haber expuesto el sensor a la acción de la gasolina. La variación inicial en la estimación de la distancia en el primer tiempo fueron de ± 32 m para 0.5dB de pérdidas, misma que se redujo a ± 13 m cuando las pérdidas alcanzaron una intensidad de 2 dB.

V CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

En el MATR, al aumentar la magnitud de las pérdidas disminuye el error de la distancia.

- Para longitudes de fibra 1.3 km y 5.6 km, la tendencia de los errores experimentales en el cálculo de la incertidumbre de la localización de fallas corresponden a la tendencia teórica.
- Para 5 dB de pérdidas las variaciones de la distancia son de cuatro a cinco veces más pequeñas que las correspondientes a 1 dB de pérdidas en el inicio y el final de estas fibras.
- A mayor longitud de la fibra, mayor es el error de la distancia en la simulación y en la experimentación. La fibra de 5.6 km presenta 2 veces el error de la distancia para 6 dB de pérdidas en comparación de la fibra 1.3 km.

En un experimento, el prototipo construido se utilizó para detección de fugas de gasolina en fin de fibra de 1.3 km. La alarma a 0.5dB de pérdidas fue activada en 25 minutos con una incertidumbre de localización de ± 32 m. Veinte minutos más tarde -a los 45 minutos de tiempo corrido- con una pérdida de 2 dB, esta incertidumbre se redujo a ± 13 m.

Se modificó el método de ATR para considerar la retrodispersión múltiple dentro de una fibra óptica de prueba. La diferencia entre el método original y modificado para una perturbación es menor que 0.01 % y para dos perturbaciones es menor que 0.25 % hasta 20 km en fibra de telecomunicaciones SMF-28.

Se configuró el montaje del prototipo del sensor distribuido, mismo que incluye las partes ópticas y electrónicas.

- Se utilizó un espejo adicional para la estabilidad de la estructura de modos del diodo láser F-P que elimina el ruido de baja frecuencia en la señal de retrodispersión de Rayleigh en más de 35 dB.
- La utilización de un condensador de valor muy pequeño en la retroalimentación del preamplificador de transimpedancia, cuando su ganancia es muy elevada, reduce considerablemente el ruido en la salida y permite una respuesta más plana en longitud de onda.

El cambio de temperatura afecta la precisión del sistema de sensor.

- Al calentar la fibra óptica y los circuitos electrónicos en forma indirecta, no se presentaron alteraciones en los canales de T_{norm} , R_{norm} y L_{norm} para una diferencia de temperatura de aproximadamente de 10 °C
- Al calentar el atenuador variable, cambia significativamente la potencia de entrada medida $P_{Láser}$, pero debido a la normalización de las potencias de transmisión T_{norm} y de reflexión R_{norm} con respecto a $P_{Láser}$, no se detecta un cambio apreciable en los valores de transmitancia y reflectancia normalizados y, por lo tanto, no hay alteración significativa en el cálculo de la distancia a la perturbación.
- Los conectores oblicuos son sensibles a la temperatura con variaciones relativas del orden de 0.03 en los canales de T_{norm} , R_{norm} y L_{norm} . La utilización de gel en estos

conectores o su substitución por empalmes cuando estos sean posibles, disminuye entre un 30 y un 50 % la influencia de la temperatura en las mediciones.

V.1 Aportaciones y Trabajo a futuro

Las aportaciones fueron las siguientes:

- Se configuró y ajustó el prototipo de sensor basado en el MATR para un diodo láser Fabry-Perot y para longitudes de fibra óptica estándar de telecomunicaciones.
- Se estudió la estabilidad del prototipo y de la influencia de la temperatura sobre sus diferentes componentes ópticos y electrónicos.
- Recomendaciones para mejorar el prototipo y los algoritmos de medición.

Como trabajo futuro se sugiere:

Desarrollar un elemento sensor especial capaz de inducir alrededor de 2 dB de pérdidas en 10 minutos de exposición a un hidrocarburo para una primera falla y pueda detectar una segunda falla.

Por otro lado, del algoritmo utilizado, las pérdidas debidas a cambios rápidos inducen errores adicionales en la estimación de la distancia por el tiempo de transición de los filtros de 3 a 5 segundos. La amplitud del error depende de la posición y de la magnitud de pérdidas. Para eliminar este efecto es posible modificar el algoritmo en el espacio R y T^2 .

Finalmente, la utilización del método de retrodispersión múltiple permitiría el empleo de fibras de elevado índice de retrodispersión, con lo que sería posible una mayor precisión en la localización de fallas en sistemas de baja longitud.

VI REFERENCIAS

- Australian Fibre Works Pty Ltd. www.afwtechnology.com.au, Septiembre del 2006
- Boyd, R.W. 1992. **“Nonlinear optics”**. Academic Press, San Diego. 576 p.
- Brinkmeyer, E. 1980, **“Backscattering in single-mode fibres”**. Electronics Letters. 16(9): 229-330 p.
- Buxton, J. 1991, **“Careful design tames high-speed op amps”**. Notas de aplicación AN-257. Analog Devices. 115-124 p.
- Corning Incorporated. www.corning.com, Septiembre del 2006.
- Beller, J. 1998. OTDRs and Backscatter Measurements. En: Derickson, D. (ed). **“Fiber optic Test and Measurement”**. Prentice Hall PTR. 434-453 p.
- Dutton, H.J.R. 1998. **“Understanding Optical Communications”**. IBM. Primera edición. EU. 638 p.
- Fiber Instrument Sales, Inc. www.fiberinstrumentsales.com, Septiembre del 2006
- Geiger H. y J. P. Dakin. 1995. **“Low-cost high-resolution time-domain reflectometry for monitoring the range of reflective points”**. Journal of Lightwave Technology. 13(7): 1282-1288 p.
- Glombitza U. y E. Brinkmeyer. 1993. **“Coherent frequency-domain reflectometry for characterization of single-mode integrated-optical waveguides”**. Journal of Lightwave Technology. 11(8): 1377-1384 p.
- Goldberg L, H.F. Taylor y J.F. Weller. 1982. **“Feedback effects in a laser diode due to Rayleigh backscattering from an optical fibre”**. Electronics Letters. 18(9): 353-354 p.
- Gysel P. y R. K. Staubli. 1990. **“Statistical properties of Rayleigh backscattering in single mode fibers”**. Journal of Lightwave Technology. 13(7): 1282-1288 p.
- Hardin, W. 2005. **“Sensor networks: fiberoptic sensor, come of age”**. SPIE’s oemagazine. 5(10): 12-13 p.
- Intune Technologies. www.intune-technologies.com. Agosto del 2006.
- JDS Uniphase Corporation. www.jdsu.com, Septiembre del 2006

- Kaminov, I. 2002. **“Optical Fiber Telecommunications IV A: Components”**, Academic Press, San Diego. 876 p.
- Lcard, www.lcard.ru. Septiembre del 2006
- Linear Technologies. www.linear.com, Septiembre del 2006
- López R.M., V.V. Spirin, S.V. Miridonov, M.G. Shlyagin, G. Beltrán y E.A. Kuzin. 2002A. **“Fiber optic distributed sensor for hydrocarbon leak localization based on Transmission/Reflection measurement”**. Optics & Laser Technology. 34: 465-469 p.
- López R.M., V.V. Spirin, S.V. Miridonov, M.G. Shlyagin, G. Beltrán, y E.A.Kuzin. 2002B. **“Sensor de fibra óptica distribuido para localización de fugas de hidrocarburo basado en mediciones de Transmisión / Reflexión”**. Revista Mexicana de Física. 48(5): 457-462 p.
- López, R.M. 2003. **“Sensor de fibra óptica distribuido para medición de fugas de hidrocarburo”**. CICESE. Ensenada, México. 154 p.
- Manríquez L, MI., R Manríquez L y E. Mitrani A. 2006. **“Fuente de alimentación láser y fotodetector para sensores de fibra óptica distribuidos”**. Informe técnico ET-4893. CICESE. 14 p.
- Miridonov, S.V, 2006. “comunicación personal”
- Mitsubishi Electric Coporation. www.mitsubishichips.com. Agosto del 2006.
- Palais, J.C. 1998. **“Fiber Optic Communications”**. Prentice Hall. Cuarta edición. New Jersey. 342 p.
- PD-LD, Inc. www.pd-ld.com, Septiembre del 2006
- Pini, R. 2004. **“Crude measurements”**. SPIE’s oemagazine. 4(8): 53 p.
- Sensa a Schlumberger company. www.sensa.org. Agosto del 2006.
- Spirin V.V., F.J. Mendieta, S.V. Miridonov, M.G. Shlyagin, A.A. Chtcherbakov y P.L. Swart. 2004. **“Localization of a loss-inducing perturbation with variable accuracy along a test fiber using Transmission-Reflection analysis”**. IEEE Photonics Technology Letters. 16(2): 569-571 p.
- Spirin V.V., M.G. Shlyagin, S.V. Miridonov y P.L. Swart. 2002A. **“Alarm-condition detection and localization using Rayleigh scattering for a fiber optic bending sensor with an unmodulated light source”**. Optics communications. 205: 37-41 p.

- Spirin V.V., M.G. Shlyagin, S.V. Miridonov y P.L. Swart. 2002B. **“Transmission/Reflection analysis for distributed optical fibre loss sensor interrogation”**. Electronics Letters. 38(3): 117-118 p.
- Spirin, V.V. 2003. **“Transmission/Reflection analysis for localization of temporally successive multipoint perturbations in distributed fiber-optic loss sensor based on rayleigh backscattering”**. Applied Optics. 42(7): 1175 1181 p.
- Sutherland, R. L. 2003, **“Handbook of nonlinear optics”**, Marcel Dekker, Inc., N. Y. 976 p.
- Taylor, John R. 1997, **“An introduction to error analysis: the study of uncertainties in physical measurements”**. Segunda edición. University Science Books. Calif. 327 p.
- Thorlabs, Inc. www.thorlabs.com, Septiembre del 2006.