

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



PROGRAMA DE POSGRADO EN CIENCIAS EN ÓPTICA

**TÉCNICA DE INTERROGACIÓN SÍNCRONA PARA DETECCIÓN Y
LOCALIZACIÓN DE REJILLAS DE BRAGG DE BAJA REFLECTIVIDAD**

TESIS

Que para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para obtener el grado de
MAESTRO EN CIENCIAS presenta:

FRANCISCO FERMÍN MURILLO BRACAMONTES

Ensenada, B.C., a octubre de 2005

RESUMEN de la tesis de **Francisco Fermín Murillo Bracamontes**, presentada como requisito parcial para la obtención del grado de MAESTRO EN CIENCIAS en ÓPTICA con orientación en óptica física. Ensenada, Baja California. Octubre del 2005.

TÉCNICA DE INTERROGACIÓN SÍNCRONA PARA DETECCIÓN Y LOCALIZACIÓN DE REJILLAS DE BRAGG DE BAJA REFLECTIVIDAD.

Resumen aprobado por:

Dr. Serguei Miridonov
Director de Tesis

El área de sensores de fibra óptica basados en rejilla de Bragg ha tenido un desarrollo importante en los últimos años alentado por las ventajas que ofrece como son la alta capacidad de multicanalización y la inmunidad a la interferencia electromagnética. La aplicación de estos dispositivos es en sistemas de medición y detección de señales de alarma en grandes estructuras industriales y civiles. En este trabajo se estudia una técnica de interrogación síncrona para el monitoreo de un sistema cuasidistribuido basado en rejillas de Bragg de baja reflectividad, grabadas en una fibra estándar de telecomunicaciones. Se estudian las características de las señales obtenidas del sensor en el dominio de Fourier, en especial se utiliza la fase de la función de transferencia del sensor como fuente de información. Se desarrollan algoritmos de procesamiento que permiten detectar la presencia de una rejilla perturbada y determinar su ubicación. Se estudia la principal fuente de ruido en este sistema que es el retroesparcimiento de Rayleigh y se desarrollan dos métodos de procesamiento para caracterizarlo, uno se basa en la evaluación de un modelo matemático y el otro en un filtrado de baja frecuencia, se estudian ambos casos y se mencionan las ventajas y desventajas de cada método.

Palabras clave: Rejilla de Bragg, Baja reflectividad, retroesparcimiento de Rayleigh.

ABSTRACT of the thesis presented by **Francisco Fermín Murillo Bracamontes** as a partial requirement to obtain the MASTER OF SCIENCE degree in OPTICS. Ensenada, Baja California, Mexico. October 2005.

TECHNIQUE OF SYNCHRONOUS INTERROGATION FOR DETECTION AND LOCATION OF LOW REFLECTIVITY BRAGG GRATING.

The area of optical fiber sensors based on Bragg grating has been an important development in the last years, encouraged by the advantages that offer as they are the high capacity of multiplexing and the immunity to the electromagnetic interference. The application of these devices is in measurement systems and alarm signals detection in large industrial and civil structures. This work studies a synchronous interrogation technique for the monitoring of a distributed system based on low reflectivity Bragg grating, recorded in a standard telecommunications fiber. The Signal obtained from the sensor are study in the Fourier dominion, in specific, the phase of the transference function of the sensor is used as an information source. Processing algorithms are developed, they allow to detect the presence of a disturb grating and to determine their location. The main source of noise in these systems is studied, that is, the Rayleigh back scattering. Two methods of processing are developed to characterize it, one is based on the evaluation of a mathematical model and the other in a low frequency filter, and both cases are studied. The advantages and disadvantages of each method are mentioned.

Keywords: Bragg grating, Low reflectivity, Rayleigh back scattering.

AGRADECIMIENTOS

A Serguei Miridonov quien dirigió este trabajo con sabios consejos y mucha paciencia.

A Mikhail Chliaguine y Vassili Spirine quienes apoyaron en la obtención de datos experimentales y formaron parte del comité de tesis.

A Diana Tentori, Alfonso García y Carlos Brizuela quienes formaron parte del comité de tesis y retroalimentaron este trabajo con sugerencias positivas.

Al personal de la biblioteca por su atención durante mi estancia en cicese.

CONTENIDO

	Página
I. INTRODUCCIÓN.	
I.1 Objetivos y metas	4
I.2 Contenido de la Tesis.....	5
II. SENSORES DE FIBRA ÓPTICA BASADOS EN REJILLAS DE BRAGG.....	7
II.1 Introducción	7
II.2 Rejilla de Bragg.....	7
II.2.1 Aplicaciones.....	8
II.2.2 Sensibilidad de las rejillas de Bragg a cambios de temperatura	9
II.2.3 Sensibilidad de las rejillas de Bragg a cambios de esfuerzo	10
II.2.4 Espectro de reflexión de la rejilla de Bragg con espaciamiento uniforme	12
II.3 Métodos de fabricación de rejillas de Bragg	15
II.3.1 Fabricación con interferómetro de dos haces	15
II.3.2 El método de la máscara de fase	16
II.4 Sensores cuasi-distribuidos	18
II.4.1 Esquemas de multiplexión de rejillas de Bragg.....	18
II.4.2 Técnicas de interrogación	21
III. FUENTES DE RUIDO EN SISTEMAS DE SENSADO DE FIBRA ÓPTICA 24	
III.1 Fuentes ópticas.....	25
III.1.1 Ruido de intensidad óptica.....	25
III.1.2 Ruido interferométrico.....	26
III.1.3 Ruido por reflexiones de Fresnel	27
III.1.4 Ruido por retroesparcimiento de Rayleigh.....	27
III.2 Ruido en el proceso de fotodetección	31
III.2.1 Ruido de fotocorriente (“shot”).....	31
III.2.2 Ruido térmico	33
III.3 Estimación de niveles de ruido en un sistema de detección real.....	35
IV LOCALIZACIÓN DE UNA REJILLA DE BRAGG MEDIANTE UNA TÉCNICA DE INTERROGACION SÍNCRONA.....	38

CONTENIDO (continuación)

IV.1	Introducción.....	38
IV.2	Descripción de la técnica de interrogación síncrona.....	39
IV.3	Modelo de sistema para la localización de una rejilla de Bragg.....	40
IV.4	Método para la localización de una rejilla.....	44
IV.5	Método de detección de rejillas en el sistema.....	45
IV.6	Limitaciones introducidas por las fuentes de ruido.....	46
	<i>IV.6.1 Adición de ruido con densidad de probabilidad gaussiana.....</i>	<i>47</i>
	<i>IV.6.2 Limitaciones introducidas por retroesparcimiento de Rayleigh (RBS).....</i>	<i>53</i>
V	ALGORITMO PARA LOCALIZACION DE UNA REJILLA DE BRAGG UTILIZANDO EL MODELO DE RETRO-ESPARCIMIENTO DE RAYLEIGH	57
V.1	Modelo de retroesparcimiento de Rayleigh en un sistema de fibra óptica.....	57
	<i>V.1.1 Características de la función de respuesta al impulso.....</i>	<i>58</i>
	<i>V.1.2 Función de transferencia del RBS.....</i>	<i>59</i>
V.2	Caracterización del RBS en un sistema de fibra óptica.....	61
	<i>V.2.1 Determinación de los parámetros de RBS del sistema.....</i>	<i>62</i>
	<i>V.2.2 Algoritmo de caracterización.....</i>	<i>69</i>
V.3	Simulación.....	73
	<i>V.3.1 Descripción del sistema.....</i>	<i>73</i>
	<i>V.3.2 Caracterización del RBS.....</i>	<i>74</i>
	<i>V.3.3 Localización de una rejilla.....</i>	<i>78</i>
V.4	Ventajas y desventajas de la caracterización mediante el modelo de retroesparcimiento de Rayleigh.....	82
VI	DETECCION Y LOCALIZACION DE UNA REJILLA APLICANDO UNA TECNICA DE CARACTERIZACION BASADA EN FILTRAJE DE BAJA FRECENCIA.....	84
	Introducción.....	84
VI.1	Descripción del sistema y método de filtrado de baja frecuencia.....	86

CONTENIDO (continuación)

VI.2 Sensibilidad de la función de transferencia filtrada debido a cambios en el sistema.....	88
VI.3 Detección y localización de la rejilla.....	96
<i>VI.3.1 Criterio de selección de frecuencias óptimas.....</i>	<i>97</i>
<i>VI.3.2 El coeficiente de correlación lineal como herramienta de detección de una rejilla.....</i>	<i>98</i>
<i>VI.3.2 Localización de la posición de la rejilla.....</i>	<i>99</i>
VI.5 Resultados de evaluación de algoritmo.....	99
<i>VI.5.1 Detección de la presencia de una rejilla.....</i>	<i>100</i>
<i>VI.5.2 Localización de la rejilla.....</i>	<i>104</i>
VI.6 Procesamiento de datos experimentales.....	105
<i>VI.6.1 Descripción del arreglo experimental.....</i>	<i>106</i>
<i>VI.6.2 Adquisición de los datos.....</i>	<i>107</i>
<i>VI.6.3 Descripción del experimento.....</i>	<i>109</i>
<i>VI.6.4 Resultados del procesamiento.....</i>	<i>110</i>
VII CONCLUSIONES.....	118
VII.1 Conclusiones.....	118
VII.2 Trabajo futuro.....	120
REFERENCIAS.....	121
APÉNDICE A. ATENUACIÓN EN FIBRAS ÓPTICAS.....	123

Lista de Figuras

	Página
1	Ilustración del comportamiento de una rejilla de Bragg. 8
2	Rejilla de Bragg como elemento sensor. 9
3	Deformación de una rejilla de Bragg al aplicar una fuerza de tensión. 11
4	Rejilla de Bragg con espaciamiento uniforme. 13
5	Espectros de reflexión de una rejilla de Bragg uniforme, correspondientes a $R_{\lambda_B} = 1$ y 0.19, $\lambda_B = 1100\text{nm}$. 14
6	Interferómetro para grabar rejillas de Bragg en fibras ópticas. 16
7	Grabado de rejilla de Bragg mediante el método de máscara de fase. 17
8	Esquema de multiplexión por división de longitud de onda. 19
9	Esquema de multiplexión por división de tiempo. 20
10	Esquema de multiplexión por división de tiempo y longitud de onda combinados. 20
11	Técnica de interrogación pasiva. 21
12	Interrogación espectroscópica con CCD. 22
13	Distribución de las fuentes de ruido en un sistema de sensado de fibra óptica. 24
14	Diagrama de sistema de sensado basado en rejillas de Bragg. 26
15	Respuesta al impulso del ruido de Rayleigh. 29
16	Coefficiente de retroesparcimiento de Rayleigh R_{RBS} para una fibra monomodal (SMF-28). 31
17	Corriente eléctrica en un circuito fotodetector como resultado de la superposición de pulsos eléctricos. 32
18	Razón señal a ruido en un circuito fotodetector. 33
19	Modelos eléctricos de la fuente de ruido térmico. 34
20	Sistema de detección de rejilla de Bragg con parámetros reales. 36
21	Esquema de la técnica de interrogación síncrona. 40
22	Sistema de detección: a) diagrama del sistema, b) representación equivalente. 41
23	Espectro de potencia a) y fase b) de la función de transferencia del sistema formado por una rejilla de Bragg colocada a diferentes distancias. 43
24	Representación en el plano complejo de la función de transferencia, el umbral de comparación y la zona de detección de una rejilla. 46
25	Señales en el sistema, a) En el dominio del tiempo, b) En el dominio de la frecuencia. 49

Lista de Figuras (Continuación)

	Página	
26	Representación de la suma compleja de los fasores correspondientes a la función de transferencia de la rejilla $H_g(\omega)$ y del ruido $H_N(\omega)$.	50
27	Función de transferencia del sistema en presencia de ruido Gaussiano para diferentes tiempos de observación, a) 0.1s y b) 1s.	53
28	Ilustración del cambio de fase introducido por el RBS en la función de transferencia.	55
29	Función de respuesta al impulso del RBS y parámetros que lo definen.	58
30	Características espectrales de la función de transferencia del RBS, a) Parte real, b) Parte imaginaria, c) Espectro de potencia, d) Espectro de fase.	61
31	Gráfica que ilustra el resultado de multiplicar el espectro de potencia del RBS por ω^2 , para dos valores del parámetro τ .	64
32	Ilustración del espectro de fase para dos valores del parámetro B .	66
33	Comparación entre el espectro de fase (Ec. 49) y la aproximación (Ec. 55).	68
34	Diagrama de sistema para la caracterización del RBS.	70
35	Procedimiento de caracterización del retroesparcimiento de Rayleigh.	72
36	Parámetros del sistema utilizado en la simulación.	74
37	Localización de mínimos en las curvas a) $\omega^2 H_R(\omega) ^2$ y b) $\phi[H_R(\omega)]$, realizando un ajuste parabólico.	76
38	Error en la estimación de los parámetros de RBS en función de la razón señal a ruido.	77
39	Error de localización como función de la razón señal a ruido.	80
40	Error de localización como función de la razón señal a ruido, obtenido sin eliminar la componente de RBS en la señal.	80
41	Error de localización en función de la frecuencia de modulación, obtenido cuando existe un error en el cálculo de los parámetros del RBS.	82
42	Diagrama que ilustra el sistema y método de procesamiento.	87
43	Diagrama a bloques del sistema para interrogación.	89
44	Representación de los niveles de señal a la salida de los filtros en el estado estacionario.	91
45	Representación de la respuesta de la señal $I_{1_f}(\omega)$ a un cambio en el coeficiente de acoplamiento.	93
46	Comportamiento de las señales del sistema como respuesta a un cambio en el retroesparcimiento de Rayleigh.	94
47	Forma de las señales del sistema como respuesta a la presencia de la rejilla.	95

Lista de Figuras (Continuación)

	Página	
48	Espectros de fase de las funciones de transferencia del <i>RBS</i> y de la rejilla. Para una longitud de fibra de <i>5Km</i> y una localización de rejilla de <i>2Km</i> .	96
49	Criterio de selección de frecuencias de modulación.	97
50	Comportamiento de la fase de la función de transferencia $H_f(\omega)$, antes y después de la aparición de la rejilla en el sistema.	100
51	Distribución de la fase de $H_f(\omega)$, a) antes de la aparición de la rejilla, b) después de la aparición de la rejilla.	102
52	Comportamiento del coeficiente de correlación con respecto al tiempo a) representación normal, b) representación logarítmica.	103
53	Error de localización en función de la razón señal a ruido.	105
54	Esquema del arreglo experimental.	106
55	Resultados del procesamiento de los datos experimentales para los eventos de presencia y ausencia de reflexión de Fresnell.	112
56	Resultados del procesamiento de los datos experimentales para los eventos de presencia y ausencia de la rejilla.	114
57	Resultados del procesamiento de los datos experimentales para los eventos de ausencia y presencia de <i>RBS</i> de la sección de fibra de <i>3500m</i> .	115
58	Resultados del procesamiento de los datos experimentales para los eventos de ausencia <i>RBS</i> de la sección de fibra de <i>3500m</i> y presencia de la rejilla.	116

Lista de Tablas

	Página
I	Parámetros utilizados en el arreglo experimental. 107
II	Parámetros utilizados durante la adquisición. 108
III	Secuencia de eventos durante el experimento. 109

I INTRODUCCIÓN

En los últimos veinte años el área de sensores de fibra óptica ha tenido un desarrollo importante alentado por las ventajas que presentan sobre los sensores eléctricos, como son la inmunidad al ruido y la ausencia de corrientes eléctricas en su operación. En particular, los sensores de fibra óptica que utilizan rejillas de Bragg han demostrado una alta capacidad de multicanalización que permite tener un gran número de sensores a la largo de una fibra óptica. La aplicación principal de estos dispositivos es el monitoreo de grandes construcciones, estructuras aeroespaciales y fugas de combustible en grandes contenedores [Shlyagin et al., 2003]. En general son ideales en aplicaciones donde se requiere detectar variables físicas a lo largo de distancias grandes (decenas de kilómetros).

La rejilla de Bragg es un dispositivo que consiste en una variación periódica del índice de refracción en el núcleo de una fibra óptica. La reflectividad de una rejilla de Bragg depende en gran medida de la longitud de onda de la luz que se propaga a través de ella y alcanza el máximo a la longitud de onda de Bragg, que corresponde a la condición de resonancia de la rejilla misma. El espectro de reflexión de la rejilla de Bragg es sensible a perturbaciones externas en la fibra, como son cambios de temperatura y esfuerzos aplicados longitudinalmente en la fibra. Estas perturbaciones inducen cambios en el período de la rejilla y en el índice de refracción efectivo de la misma. Como consecuencia se produce un corrimiento de la longitud de onda de Bragg. El principio de medición en sensores basados en estas rejillas, se basa en la evaluación del corrimiento de la longitud de onda de Bragg como respuesta a la perturbación externa [Kersey et al., 1997].

En los sistemas basados en rejillas de Bragg se utilizan diferentes técnicas para interrogar a los sensores, un número considerable de ellas han sido desarrolladas dependiendo de la aplicación del sistema, que puede ser medición o detección. En el primer caso, la evaluación del corrimiento de la longitud de onda de Bragg se hace con precisión alta (pico-metros); en el segundo, sólo es necesario determinar si la variable detectada está por arriba ó dentro de un rango de valores. Los sistemas de detección, en los cuales se enfoca este trabajo, son aplicables en el monitoreo distribuido de condiciones de alarma en ambientes peligrosos donde no es recomendable el uso de sensores eléctricos.

El algoritmo de procesamiento implementado en un sistema de detección debe ser capaz de detectar la condición de alarma y determinar la localización de la zona donde se genera. Las técnicas de interrogación en estos sistemas usan reflectometría en el dominio del tiempo o bien de la frecuencia. En la primer técnica se introduce un pulso óptico en la fibra y las señales reflejadas por cada rejilla de Bragg se separan en el tiempo; ya que las reflexiones se dan a tiempos diferentes, determinados por el espaciamiento entre las rejillas. En la segunda, se introduce de manera continua una señal en la fibra, cuya frecuencia varía siguiendo una función de diente de sierra con respecto al tiempo; la señal reflejada por una rejilla se combina con otra de referencia dando como resultado una señal de batimiento de baja frecuencia.

La localización de los puntos de perturbación actualmente se realiza dependiendo de la técnica de interrogación. En el caso de reflectometría en el dominio del tiempo se mide el retardo entre el pulso transmitido y el reflejado, para esto el pulso reflejado debe tener una razón señal a ruido suficiente para su detección, lo que implica que la reflectividad de las rejillas no debe ser demasiado baja. En el caso de reflectometría en el

dominio de la frecuencia, la localización se realiza midiendo la frecuencia de batimiento, la cual es proporcional a la distancia a la rejilla; esta técnica requiere de un láser sintonizable para su implementación.

En este trabajo se estudia una técnica de interrogación que permite detectar y localizar puntos de perturbación, aplicable a sistemas de detección que utilizan rejillas de Bragg de baja reflectividad grabadas en fibras comerciales de comunicaciones. Utilizar este tipo de fibra tiene como ventaja que las rejillas pueden ser grabadas durante el proceso de fabricación de la fibra disminuyendo el costo de cada sensor. Además presentan una atenuación más baja que las fibras fotosensibles utilizadas especialmente para el grabado de rejillas. La dificultad principal de trabajar con rejillas de Bragg de baja reflectividad es que la señal de información se recupera con una razón señal a ruido pequeña. Esta dificultad se supera caracterizando las fuentes de ruido sistemáticas y minimizando las fuentes de ruido aleatorias. La técnica de interrogación, presentada por [Shlyagin et al., 2003], consiste en introducir una señal óptica modulada en amplitud con una señal periódica de baja frecuencia (decenas de KHz) en la fibra. La periodicidad en la señal de interrogación permite analizar las señales reflejadas en el dominio de Fourier aplicando filtraje y realizando promedios para aislar la señal de información de las señales de ruido. La detección de una perturbación se realiza analizando la función de transferencia del sistema de sensado en el plano complejo, la cual se obtiene a partir de la señal reflejada y de otra de retroalimentación. La localización del punto de perturbación se realiza a partir de la fase de la función de transferencia del sistema.

La principal fuente de ruido sistemático en los sistemas de sensores de fibra óptica basados en rejillas de Bragg de baja reflectividad son las reflexiones debidas al

retroesparcimiento de Rayleigh, el cual tiene su origen en las pequeñas fluctuaciones en el índice de refracción de la fibra, que forman parte de la naturaleza del material. En este trabajo se hace una caracterización de esta fuente de ruido en el dominio de Fourier, se determinan los parámetros principales que definen su comportamiento y se propone un procedimiento de calibración del sistema de sensado. Esto, con el fin de eliminar el efecto que esta fuente de ruido introduce en el sistema de detección.

En la segunda parte de este trabajo se analiza un sistema de procesamiento donde no es necesario caracterizar las fuentes de ruido sistemáticas ya que el algoritmo aplica un filtraje pasa bajas de la función de transferencia del sistema para determinar y almacenar el valor del nivel de ruido con naturaleza sistemática.

1.1 Objetivos y metas

El objetivo principal es desarrollar un algoritmo de procesamiento de señales, para un sistema de sensado cuasidistribuido de fibra óptica basado en rejillas de Bragg de baja reflectividad, que aplica una técnica de interrogación síncrona para detectar eventos y determinar la localización del sensor perturbado.

Las metas propuestas para cumplir con el objetivo son: caracterizar el sistema de sensado en respuesta a una señal de interrogación síncrona, estudiar las fuentes de ruido presentes en el sistema de medición, establecer criterios de selección de frecuencias de interrogación, desarrollar un algoritmo de procesamiento para la detección y localización de rejillas y evaluar los algoritmos en presencia de ruido.

1.2 Contenido de la Tesis

En el Capítulo II, se presenta el principio de operación de una rejilla de Bragg y sus características principales. Se ilustra el mecanismo físico por el cual son sensibles a cambios de temperatura y esfuerzo por lo que son utilizadas como sensores. Debido a que es posible tener varios sensores en una sola fibra, se muestran los esquemas de multiplexión de sensores y las técnicas de interrogación más comunes. También se incluye una sección que describe los métodos más usuales para fabricación de rejillas de Bragg.

En el Capítulo III, se describen las fuentes de ruido que podemos encontrar en un sistema de sensado de fibra óptica y su influencia en la señal de información. Se determinan los niveles de ruido que se utilizaron en las simulaciones hechas en este trabajo.

En el Capítulo IV, se muestra la base teórica de la técnica de interrogación síncrona para el monitoreo de sistemas de detección de eventos, basados en rejillas de Bragg. Se ilustra cómo con esta técnica es posible determinar la posición donde se encuentra una rejilla sometida a una perturbación. Se analizan los errores de localización de rejillas introducidos por señales de ruido con densidad de probabilidad gaussiana y por el retroesparcimiento de Rayleigh. Se proponen alternativas para disminuir sus efectos.

En el Capítulo V, se estudia un modelo matemático del retroesparcimiento de Rayleigh (RBS), tomado de la literatura, el cual se analiza para desarrollar un algoritmo de caracterización del *RBS* de un sistema real. El resultado de la caracterización se utiliza para eliminar la componente de *RBS* y con esto disminuir el error de localización de las rejillas.

Se presentan también algunos resultados de localización de una rejilla obtenidos mediante simulación, utilizando este algoritmo.

En el Capítulo VI, se describe una técnica para detección y localización de rejillas de Bragg basada en el filtraje de la función de transferencia del sistema con un filtro pasabajas de muy baja frecuencia. En esta técnica la caracterización del sistema se hace mediante este filtro, de manera dinámica. Se presentan algunos resultados obtenidos por simulación y se incluye una sección donde se analizan datos obtenidos experimentalmente.

II. SENSORES DE FIBRA ÓPTICA BASADOS EN REJILLAS DE BRAGG

II.1 Introducción

En este capítulo se presenta el principio de operación de una rejilla de Bragg y sus características principales, como lo son su espectro de transmisión y reflexión. Se ilustra el mecanismo físico que las hace sensibles a cambios de temperatura y esfuerzo, permitiendo que sean utilizadas como sensores. Debido a que es posible tener varios sensores en una sola fibra, se muestran los esquemas de multiplexión de sensores y las técnicas de interrogación más comunes. También se incluye una sección que describe los métodos interferométricos para fabricación de rejillas.

II.2 Rejilla de Bragg

La rejilla de Bragg es una estructura en la fibra óptica la cual, en su forma más básica, consiste de una modulación periódica del índice de refracción del núcleo de la fibra en el eje longitudinal. Las variaciones en el índice de refracción típicas son del orden de 10^{-5} a 10^{-3} [Othonos, 1999]. La luz que se propaga a lo largo de la rejilla es esparcida por cada plano de la rejilla y aquella cuya longitud de onda dentro de la fibra, es igual al doble del espaciamiento físico Λ entre los planos de la rejilla sufre una reflexión en cada plano. A este requisito se le conoce como condición de Bragg. Los campos reflejados a lo largo de la rejilla se suman constructivamente dando origen a un campo reflejado resultante. Si la condición de Bragg no se satisface, la luz se transmite (Figura 1). A la longitud de onda reflejada se le denomina longitud de onda de Bragg; en el espacio libre se expresa como:

$$\lambda_B = 2n_{eff}\Lambda \quad (1)$$

donde n_{eff} es el índice de refracción efectivo en el núcleo de la fibra, a la longitud de onda de Bragg .

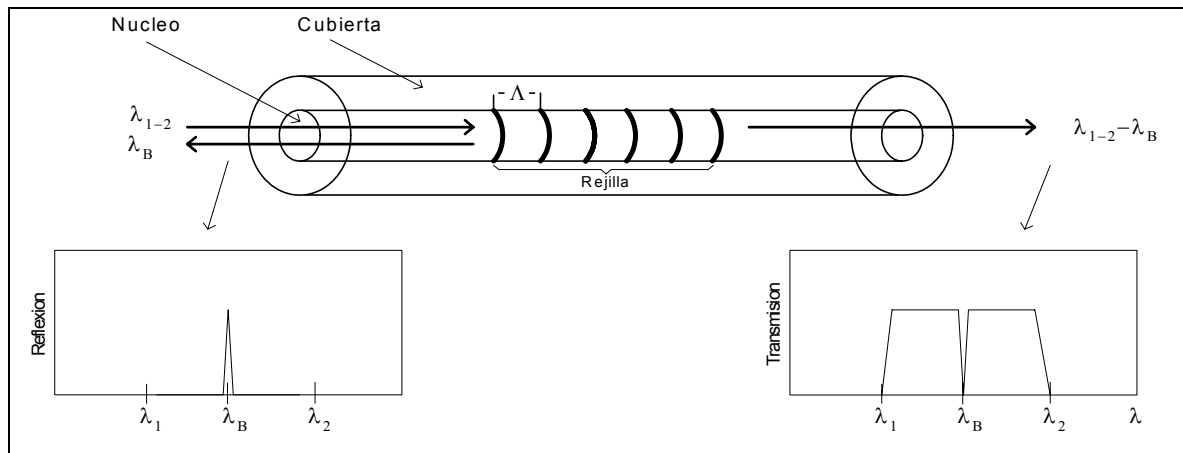


Figura 1. Ilustración del comportamiento de una rejilla de Bragg.

La reflectividad máxima que se puede alcanzar en estos dispositivos es cercana al 100%.

II.2.1 Aplicaciones

Las rejillas de Bragg tienen la propiedad de reflejar, filtrar y dispersar luz, lo que las hace aplicables en la fabricación de espejos de alta reflectividad para láseres de fibra capaces de generar luz en las ventanas de telecomunicaciones. La habilidad de las rejillas con periodicidad no uniforme para comprimir o expandir pulsos es particularmente importante en sistemas de comunicación con ancho de banda grande.

Los planos de las rejillas son sensibles a variables físicas externas como temperatura y esfuerzos, las cuales modifican la condición de acoplamiento de fase arrojando una reflectividad dependiente de la longitud de onda. De tal manera que sintonizando la longitud de onda a la cual la reflexión ocurre, ésta se puede relacionar con

la magnitud de la variable física. Esta funcionalidad es ampliamente aplicada en la fabricación de sensores de fibra óptica (Figura 2). La principal ventaja de estos sensores es que la información se codifica en longitud de onda, la cual es una cantidad absoluta independiente de pérdidas en conectores y fluctuaciones en los niveles de intensidad luminosa.

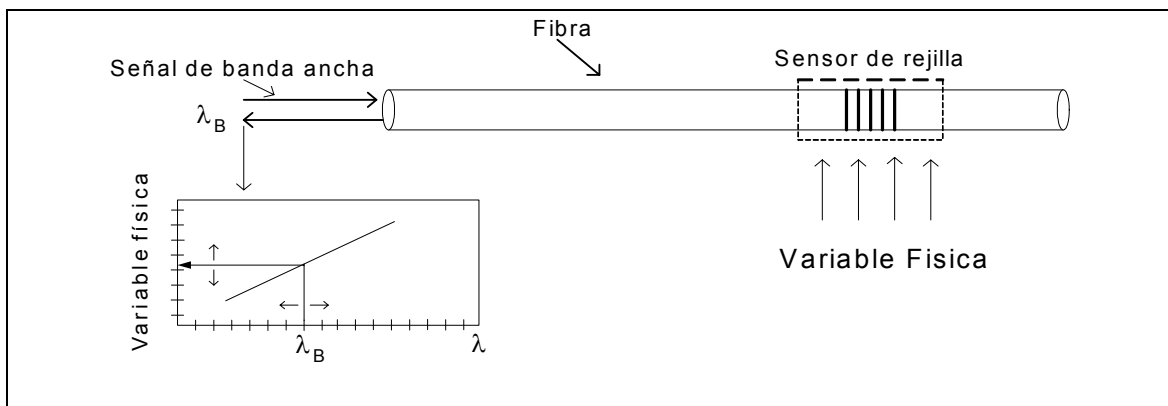


Figura 2. Rejilla de Bragg como elemento sensor.

II.2.2 Sensibilidad de las rejillas de Bragg a cambios de temperatura

La longitud de onda reflejada por una rejilla de Bragg, depende del índice de refracción efectivo del núcleo n_{eff} y de la periodicidad Λ de la rejilla. Ambos parámetros se ven afectados por cambios en la tensión de la fibra y en la temperatura. Esta propiedad se utiliza en la fabricación de sensores cuya capacidad de respuesta se determina a partir de las propiedades físicas del material del que está hecha la fibra óptica.

Cuando una rejilla de Bragg es sometida a cambios de temperatura, ocurren dos eventos que inducen un cambio en la longitud de onda de Bragg (Ec. 1). El primero es la

expansión térmica que modifica el espaciamento Λ de los planos de la rejilla, el segundo es el cambio en el índice de refracción de la fibra en la zona perturbada. La razón entre el cambio de longitud de onda de Bragg $\Delta\lambda_B$ y la longitud de onda de Bragg de la rejilla sin perturbar se expresa de la siguiente forma:

$$\frac{\Delta\lambda_B}{\lambda_B} = (\alpha_\Lambda + \alpha_n)\Delta T \quad (2)$$

donde α_Λ es el coeficiente de expansión térmica de la fibra (aproximadamente $0.55 \cdot 10^{-6}$ para el sílice), α_n representa al coeficiente termo-óptico que es aproximadamente igual a $8.6 \cdot 10^{-6}$ para fibras de sílice dopadas con germanio. Con estos valores se puede decir que el cambio en el índice de refracción es el efecto dominante.

La sensibilidad típica es del orden de $13 \text{ pm}/^\circ\text{C}$ (Picómetros por grado Celsius) para fibras de núcleo de sílice dopado con germanio, a una longitud de onda de Bragg de 1550 nm [Meltz, 1991].

II.2.3 Sensibilidad de las rejillas de Bragg a cambios de esfuerzo

Cuando una porción de fibra que contiene una rejilla de Bragg es sometida a una fuerza aplicada en el eje longitudinal, ocurre un cambio en la longitud y en el diámetro de la fibra (ver Figura 3). La deformación en los ejes transversal y longitudinal, es proporcional a la fuerza aplicada. Estas deformaciones se expresan como $\varepsilon_y = \Delta a / a$ y $\varepsilon_z = \Delta L / L$, respectivamente; donde a y L son las dimensiones originales (sin fuerza aplicada) en ambos ejes, Δa y ΔL representan los incrementos en cada dimensión.

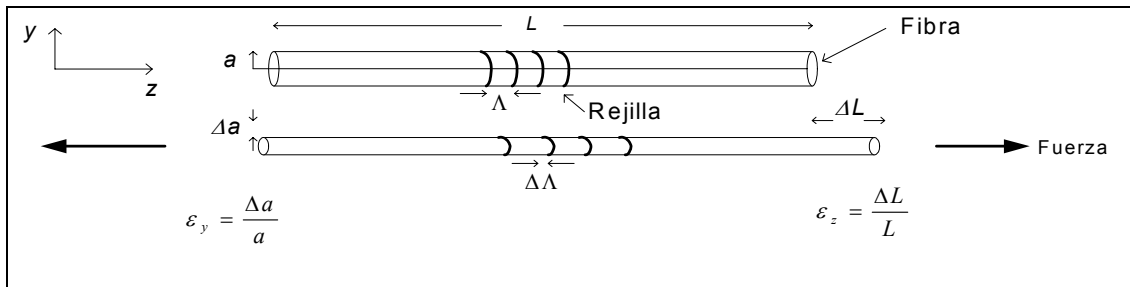


Figura 3. Deformación de una rejilla de Bragg al aplicar una fuerza de tensión.

El incremento en longitud induce un cambio en la longitud de onda de Bragg de la rejilla, debido a cambios en el espaciamiento Λ . También se inducen cambios en el índice de refracción que depende de las propiedades elasto-ópticas del material. La razón de cambio en la longitud de onda de Bragg debido a cambios de esfuerzo se expresa de la siguiente forma:

$$\frac{\Delta\lambda_B}{\lambda_B} = (1 - p_e)\varepsilon_z \quad (3)$$

donde p_e es una constante elasto-óptica definida como:

$$p_e = \frac{n_{eff}^2}{2} [p_{12} - \nu(p_{11} + p_{12})] \quad (4)$$

donde p_{11} y p_{12} son componentes del tensor elasto-óptico, y ν es la razón de Poisson; definida como la razón de la contracción transversal y la extensión longitudinal en la dirección de aplicación de la fuerza $\nu = \varepsilon_a / \varepsilon_z$. Para una fibra óptica típica de germano-silicato $p_{11} = 0.113$, $p_{12} = 0.252$, $\nu = 0.16$, y $n_{eff} = 1.482$.

La sensibilidad típica es del orden de 1pm por $1\mu\varepsilon_z$ a una longitud de onda de Bragg de 1550nm [Othonos, 1999].

En ambos casos (sensores de temperatura y esfuerzo) la sensibilidad es proporcional a la longitud de onda de Bragg, siendo mayor para longitudes de onda más largas.

II.2.4 Espectro de reflexión de la rejilla de Bragg con espaciamento uniforme

En esta sección se presentan las características de reflexión de una rejilla con espaciamento uniforme, ampliamente utilizada como sensor. Las ecuaciones fueron escritas en el programa de simulación y finalmente se obtuvo una gráfica de reflexión, teórica.

Considerando una rejilla de Bragg como la mostrada en la Figura 4 donde el espaciamento Λ es el mismo para todos los planos de la rejilla. Este tipo de rejilla se denomina de espaciamento uniforme. El índice de refracción promedio en el núcleo de la fibra se representa por n_0 y en los planos de la rejilla existe un incremento en el índice de refracción Δn .

La reflectividad de una rejilla con modulación y periodo constante se obtiene aplicando la teoría de modos acoplados [Lam y Garside, 1981], que describe las propiedades de reflexión de una rejilla de Bragg. El resultado se expresa como:

$$R(l, \lambda) = \frac{\Omega^2 \sinh^2(sl)}{\Delta k^2 \sinh^2(sl) + s^2 \cosh^2(sl)} ; \quad (5)$$

donde $R(l, \lambda)$ es la reflectividad, que es función de la longitud l de la rejilla y de la longitud de onda λ ; Ω es el coeficiente de acoplamiento, Δk es el vector de desintonización dado por $\Delta k = k - \pi / \Lambda$; $k = 2\pi n_0 / \lambda$ es la constante de propagación y $s^2 = \Omega^2 - \Delta k^2$. El coeficiente de acoplamiento Ω , para un perfil senoidal está dado por:

$$\Omega = \frac{\pi \Delta n}{\lambda} M_p ; \quad (6)$$

donde M_p es la fracción de potencia del modo de propagación contenida en el núcleo de la fibra. Para una rejilla con espaciado uniforme, M_p puede aproximarse por $1 - V^2$, donde V es la frecuencia normalizada de la fibra, dada por $V = (2\pi / \lambda) a (n_{co}^2 - n_{cl}^2)^{1/2}$; donde a es el radio del núcleo; n_{co} y n_{cl} son los índices de refracción del núcleo y la cubierta, respectivamente. Para una fibra mono-modo el parámetro V es menor a 2.405.

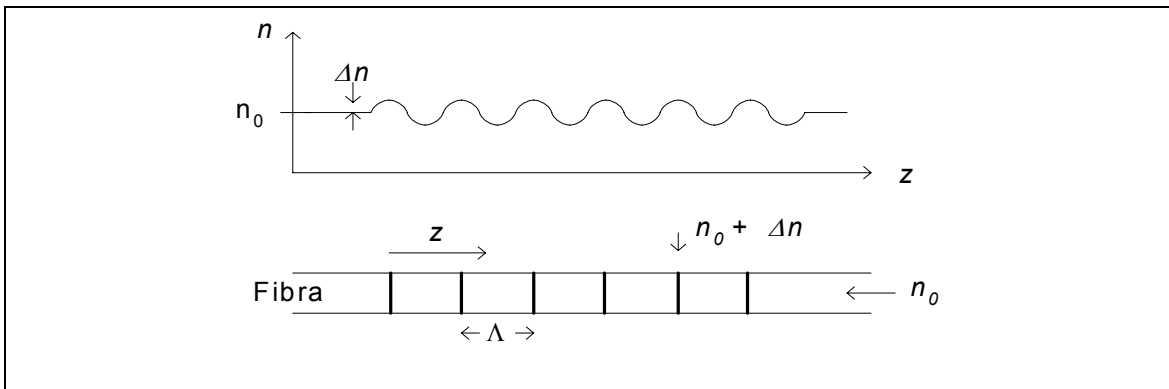


Figura 4. Rejilla de Bragg con espaciado uniforme.

A la longitud de onda de Bragg el vector de desintonización es cero $\Delta k=0$ y la expresión para la reflectividad en este caso se transforma en:

$$R_{\lambda_B} = \tanh^2(\Omega l). \quad (7)$$

La Figura 5 muestra una gráfica del espectro de reflexión obtenida evaluando la ecuación (5) para dos longitudes l de la rejilla, los parámetros de la fibra y de la rejilla utilizados fueron: $\Delta n = 5 \cdot 10^{-4}$, $\Lambda = 0.38 \mu m$, $n_{co} = 1.45$, $n_{cl} = 1.447$, $n_{eff} = 1.45$ y

$a = 5\mu m$. Con estos valores se tiene una longitud de onda de Bragg $\lambda_b = 1100nm$, y una reflectividad máxima $R_{\lambda_B} = 1$ para $l = 5 \cdot 10^{-4}m$, y $R_{\lambda_B} = 0.19$ para $l = 5.5 \cdot 10^{-5}m$. En la figura se observa que el espectro de reflexión consiste de un lóbulo principal rodeado de pequeños lóbulos secundarios. Cabe mencionar que una rejilla con un perfil de índice de refracción diferente tendrá un espectro de reflexión distinto.

Cuando la reflectancia de la rejilla es baja ($R_{\lambda_B} < 0.2$), el perfil del espectro de reflexión puede determinarse a partir de la transformada de Fourier del perfil de modulación del índice de refracción [Kogelnik, 1972]. Para una rejilla de perfil senoidal y de longitud pequeña, la transformada de Fourier corresponde a una función $sinc^2$ centrada en la longitud de onda de Bragg, como se observa en la Figura 5 para el caso $R_{\lambda_B} = 0.19$.

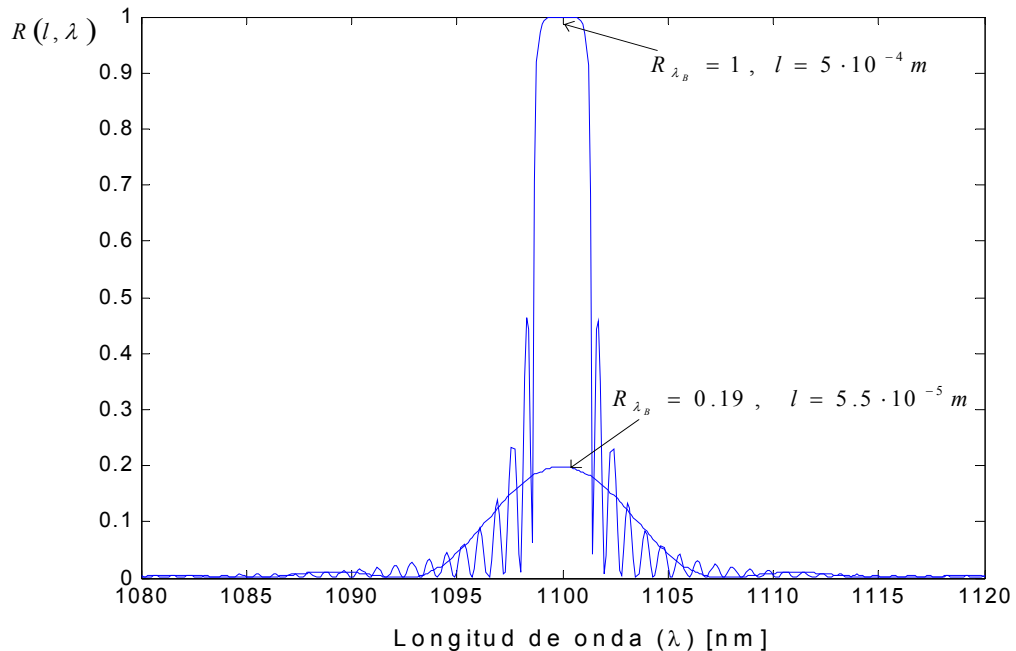


Figura 5. Espectros de reflexión de una rejilla de Bragg uniforme, correspondientes a $R_{\lambda_B} = 1$ y 0.19 , $\lambda_B = 1100nm$.

II.3 Métodos de fabricación de rejillas de Bragg

Las rejillas de Bragg son fabricadas o grabadas en una fibra óptica utilizando un haz de luz cuya longitud de onda está dentro del rango UV (10-390nm), las técnicas de fabricación caen dentro de dos categorías: aquéllas que son interferométricas y las que son no-interferométricas. Las interferométricas utilizan un divisor de haz para separar el haz UV de entrada en dos, haciéndolos interferir en la fibra. En las no-interferométricas se aplica una exposición periódica de una fibra a una fuente pulsada o la exposición se efectúa a través de una máscara de amplitud.

En esta sección se muestra el principio de la técnica interferométrica y se explica el funcionamiento de la técnica de máscara de fase que es ampliamente utilizada.

II.3.1 Fabricación con interferómetro de dos haces

El método para grabar rejillas de Bragg mostrado por Meltz et al. [1989] se ilustra en la Figura 6. Está basado en un interferómetro que consta de un divisor de haz y una placa compensadora. El divisor de haz se ilumina con un haz de grabado de longitud de onda λ_{uv} , para obtener los dos haces que son dirigidos lateralmente hacia la fibra formando un ángulo θ entre ellos. Los haces interfieren y forman un patrón de interferencia normal al eje de la fibra fotosensible, induciendo una modulación permanente en el índice de refracción del núcleo de la fibra. La longitud de onda de Bragg de la rejilla que se graba con este método se calcula mediante la siguiente expresión:

$$\lambda_B = \frac{n_{eff} \lambda_{uv}}{\sin(\theta/2)} \quad (8)$$

donde λ_B es la longitud de onda de Bragg y n_{eff} es el índice de refracción efectivo del modo en la fibra.

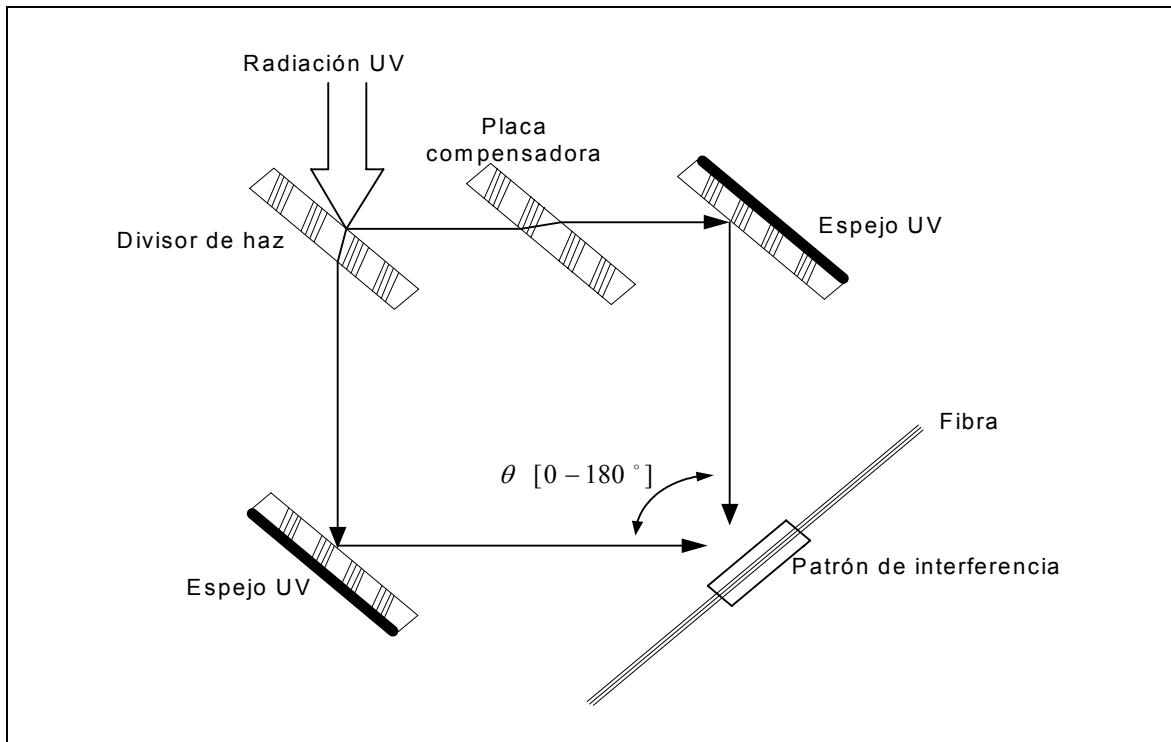


Figura 6. Interferómetro para grabar rejillas de Bragg en fibras ópticas.

De (8) se puede ver que la longitud de onda de Bragg puede variarse cambiando la longitud de onda de grabado o el ángulo entre los dos haces; ésta es la principal ventaja de este método.

II.3.2 El método de la máscara de fase

Este método se basa en la aplicación de una máscara de fase [Hill, 1993] para generar los haces que participan en la interferencia. Una máscara de fase es un dispositivo

con perfil periódico, usualmente hecho a partir de un vidrio de sílice plano donde se graban surcos con espaciamiento y profundidad constante. El principio de operación es la difracción de un haz UV incidente en los órdenes, $m = 0$ y ± 1 . El perfil se escoge de tal manera que cuando el haz de luz UV incide en la máscara de fase el orden cero se abate a un valor menor al 3% de la potencia transmitida; mientras que la potencia de los órdenes $m = \pm 1$ se eleva a un valor mayor al 35% de la potencia transmitida. En el campo cercano a la máscara de fase se forma un patrón de franjas generado por la interferencia entre los órdenes de difracción $m = \pm 1$. La fibra se coloca justo detrás de la máscara de fase, haciendo contacto o muy cerca de ella (Figura 7).

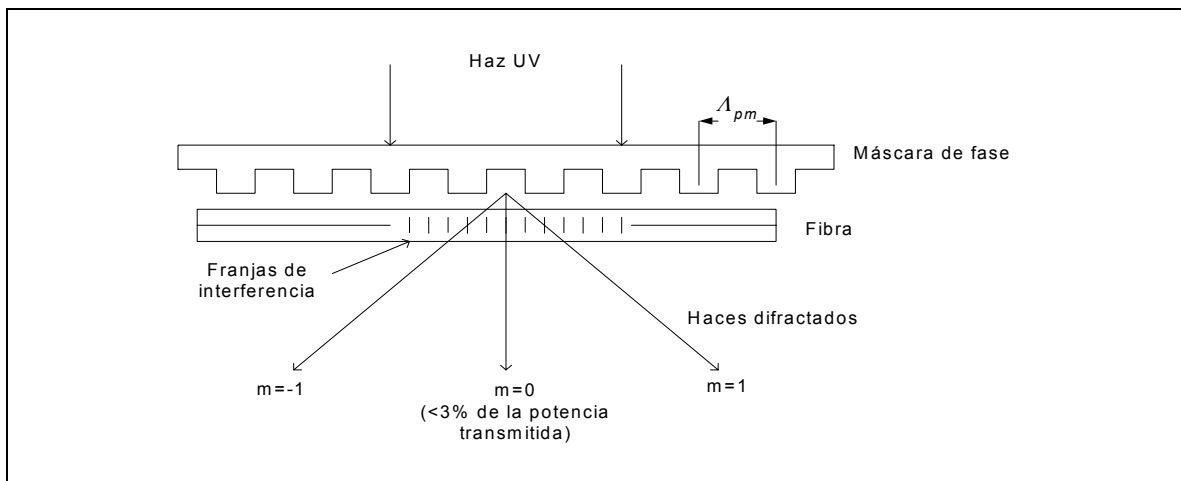


Figura 7. Grabado de rejilla de Bragg mediante el método de máscara de fase.

El patrón de interferencia foto-imprime una modulación en el índice de refracción del núcleo. La longitud de onda de Bragg de la rejilla que se graba con este método se calcula usando la siguiente expresión:

$$\lambda_B = \Lambda_{pm} n_{eff} ; \quad (9)$$

donde Λ_{pm} es el periodo de la máscara de fase. Este método reduce la complejidad del sistema de fabricación de las rejillas ya que sólo utiliza un elemento, la máscara de fase.

II.4 Sensores cuasi-distribuidos

En un sistema de detección distribuida, se realiza la medición de una variable física a lo largo de toda la fibra óptica de manera continua. Cuando la medición se realiza en puntos discretos a lo largo de la fibra, donde se ha colocado un sensor local, se dice que el sistema es cuasi-distribuido. Ambos esquemas son utilizados para la detección de una variable física a lo largo de distancias grandes.

En este capítulo se describen los esquemas de multiplexión que son utilizados en sistemas de detección cuasi-distribuidos basados en rejillas de Bragg y las técnicas de interrogación más conocidas.

II.4.1 Esquemas de multiplexión de rejillas de Bragg

En sistemas de detección cuasi-distribuida en los que se colocan varios sensores en una sola fibra, es necesario utilizar esquemas que permitan interrogar cada sensor de manera independiente compartiendo la misma fuente y equipo de detección. Tales arreglos se denominan esquemas de multiplexión y su aplicación disminuye el costo por sensor. En esta sección se describen los más conocidos y se mencionan sus ventajas.

II.4.1.1 Multiplexión por división de longitud de onda (WDM)

En este esquema cada sensor local consiste en una rejilla con una longitud de onda de Bragg única, la cual define el rango de operación del sensor. Cada longitud de onda es asociada con una localización específica a lo largo de la fibra óptica (Figura 8). En este tipo de mutiplexión, la distancia entre sensores puede ser tan pequeña como se desee.

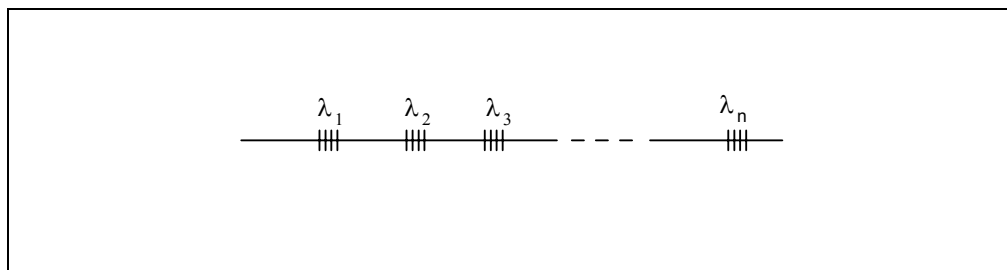


Figura 8. Esquema de multiplexión por división de longitud de onda.

II.4.1.2 Multiplexión por división de tiempo (TDM)

En este esquema, se envía un pulso a lo largo de la fibra, los pulsos que retornan de rejillas adyacentes son recuperados como dos pulsos separados en tiempo por una distancia igual al viaje de ida y vuelta del pulso entre las dos rejillas (Figura 9). La capacidad de multiplexión de este esquema es menor que en el esquema de multiplexión por división de longitud de onda. La resolución espacial también es menor. Tiene como ventaja que su costo potencial es menor ya que no requiere de una fuente láser sintonizable costosa en su implementación.

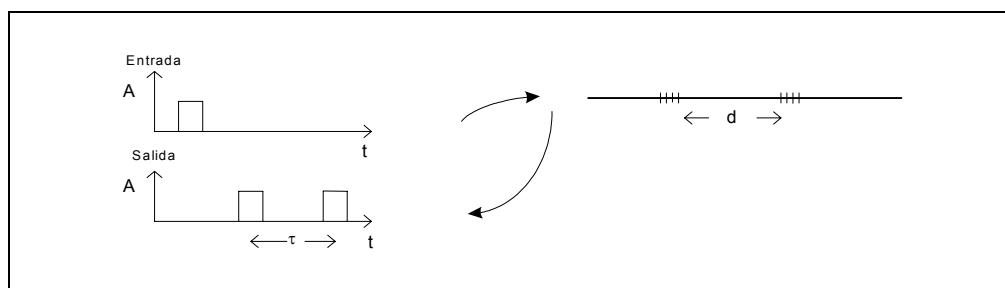


Figura 9. Esquema de multiplexión por división de tiempo.

II.4.1.3 Esquemas de multiplexión WDM y TDM combinados

En los sistemas de sensado distribuidos, la reflectividad de las rejillas de Bragg es de un pequeño porcentaje, por lo que una gran cantidad de la energía de la fuente permanece sin utilizarse. Un esquema de multicanalización eficiente combina la multiplexión en el dominio de la frecuencia y en el dominio del tiempo. El esquema consiste en grabar secuencias de rejillas de Bragg con longitudes de onda diferentes, las secuencias de rejillas se repiten a lo largo de la fibra (Figura 10). Este esquema permite tener aproximadamente 100 elementos sensores en una misma fibra [Othonos, 1999].

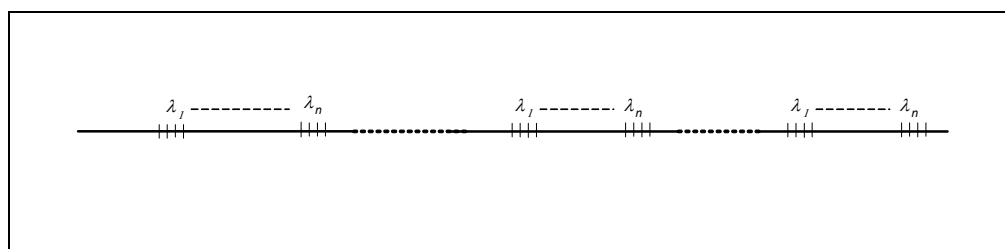


Figura 10. Esquema de multiplexión por división de tiempo y longitud de onda combinados.

II.4.2 Técnicas de interrogación

Para construir un sistema de detección práctico, se deben evaluar los pequeños corrimientos en la longitud de onda de Bragg producidos por la variable física bajo medición. En la última década se han reportado un gran número de técnicas de detección para el desplazamiento de la longitud de onda. En esta sección se describen brevemente algunas de las más conocidas y se mencionan algunas de sus ventajas.

II.4.4.1 Interrogación pasiva

En esta técnica se utiliza un filtro de borde, de banda ancha o angosta, para convertir el desplazamiento de longitud de onda a variaciones de intensidad las cuales pueden ser convertidas posteriormente en señales eléctricas a través del uso de un fotodetector (Figura 11). Este método es de costo relativamente bajo, pero tiene una capacidad limitada para determinar corrimientos de longitud de onda con precisión y no es compatible con la multiplexión por división de longitud de onda.

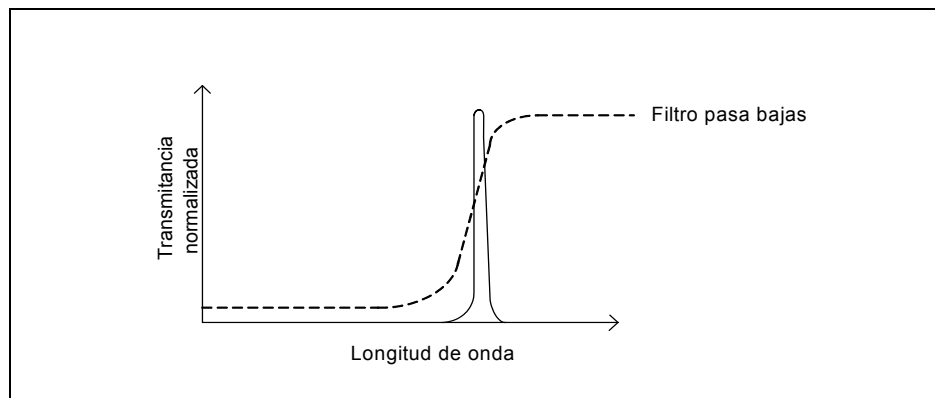


Figura 11. Técnica de interrogación pasiva.

II.4.4.2 Técnica de interrogación con filtro sintonizable

Una técnica popular de detección consiste en usar un filtro sintonizable para hacer un barrido sobre el espectro de la luz reflejada por la rejilla y medir la longitud de onda del filtro que corresponde al máximo de intensidad a la salida del sistema. Esta técnica llamada “técnica de detección de pico” resulta conveniente para interrogar varios sensores que operan en el esquema de multiplexión de longitud de onda. La precisión de esta técnica es limitada cuando el nivel de la señal reflejada es bajo. Para mejorar la precisión en la detección se han propuesto diferentes métodos de procesamiento de la señal, como son: el algoritmo de detección de centroide y el filtrado digital [Othonos, 1999].

II.4.4.3 Técnica de interrogación espectroscópica con CCD

Esta técnica, demostrada por Askins C.G. et al., 1995, utiliza una fuente de banda ancha para iluminar en conjunto un arreglo de rejillas. La señal reflejada ilumina una rejilla de difracción que separa espacialmente las señales reflejadas por las diferentes rejillas, las cuales tienen una longitud de onda de Bragg diferente. Las señales son captadas por un CCD (Charge Coupled Device) (Figura 12).

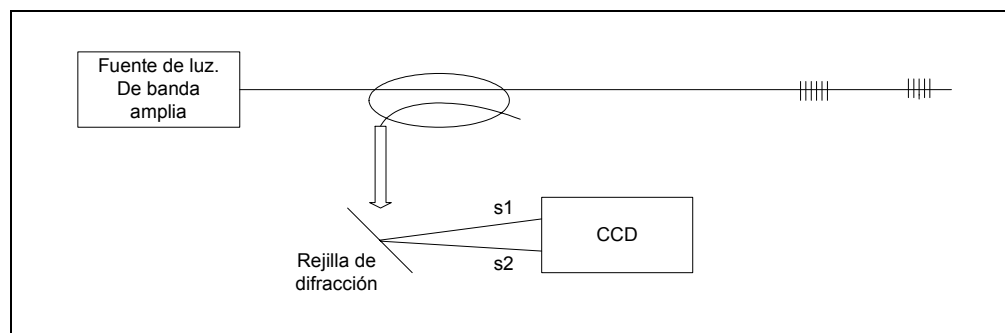


Figura 12. Interrogación espectroscópica con CCD.

Este método permite interrogar hasta 20 rejillas simultáneamente, es compatible con el esquema de multiplexión en longitud de onda y está limitado por la eficiencia del CCD, que es buena en el rango de longitudes de onda visible y muy mala en el infrarrojo y en el ultravioleta.

III. FUENTES DE RUIDO EN SISTEMAS DE SENSADO DE FIBRA ÓPTICA

Un sistema de sensado de fibra óptica, en general, está formado por una fuente de luz acoplada a la fibra, un detector para la luz reflejada o transmitida por la fibra y los elementos sensores dentro de ella; una etapa electrónica de acondicionamiento de las señales detectadas y un sistema de adquisición y procesamiento de la información que se detecta (Figura 13).

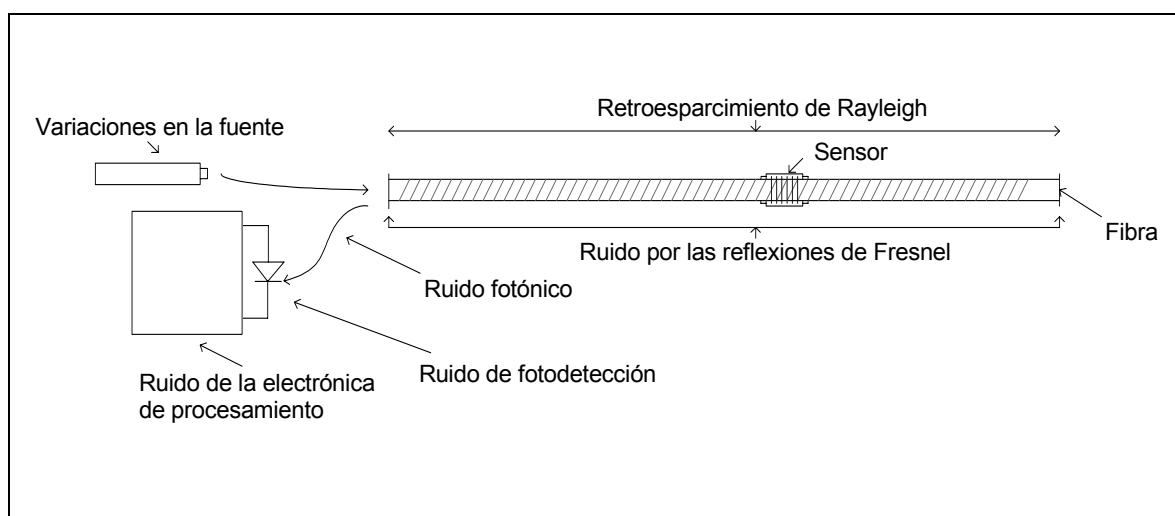


Figura 13. Distribución de las fuentes de ruido en un sistema de sensado de fibra óptica.

En cada etapa del sistema existen fuentes de ruido que se pueden dividir en ópticas y de fotodetección. En este capítulo se describen las fuentes de ruido y su influencia en la señal de información. Al final se describen los niveles de ruido que se utilizaron en las simulaciones hechas en este trabajo.

III.1 Fuentes ópticas

III.1.1 Ruido de intensidad óptica

La amplitud de salida de una fuente láser no es perfectamente constante. Esta fluctúa aleatoriamente alrededor de un valor promedio. Las fluctuaciones básicamente son resultado de la interferencia óptica entre la señal láser emitida en forma estimulada y la emisión espontánea que se genera dentro de la cavidad. Las fuentes de luz láser, tales como los láseres de retroalimentación distribuida ('Distributed Feedback',DFB) y los diodos láser Fabry-perot (F-P); exhiben ruido de intensidad cuyos valores dependen del nivel de bombeo y de las condiciones de retroalimentación. También las reflexiones externas pueden afectar la estabilidad del láser, lo que produce variaciones de intensidad.

La salida de la fuente se puede visualizar como la suma de una intensidad constante I_{dc} y una intensidad variable I_{ac} que representa a las fluctuaciones.

Una manera para describir y comparar el ruido de intensidad es expresándolo como la razón de intensidad de ruido normalizado en un ancho de banda de 1 Hz, entre la intensidad promedio de la señal. Esta descripción es útil ya que la cantidad es independiente de cualquier atenuación o potencia absoluta que llegue al detector. Esta potencia de ruido fraccional por ancho de banda se conoce como ruido de intensidad relativa, ('Relative Intensity Noise', RIN) y se define como

$$RIN = \frac{\langle \Delta \hat{i}^2 \rangle}{I_{dc}^2} \quad [Hz^{-1}] \quad ; \quad (10)$$

donde $\langle \Delta \hat{i}^2 \rangle$ es la densidad de potencia espectral de las fluctuaciones de intensidad promediadas en el tiempo en un ancho de banda de 1 Hz e I_{dc} es la intensidad promedio de

DC. Como el RIN es un parámetro normalizado, la Ec. (10) es válida si los parámetros $\Delta \hat{i}$ e I_{dc} se refieren a la intensidad óptica, o a la fotocorriente detectada. En la práctica el RIN puede medirse capturando la señal eléctrica de un fotodetector de alta velocidad en un analizador de espectros. El RIN se expresa usualmente en dB por Hz como:

$$RIN_{dB} = 10 \log \left(\frac{\langle \Delta \hat{i}^2 \rangle}{I_{dc}^2} \right) \quad \left[\frac{dB}{Hz} \right] \quad (11)$$

Los niveles de RIN especificados para los láseres de semiconductor prácticos se encuentran entre -150 y -130 dB/Hz.

III.1.2 Ruido interferométrico

En un sistema de sensado de rejilla de Bragg, la interferencia entre la señal reflejada de una rejilla de Bragg y las reflexiones residuales de empalmes mecánicos en la fibra, por ejemplo, introduce fluctuaciones en la intensidad recibida. Para ilustrar las características de este tipo de ruido considérese el sistema mostrado en la Figura 14, donde se muestra un sistema de sensado de rejilla de Bragg con un punto reflectivo detrás de ella.

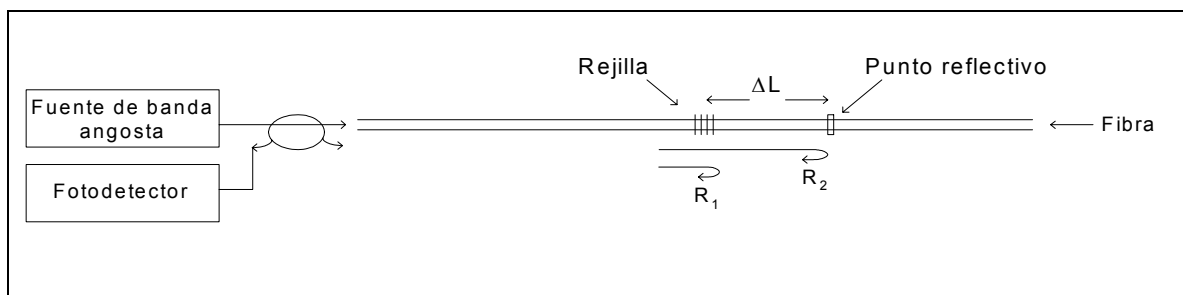


Figura 14. Diagrama de sistema de sensado basado en rejillas de Bragg.

Si el ancho de banda de la fuente es muy angosto (la coherencia es muy alta), la onda secundaria reflejada R_2 interferirá con la señal de la rejilla de Bragg R_1 y producirá una señal interferométrica no deseada (ruido interferométrico).

III.1.3 Ruido por reflexiones de Fresnel

Cuando una onda electromagnética incide sobre la superficie de separación de dos medios con diferente índice de refracción, una parte de la potencia se refleja. Cuando un pulso de luz es introducido en una fibra se tienen reflexiones de Fresnel en la interfaz vidrio aire de los extremos de la fibra, otras fuentes son las interfaces presentes en los conectores. El porcentaje de luz reflejada, tiene un valor máximo (en incidencia normal) de [Gentile, 1981]:

$$R_f = 100 \left[\frac{n_1 - n_2}{n_1 + n_2} \right]^2. \quad (13)$$

En los sistemas donde la señal de información es débil, como ocurre en el caso de sensores de rejilla de Bragg de baja reflectividad, estas reflexiones constituyen una fuente de ruido, ya que no permiten observar el comportamiento de la señal de información. En la práctica, las reflexiones de Fresnel se pueden eliminar mediante técnicas especiales que consisten en sumergir el extremo de la fibra en algún líquido o gel con propiedades ópticas que minimizan las reflexiones.

III.1.4 Ruido por retroesparcimiento de Rayleigh

Este esparcimiento está siempre presente, cuando un pulso de luz es introducido en una fibra óptica. Se debe a heterogeneidades de dimensiones pequeñas en comparación a la

longitud de onda guiada, producidas en el fundido del vidrio y en el estiramiento de la fibra, esto origina variaciones en el índice de refracción [Sandbank 1980], que se comportan como centros de esparcimiento. La luz que viaja a lo largo de la fibra, al propagarse a través de estos centros es esparcida en varias direcciones. Una porción pequeña de la luz esparcida S es recapturada y viaja en dirección opuesta a la dirección de propagación originando un campo reflejado. Los centros de esparcimiento se localizan a lo largo de toda la fibra de manera aleatoria, a la suma de todos los campos reflejados se le conoce como retroesparcimiento de Rayleigh (RBS). La manera en que se caracteriza el *RBS* es a través de su función de respuesta al impulso la cual se describe en la siguiente sección.

III.1.4.1 Función de respuesta al impulso del *RBS*

Si consideramos un pulso muy corto de luz propagándose a lo largo de una fibra óptica, la amplitud del pulso disminuye de manera exponencial a medida que se propaga por la fibra debido a la atenuación. Las reflexiones producto del retroesparcimiento de Rayleigh tienen una amplitud cada vez menor ya que provienen de un pulso reflejado que viaja una distancia mayor dentro de la fibra. En un determinado tiempo ya no hay más señal reflejada debido a la longitud finita de la fibra (Fig. 15), este tiempo está dado por $t = 2L/v$, donde L representa la longitud de la fibra y v la velocidad de la luz dentro de ésta. La función de respuesta al impulso de la intensidad de retroesparcimiento de Rayleigh, $h_r(t)$, puede ser expresada como [Gysel, 1990]:

$$h_r(t) = \left\{ \begin{array}{ll} \frac{v\alpha_s S}{2} e^{-\alpha v t} & 0 < t \leq \frac{2L}{v} \\ 0 & , \text{otro tiempo} \end{array} \right\}; \quad (14)$$

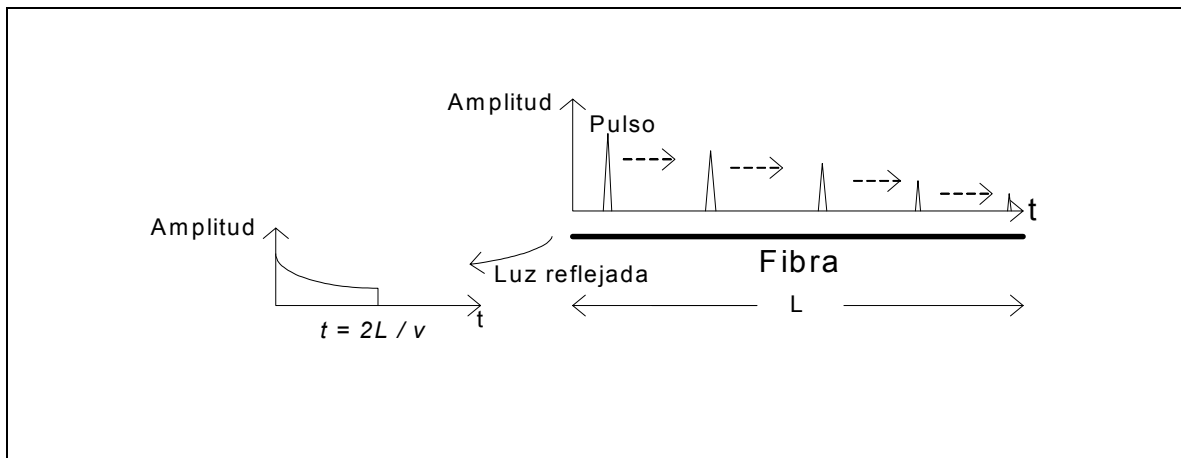


Figura 15. Respuesta al impulso del ruido de Rayleigh.

donde v es la velocidad de grupo [m/s], α_s es el coeficiente de atenuación debido al esparcimiento de Rayleigh [m^{-1}], α es el coeficiente de atenuación de la fibra [m^{-1}], L es la longitud de la fibra [m] y S es el factor de recaptura expresado como [Nakazawa, 1983]:

$$S = \frac{3}{2n^2 \omega_0 (\omega/c)^2} \cong \frac{3/2}{(\omega_0/a)^2 V^2} \left(\frac{n_1^2 - n_2^2}{n_1^2} \right); \quad (15)$$

donde V es la frecuencia normalizada de la fibra, a el radio del núcleo, n_1 y n_2 son el índice de refracción del núcleo y de la cubierta; ω_0/a es el ancho del haz normalizado (tamaño de la mancha).

Este modelo es conocido y se aplica en sistemas de reflectometría óptica en el dominio del tiempo (OTDR) para localización de pérdidas en las fibras. Conociendo el

tiempo de propagación de un pulso de una longitud de onda particular a lo largo de la fibra con índice de refracción específico es posible detectar daños en algún punto de la fibra.

III.1.4.2 Coeficiente de retroesparcimiento de Rayleigh (R_{RBS})

La función de respuesta al impulso del RBS (Ec. 14) es básicamente una exponencial decreciente donde el área bajo la curva representa una cantidad denominada “coeficiente de retroesparcimiento de Rayleigh” R_{RBS} , en el caso incoherente se puede estimar con [Gysel, 1990]:

$$R_{RBS} = \frac{\alpha_s S (1 - e^{-2\alpha L})}{2\alpha} \quad (16)$$

Esta expresión resulta de integrar $h_r(t)$ con respecto al tiempo.

La intensidad retroesparcida se calcula multiplicando la intensidad de entrada por el R_{RBS} :

$$I_{RBS} = R_{RBS} I_{in} \quad (17)$$

En la Figura 16 se grafica el coeficiente de retroesparcimiento de Rayleigh R_{RBS} para una fibra monomodal estándar. En el cálculo se utilizaron los parámetros de la fibra tipo SMF-28 (Corning), cuyos valores típicos son: $\alpha = 0.25dB/Km$, $\alpha_s = 0.15dB/Km$, $S \approx 0.0016$ [Márquez, 2004].

El retroesparcimiento de Rayleigh es una fuente de ruido en sistemas de comunicación y sistemas de sensores de fibra óptica. También en sensores de rejillas de Bragg ya que en estos sistemas se mide la intensidad de luz reflejada por la rejilla, la cual viene acompañada de intensidad de luz retroesparcida.

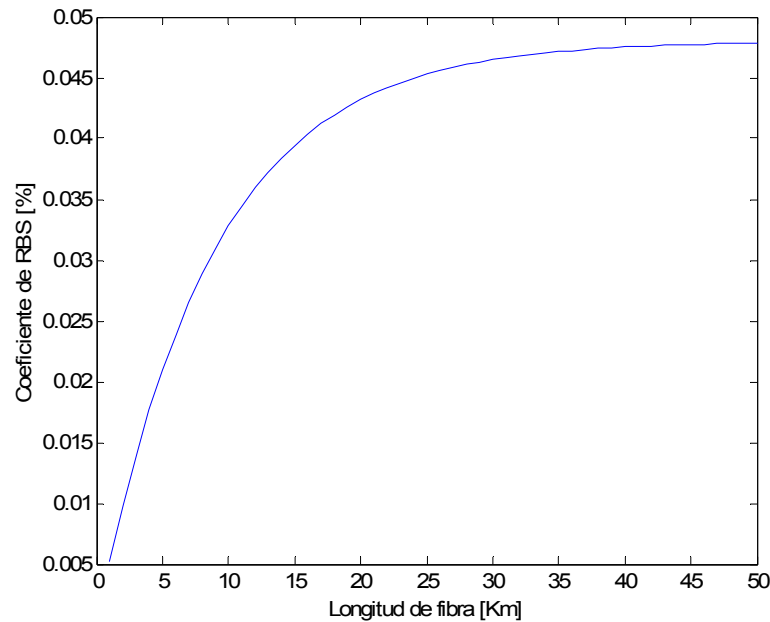


Figura 16. Coeficiente de retroesparcimiento de Rayleigh R_{RBS} para una fibra monomodal (SMF-28).

III.2 Ruido en el proceso de fotodetección

III.2.1 Ruido de fotocorriente (“shot”)

La ocurrencia de un fotoevento, que es el proceso de generación de un par electrón hueco a partir de un fotón que llega al fotodetector, genera un pulso de corriente eléctrica de carga e y duración τ en el circuito externo del fotodetector. Un tren incidente de fotones en el fotodetector genera un tren de pulsos eléctricos los cuales se suman para formar una corriente $i(t)$ en el circuito de fotodetección, las variaciones aleatorias en el flujo de fotones y en la ocurrencia del fotoevento, se transforma en fluctuaciones en la

corriente eléctrica (Figura 17). Si el flujo de fotones incidente tiene una distribución de Poisson, estas fluctuaciones son conocidas como ruido “shot”.

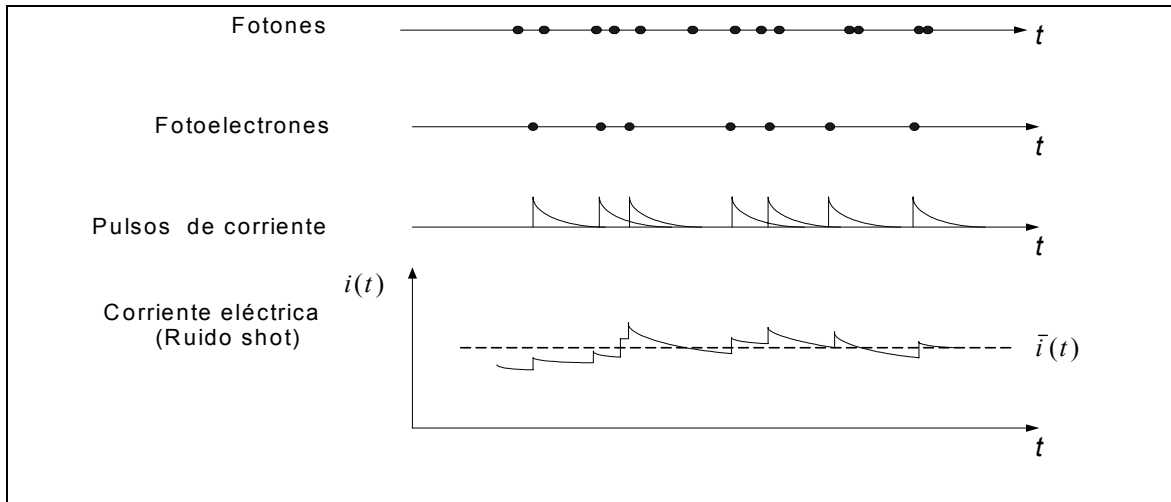


Figura 17. Corriente eléctrica en un circuito fotodetector como resultado de la superposición de pulsos eléctricos.

La fotocorriente promedio generada por un flujo de fotones \bar{i} y su varianza σ_i^2 en un circuito receptor cuyo ancho de banda es B , se determina a partir de las siguientes relaciones: é

$$\bar{i} = e\eta\Phi, \quad (18)$$

$$\sigma_i^2 = 2e\bar{i}B; \quad (19)$$

donde e es la carga del electrón, η es la probabilidad de ocurrencia del fotoevento, Φ es el flujo de fotones promedio.

La razón señal a ruido de una variable aleatoria se define como la razón entre el cuadrado de su valor medio y su varianza $SNR = (media)^2/varianza$. Para el ruido de

fotocorriente en un circuito fotodetector (Figura 18), la razón señal a ruido es igual a \bar{i}^2 / σ_i^2 y está dada por:

$$SNR = \frac{\bar{i}}{2eB} . \quad (20)$$

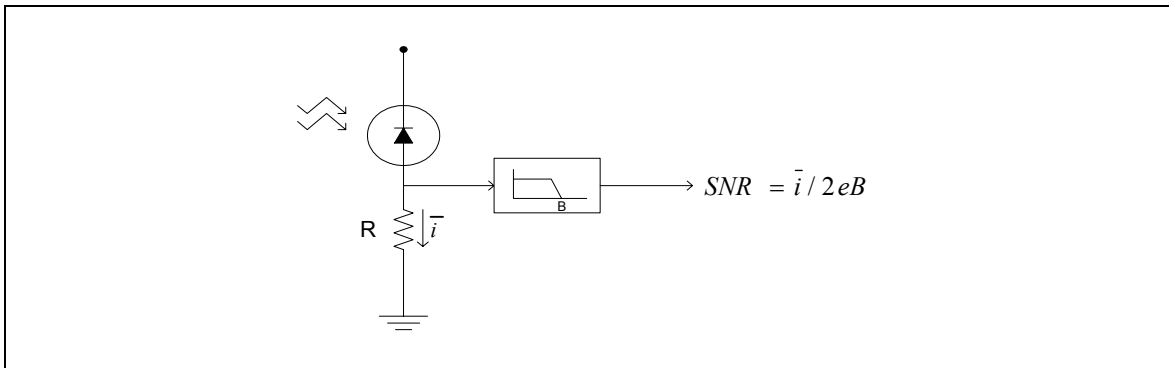


Figura 18. Razón señal a ruido en un circuito fotodetector.

III.2.2 Ruido térmico

Una fuente de ruido que se introduce en el proceso de detección, es el ruido térmico que se genera en la electrónica del receptor. Si el ruido introducido en la etapa de amplificación es despreciable, el ruido resultante estará dominado por el ruido térmico (conocido también como ruido de Johnson), el cual se genera en la resistencia que experimenta la fotocorriente.

El ruido térmico se puede modelar como si fuera generado por una fuente de corriente o de voltaje (Figura 19). Cuando se quiere comparar la corriente de ruido con la fotocorriente generada resulta conveniente utilizar el modelo de fuente de corriente para el ruido térmico.

El valor rms de la corriente del ruido que se genera térmicamente se representa como \hat{i}_{th} ; en un ancho de banda de 1 Hz está dado por:

$$\hat{i}_{th} = \sqrt{\frac{4kT}{R}} \quad \left[AHz^{-1/2} \right]; \quad (21)$$

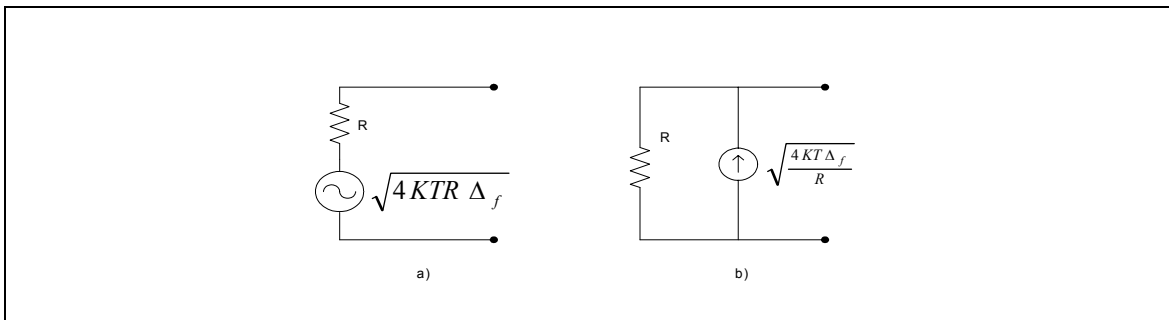


Figura 19. Modelos eléctricos de la fuente de ruido térmico.

donde R es la resistencia que experimenta la fotocorriente, $k = 1.38 \times 10^{-23} J/^{\circ}K$ es la constante de Boltzman y T es la temperatura de la resistencia en grados Kelvin. Esta expresión normalizada es útil cuando se compara la magnitud del ruido térmico con otras fuentes de ruido en el sistema. El valor rms de la corriente del ruido total (i_{th}) se obtiene multiplicando la Ec. (21) por la raíz cuadrada del ancho de banda del receptor ($i_{th} = \hat{i}_{th} \sqrt{\Delta f}$), quedando

$$i_{th} = \sqrt{\frac{4kT \Delta f}{R}} \quad [A]. \quad (22)$$

Como se muestra en la Ec. (22), la corriente del ruido térmico se reduce al aumentar la resistencia y disminuyendo el ancho de banda del receptor.

III.3 Estimación de niveles de ruido en un sistema de detección real

En esta sección analizaremos un sistema con parámetros reales para determinar la degradación en la señal de información introducida por cada una de las fuentes de ruido descritas en este capítulo. Este análisis es importante ya que los algoritmos propuestos en este trabajo fueron evaluados mediante simulación y fue necesario introducir ruido en las señales calculadas para un sistema de sensado ideal, a fin de reproducir la señal que se obtendría en un sistema real.

El sistema de sensado a considerar se muestra en la Figura 20. La entrada al sistema es una fuente de luz láser con una potencia promedio de $1mW$, la luz se acopla a una fibra de $5km$ de longitud en la que hay una rejilla de Bragg con una reflectancia máxima de 0.04% . Como detector se utiliza un fotodiodo con una responsividad de $0.4A/W$. Para este sistema la señal de información es la señal reflejada por la rejilla la cual genera una corriente promedio en el fotodetector de $\hat{i}_1 = 40nA$.

Para el láser utilizado en nuestra simulación se supone un RIN de $-130dB$. Con este valor calculamos una densidad de potencia espectral en las fluctuaciones de corriente en el fotodetector de:

$$\langle \Delta \hat{i}^2 \rangle = I_{dc}^2 \cdot 10^{RIN/10} = (40nA)^2 \cdot 10^{-130/10} = 1.6 \cdot 10^{-28} A^2 / Hz.$$

Este valor es pequeño debido a que trabajamos con intensidades pequeñas, la corriente promedio I_{dc} es pequeña. Este tipo de ruido se vuelve dominante cuando se tienen intensidades grandes.

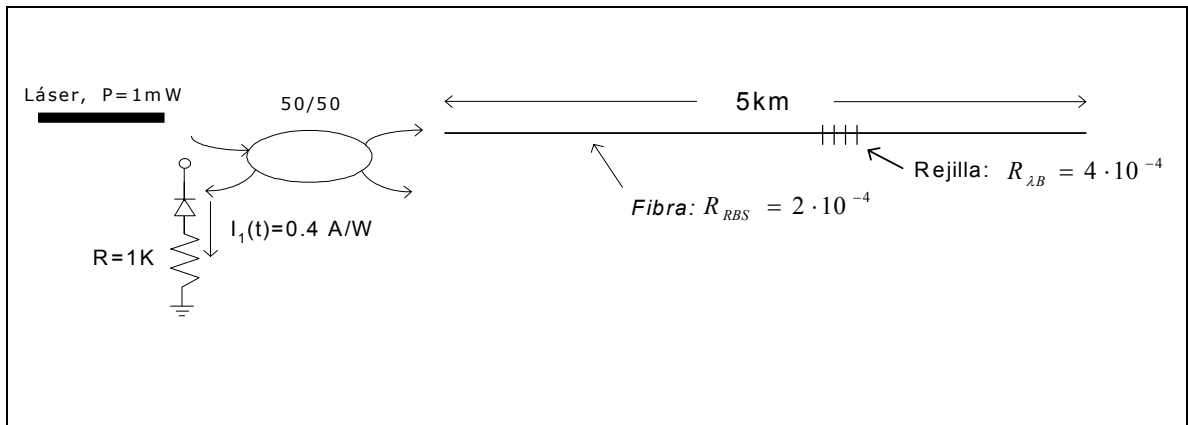


Figura 20. Sistema de detección de rejilla de Bragg con parámetros reales.

Para calcular la magnitud del ruido Shot, consideramos que el ancho de banda del circuito receptor es de 500KHz . Este ancho de banda es adecuado ya que trabajamos con señales de baja frecuencia en el sistema. Con este valor y considerando una corriente promedio de 40nA , evaluamos la ecuación (20) y obtenemos una razón señal a ruido de $266 \cdot 10^3$. Como vemos, este valor es grande, lo que significa que la magnitud del ruido es muy pequeña. Este resultado se debe principalmente al ancho de banda pequeño del circuito del receptor.

Para calcular la magnitud del ruido térmico evaluamos la ecuación (22) considerando una temperatura de operación de 300°K , una resistencia de $1\text{K}\Omega$ y un ancho de banda de 500K . Con estos valores se obtiene una corriente de ruido de 2.87nA .

Se considera que el ancho de banda de la fuente láser no es angosto (la coherencia no es alta), por lo que la contribución del ruido interferométrico es pequeña y no es dominante en el sistema. También se considera que se han tomado las medidas necesarias para minimizar las reflexiones de Fresnel.

El coeficiente de retroesparcimiento de Rayleigh para este sistema es de $2 \cdot 10^{-4}$. Este valor se obtiene de la gráfica de la Figura 16 para una longitud de fibra de $5km$. Este valor representa la mitad de la reflectancia máxima de la rejilla, lo que significa que la luz reflejada por la rejilla tiene una intensidad igual al doble de la luz reflejada por la fibra. Aunque esta señal de fondo tiene una amplitud casi constante, las variaciones pequeñas introducidas por cambios en la temperatura, introducen cambios aleatorios en el nivel de fondo. Por esta razón consideramos que el retroesparcimiento de Rayleigh es una fuente de ruido importante en el sistema.

Como resultado de este análisis encontramos que las fuentes de ruido dominantes para el sistema de la Figura 20 son el ruido térmico y el retroesparcimiento de Rayleigh.

IV LOCALIZACIÓN DE UNA REJILLA DE BRAGG MEDIANTE UNA TÉCNICA DE INTERROGACION SÍNCRONA

IV.1 Introducción

En este capítulo se describe una técnica de interrogación síncrona utilizada para monitorear un sistema de detección de señales de umbral basado en rejillas de Bragg. En la descripción y análisis presentados, se considera un sistema físico formado por una sola rejilla de Bragg de baja reflectividad, grabada en una fibra óptica comercial de telecomunicaciones; aunque los resultados pueden extenderse para detectar más de una rejilla de manera simultánea.

Para el análisis se representa al sistema físico mediante un diagrama a bloques y se aplica teoría de sistemas lineales para representarlo mediante una función de transferencia. La función de transferencia es una cantidad compleja cuya fase y amplitud son analizadas para diferentes localizaciones de la rejilla de Bragg a lo largo de la fibra. Se proponen criterios de detección y localización de la rejilla en el plano complejo. En particular se utiliza la información de la fase de la función de transferencia para localizar la rejilla.

Los ruidos electrónicos y de fotodetección son añadidos al sistema mediante una función de transferencia de ruido con densidad de probabilidad gaussiana. Se analizan las variaciones en la fase de la función de transferencia que este tipo de ruido introduce y que se traducen en errores en la localización de la rejilla.

El retroesparcimiento de Rayleigh también se toma en cuenta añadiéndolo al sistema a través de su función de transferencia; la cual se presenta en detalle en el siguiente

capítulo. En este capítulo sólo mostramos cual es el efecto que el retroesparcimiento introduce en nuestro sistema debido a su comportamiento casi constante.

Como resultado del análisis se proponen alternativas para minimizar los errores en la detección y localización de la posición de la rejilla que el ruido Gaussiano y el retroesparcimiento de Rayleigh introducen en el procesamiento de la señal.

IV.2 Descripción de la técnica de interrogación síncrona

Para ilustrar el principio en el que se basa la técnica de interrogación síncrona considérese el sistema mostrado en la Figura 21. Este consta de una fibra óptica de longitud L en la que se ha grabado una rejilla de Bragg a una distancia L_g tomada a partir de uno de los extremos de la fibra. La técnica de interrogación que se estudia en este trabajo, consiste en introducir una señal óptica modulada en intensidad con una señal de frecuencia f_m del orden de decenas de KHz en la fibra óptica. Trabajar en este rango de frecuencias permite utilizar dispositivos comerciales de bajo costo en la etapa de adquisición del sistema de procesamiento. La señal que es reflejada por la rejilla y una copia de la señal de entrada son captadas por el sistema de procesamiento quien se encarga de determinar si la rejilla está presente en el sistema y la distancia L_g a la que se encuentra.

La señal reflejada por la rejilla se encuentra desfasada con respecto a la señal de entrada debido a que ha recorrido una distancia $2L_g$. La diferencia de fase $\Delta\phi$ entre ambas señales se puede expresar como [Shlyagin et al., 2003]:

$$\Delta\phi = \frac{4L_g\pi f_m}{v} ; \quad (23)$$

donde v es la velocidad de la luz dentro de la fibra.

La diferencia de fase es medida por el sistema de procesamiento y éste determina la distancia a la rejilla, la cual está dada por $L_g = \Delta\phi v / 4\pi f_m$. Por lo que en esta técnica, la diferencia de fase es nuestra fuente de información para localizar la rejilla.

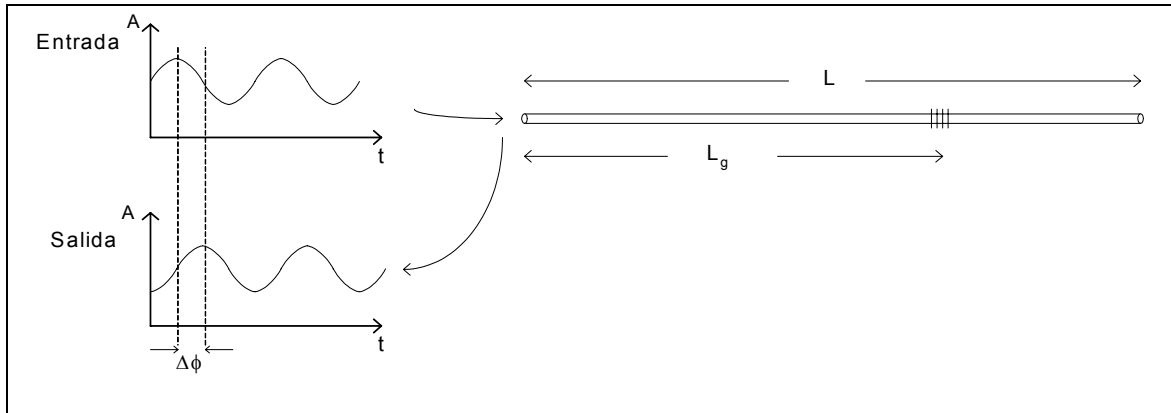


Figura 21. Esquema de la técnica de interrogación síncrona.

IV.3 Modelo de sistema para la localización de una rejilla de Bragg

Para desarrollar un algoritmo de procesamiento se consideró el sistema físico mostrado en la Figura 22 a) que está compuesto por una fibra óptica con una rejilla. La entrada al sistema consiste de una fuente de luz láser modulada en intensidad, que es introducida en la fibra mediante un acoplador 50/50. Un porcentaje de la señal de entrada, denominada $I_0(t)$, es dirigida por el acoplador hacia un fotodetector para ser monitoreada por el procesador. La señal reflejada por la rejilla denominada $I_1(t)$ se dirige hacia un

segundo fotodetector para ser monitoreada por el procesador. La rejilla está localizada a una distancia L_g , medida a partir del acoplador. La longitud de la fibra es L .

Las señales $I_0(t)$ e $I_1(t)$ constituyen la entrada y la salida del sistema, respectivamente (Fig. 22 b). Ambas señales son función del tiempo debido a la modulación temporal de la intensidad de la fuente. Se supone que el sistema es lineal e invariante en el tiempo, por lo que para encontrar un modelo que caracterice al sistema es necesario encontrar su función de transferencia.

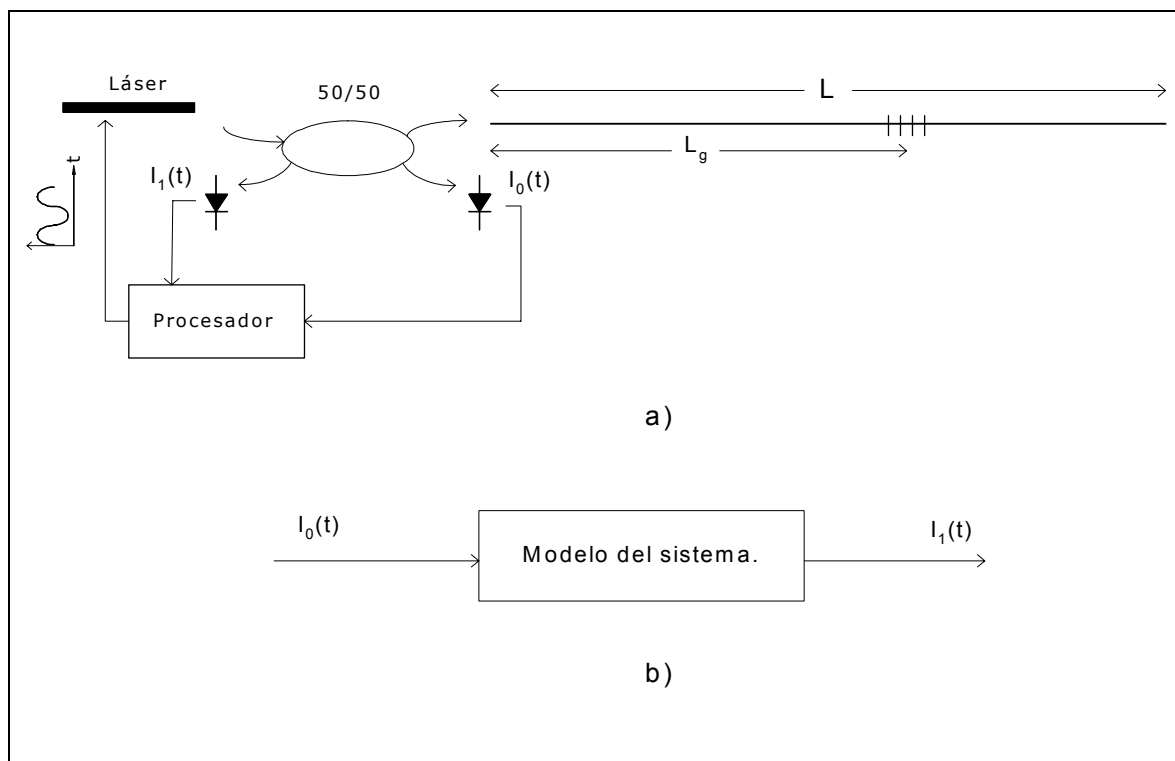


Figura 22. Sistema de detección: a) diagrama del sistema, b) representación equivalente.

Para obtener la función de transferencia del sistema primero hay que encontrar la función de respuesta al impulso, la cual describe la salida del sistema para una entrada que consiste de un pulso de duración temporal muy pequeña. Para esto se considera que un

pulso de luz que sale de la fuente y es reflejado por la rejilla, recorre una distancia $2L_g$ antes de retornar hacia el fotodetector. El pulso que llega al fotodetector está retrasado un tiempo $2L_g / \nu$, donde $\nu = c/n$ es la velocidad de grupo. La amplitud del pulso recibido depende de la reflectancia de la rejilla para la longitud de onda de Bragg, suponiendo que la rejilla satisface la condición de Bragg; así como de la atenuación introducida por la fibra. La función de respuesta al impulso puede ser expresada como:

$$h(t) = A_g \delta\left(t - \frac{2L_g}{\nu}\right); \quad (24)$$

donde δ representa la función delta de Dirac, A_g es la amplitud del pulso recibido y se expresa como:

$$A_g = R_{\lambda_B} e^{-\alpha(2L_g)} ; \quad (25)$$

donde α es el coeficiente de atenuación de la fibra (ver Apéndice A) y R_{λ_B} es la reflectancia de la rejilla a la longitud de onda de Bragg descrita por la ecuación (7).

Por definición, la función de transferencia del sistema está dada por la transformada de Fourier de la función de respuesta al impulso. La transformada de Fourier es una operación matemática que consta de una integral denominada integral de Fourier. Para este caso la expresión para calcular la transformada de Fourier de la ecuación (24) es:

$$H_g(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} A_g \delta\left(t - \frac{2L_g}{\nu}\right) \cdot e^{-i\omega t} dt .$$

El resultado se expresa como:

$$H_g(\omega) = A_g e^{-i\tau_g \omega}; \quad (26)$$

donde $\omega = 2\pi f$ y $\tau_g = 2L_g / v$. La función de transferencia es una expresión compleja, compuesta de partes real e imaginaria. La Figura 23 muestra la curva de fase y el módulo de la potencia de esta función de transferencia para tres ubicaciones de la rejilla $L_g = 5km$, $10km$ y $15km$; donde el valor de la amplitud de la función de transferencia es $A_g = 2.8 \cdot 10^{-4}$, que corresponde a una fibra con coeficiente de atenuación de $0.25dB/km$ y una reflectancia de la rejilla $R_{\lambda_B} = 5 \times 10^{-4}$.

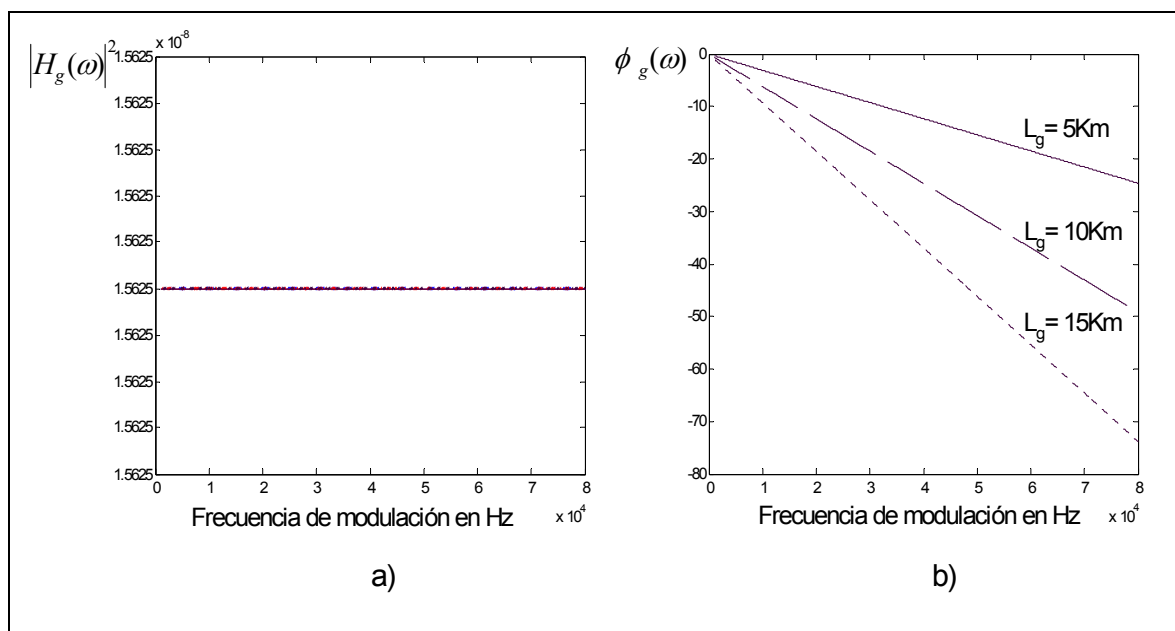


Figura 23. Espectro de potencia a) y fase b) de la función de transferencia del sistema formado por una rejilla de Bragg colocada a diferentes distancias.

En esta Figura se observa que las variaciones en el espectro de potencia debido al cambio de posición de la rejilla son muy pequeñas, ya que sólo dependen de la atenuación introducida por la porción de fibra que desplaza la rejilla. En cambio, en el espectro de fase

es posible observar dos cosas, primero que la dependencia de la fase con la frecuencia es lineal y segundo que la pendiente de la línea depende de la posición de la rejilla.

IV.4 Método para la localización de una rejilla

En la Figura 23b se observa que la fase de la función de transferencia es sensible a la posición de la rejilla, de tal manera que analizando su comportamiento podemos determinar este parámetro del sistema. Los puntos de la función de transferencia son calculados por el sistema de procesamiento a partir de las transformadas de Fourier de las señales de entrada y salida del sistema físico (Fig. 22 a)).

La fase de la función de transferencia es una función lineal con respecto a la frecuencia (Fig. 23b), cuya relación está dada por:

$$\phi_g = -\tau_g \omega = -\frac{4\pi L_g}{v} f ; \quad (27)$$

donde la pendiente de la función lineal dada por $m_\phi = -4\pi L_g / v$ contiene la información de la posición de la rejilla L_g .

Cuando se tiene una frecuencia de modulación única f_m , como ocurre para el sistema de la Figura 22 a), la ecuación (27) coincide con la ecuación (23). Esto significa que en este caso, la fase de la función de transferencia coincide con la diferencia de fase entre la señal de entrada y la señal de salida.

Cuando la señal de modulación está compuesta por una combinación de frecuencias, se puede utilizar (27) para determinar la posición de la rejilla. El método consiste en hacer una regresión lineal de los diferentes puntos de frecuencia y fase, posteriormente se calcula la pendiente m_ϕ con la que se determina la posición de la rejilla:

$$L_g = \frac{\nu m_\phi}{4\pi}. \quad (28)$$

Aunque una sola frecuencia de modulación basta para determinar la posición de una rejilla, más adelante veremos que hay casos en los que es conveniente utilizar una señal compuesta.

IV.5 Método de detección de rejillas en el sistema

El método para detectar la presencia de una rejilla en el sistema se basa en evaluar los valores de la parte real e imaginaria de la función de transferencia del sistema y verificar si estos valores se encuentran por arriba de un umbral de comparación o dentro de una zona de detección establecida. Las siguientes ecuaciones nos muestran las partes real e imaginaria de la función de transferencia:

$$\operatorname{Re}[H_g(\omega)] = A_g \cos(\omega\tau_g) \quad (26a)$$

$$\operatorname{Im}[H_g(\omega)] = A_g \operatorname{sen}(\omega\tau_g). \quad (26b)$$

Se considera que conocemos todos los parámetros del sistema a monitorear (A_g, ω, τ_g), de tal manera que podemos establecer un umbral de comparación de acuerdo a estos parámetros. En las ecuaciones 26a y 26b no se consideran las fuentes de ruido; pero podemos decir que cuando no hay rejilla presente en el sistema, la amplitud de $H_g(\omega)$ tiene un valor pequeño con respecto al nivel de ruido. Cuando la rejilla está presente tenemos que $H_g(\omega)$ tiene una amplitud mayor que la correspondiente al nivel de ruido.

Las partes real e imaginaria de la función de transferencia se representan gráficamente en un plano complejo como se muestra en la Figura 24, donde se muestra el vector de la función de transferencia, la zona de detección y el umbral de comparación.

El mismo esquema de detección es aplicable a un sistema con más de una rejilla donde se asigna una zona de detección a cada una de las rejillas. El algoritmo debe determinar en qué zona se encuentra el vector de la función de transferencia, para decidir si hay una rejilla presente y determinar cuál es la rejilla que está bajo perturbación.

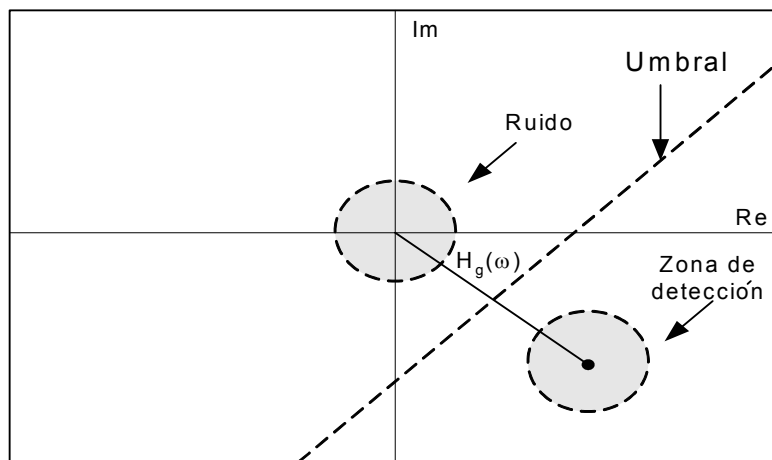


Figura 24. Representación en el plano complejo de la función de transferencia, el umbral de comparación y la zona de detección de una rejilla.

IV.6 Limitaciones introducidas por las fuentes de ruido

En las secciones anteriores hemos visto que se puede determinar la localización de una rejilla de Bragg analizando la fase de la función de transferencia, la cual fue calculada a partir de las transformadas de Fourier de las señales de entrada y salida del sistema formado por la fibra y la rejilla. En esta sección veremos que cuando se consideran las fuentes de ruido en el análisis, la fase de la función de transferencia se modifica y nos da un cálculo erróneo de la posición de la rejilla.

IV.6.1 Adición de ruido con densidad de probabilidad gaussiana

Las señales de entrada y salida del sistema, a partir de las cuales se calcula la función de transferencia, además de estar compuestas por la señal de modulación de frecuencia f_m , contienen otras señales que son introducidas por: variaciones en la intensidad de la fuente de luz, aleatoriedad del proceso de foto-detección y señales electrónicas. Estas fuentes de ruido fueron analizadas en el capítulo III. Para el análisis en esta sección agrupamos la contribución de todas estas señales de ruido en un sola señal denominada $I_n(t)$, con densidad de probabilidad Gaussiana, y añadimos esta señal a la salida del sistema. En el sistema de fibra y rejilla mostrado en la Figura 22 la señal de entrada se representa como $I_0(t)$ y la señal de salida, producto de la reflexión de la rejilla, como $I_1(t)$. Esta última se puede expresar como:

$$I_1(t) = A_g I_0(t - \tau) + I_n(t); \quad (29)$$

donde A_g representa la amplitud del pulso reflejado expresada en (25).

La función de transferencia del sistema en presencia de ruido se obtiene calculando la transformada de Fourier (TF) de (29) y expresando el resultado como la relación entre la TF de la señal de salida $I_1(\omega)$ y la TF de la señal de entrada $I_0(\omega)$. El resultado se expresa como:

$$H(\omega) = \frac{I_1(\omega)}{I_0(\omega)} = A_g e^{-i\omega\tau} + \frac{I_N(\omega)}{I_0(\omega)}; \quad (30)$$

donde $I_0(\omega)$, $I_1(\omega)$ e $I_N(\omega)$ representan la TF de $I_0(t)$, $I_1(t)$ e $I_N(t)$, respectivamente.

El primer término en (30) es la función de transferencia de la rejilla $H_g(\omega)$, descrita por (26). El segundo término representa la función de transferencia del ruido

$H_N(\omega) = I_N(\omega)/I_0(\omega)$. Sustituyendo estas expresiones en (30), la función de transferencia del sistema queda expresada como:

$$H(\omega) = H_g(\omega) + H_N(\omega). \quad (31)$$

En la Figura 25 se representa el sistema de fibra y rejilla y se muestran las señales de entrada y salida del sistema tanto en el dominio del tiempo como en el dominio de la frecuencia.

La fase de la función de transferencia del sistema $H(\omega)$ está dada por la tangente inversa de la relación entre sus partes imaginaria y real (34). La función de transferencia $H_g(\omega)$ contiene partes real e imaginaria que dependen de la posición de la rejilla y de la frecuencia de modulación; pero la situación no es la misma para $H_n(\omega)$ ya que sus partes real e imaginaria tienen un comportamiento aleatorio, dando una fase resultante aleatoria:

$$\phi = \tan^{-1} \left(\frac{\text{Im}(H_g(\omega)) + \text{Im}(H_N(\omega))}{\text{Re}(H_g(\omega)) + \text{Re}(H_N(\omega))} \right). \quad (32)$$

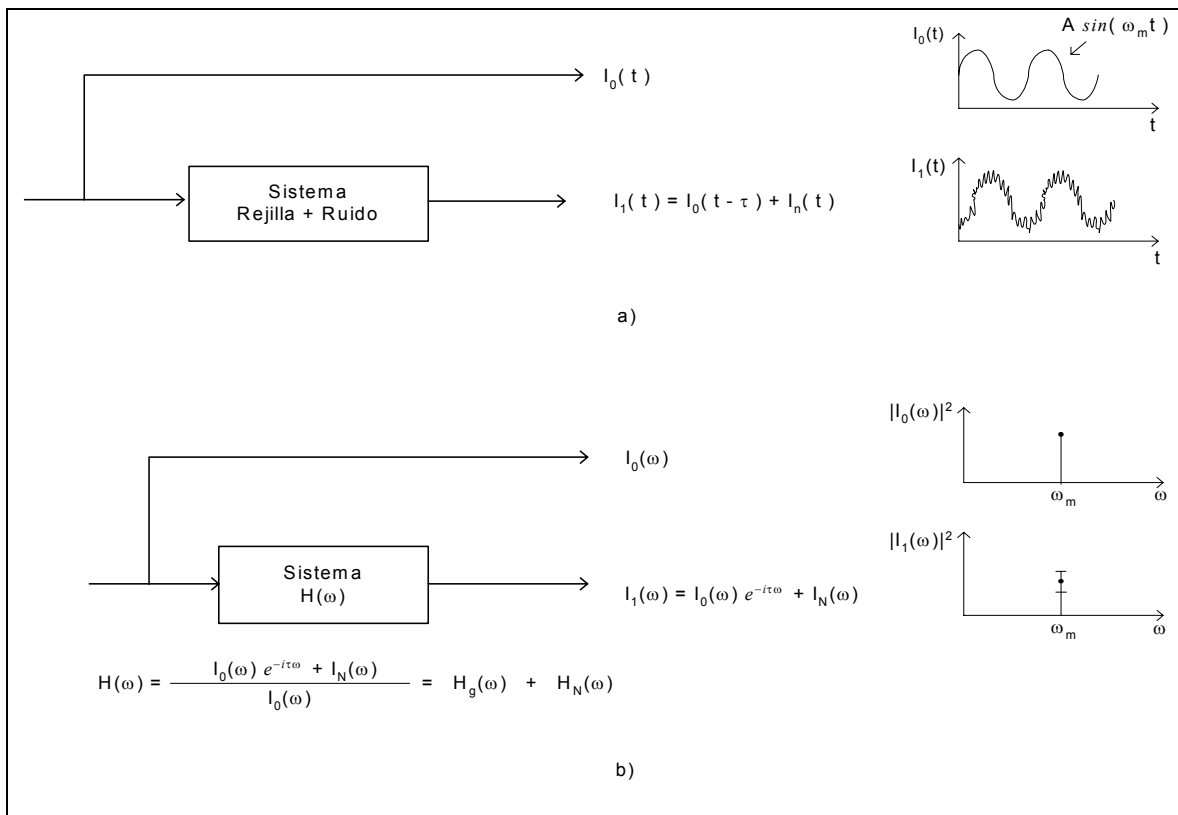


Figura 25. Señales en el sistema, a) En el dominio del tiempo, b) En el dominio de la frecuencia.

El comportamiento de la fase de la función de transferencia ϕ se determina a partir de las propiedades estadísticas de la suma de un fasor conocido, que representa a $H_g(\omega)$ en el plano complejo, donde graficamos la parte real contra la parte imaginaria, más un fasor aleatorio que representa $H_N(\omega)$. La Figura 26 ilustra esta suma en el plano complejo.

La parte real del fasor resultante $H(\omega)$ está dada por la suma de la parte real del fasor correspondiente a la función de transferencia de la rejilla y la parte real de la resultante de la suma de los fasores aleatorios:

$$\text{Re}[H(\omega)] = \text{Re}[H_g(\omega)] + \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=1}^N A_k \cos(\phi_k); \quad (33)$$

donde A_k es la magnitud del k -ésimo vector aleatorio y N es el número de vectores aleatorios que participan en la suma.

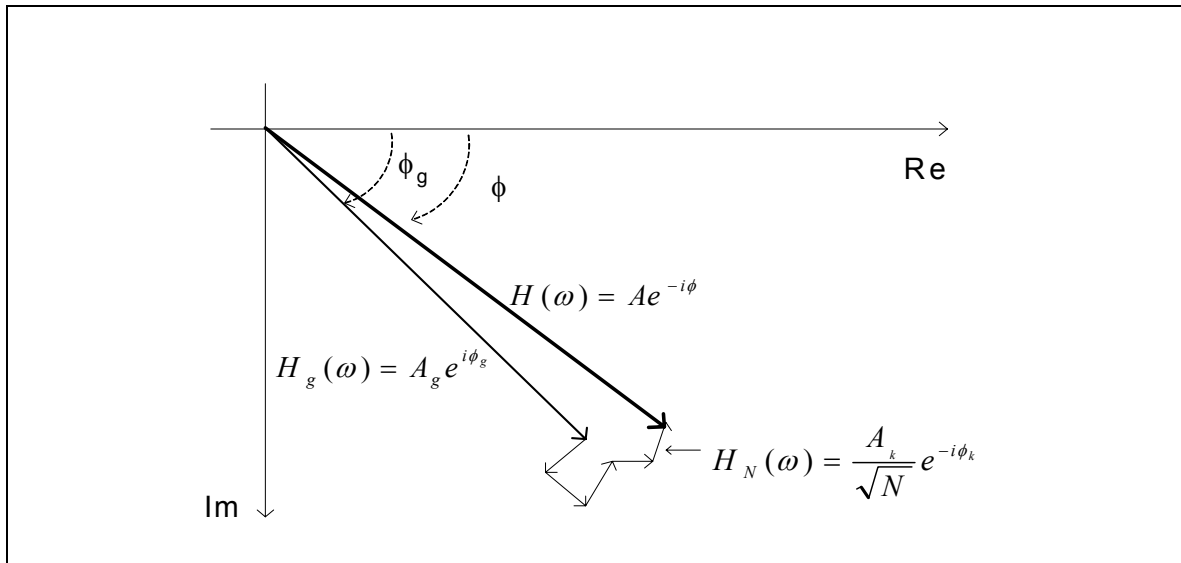


Figura 26. Representación de la suma compleja de los fasores correspondientes a la función de transferencia de la rejilla $H_g(\omega)$ y del ruido $H_N(\omega)$.

De manera similar, la parte imaginaria se expresa como:

$$\text{Im}[H(\omega)] = \text{Im}[H_g(\omega)] + \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=1}^N A_k \text{sen}(\phi_k). \quad (34)$$

En nuestro caso nos interesa saber el comportamiento del cambio de fase introducido por el ruido $\Delta\phi = \phi_g - \phi$ (Fig. 26), en especial en la relación que existe entre éste y la razón señal a ruido SNR .

En el límite de N grande, la nube de ruido tiene una densidad de probabilidad Gaussiana con media igual a la magnitud del faser conocido; correspondiente a la función de transferencia de la rejilla $|H_g(\omega)|$, y varianza σ_n . Por definición, la razón señal a ruido se

expresa como la media del nivel de señal elevada al cuadrado, dividida entre la varianza de la señal. En este caso podemos expresar la razón señal a ruido en el dominio de Fourier como:

$$SNR = \frac{|H_g(\omega)|^2}{\sigma_n^2}. \quad (35)$$

Si $SNR \gg 1$, el incremento de fase $\Delta\phi$ tiene una función de densidad de probabilidad que se aproxima a una Gaussiana [Goodman, 1985]:

$$p(\Delta\phi) \cong \sqrt{\frac{SNR}{2\pi}} e^{-\frac{SNR(\Delta\phi)^2}{2}}; \quad (36)$$

de donde se puede deducir que la varianza del incremento de fase $\Delta\phi$ se puede expresar como:

$$\sigma_{\Delta\phi}^2 = \frac{1}{SNR}. \quad (37)$$

Un incremento de fase $\Delta\phi$ se refleja en un error de localización de la rejilla ΔL_g . El error de localización introducido por la varianza de $\Delta\phi$ se expresa como:

$$\Delta L_g(\sigma_{\Delta\phi}^2) = \frac{\nu \sigma_{\Delta\phi}^2}{4\pi f_m} = \frac{\nu}{4\pi f_m SNR}. \quad (39)$$

Un aspecto importante que podemos observar en esta ecuación es que para un SNR dado, el error de localización disminuye con el incremento de la frecuencia de modulación.

IV.6.2.1 Resultados de simulación.

En esta sección se muestran los resultados de una simulación donde se interroga a un sistema como el de la Figura 22 utilizando dos tiempos de observación distintos. El

tiempo de observación es el tiempo durante el cual se interroga al sistema con la señal senoidal. El objetivo es ver el comportamiento de la razón señal a ruido en el plano complejo para cada tiempo de observación. La distancia a la rejilla L_g es de $2500m$, la frecuencia de modulación f_m es $5kHz$ y la velocidad de grupo v es $2.045 \cdot 10^8$. Con estos datos la ecuación 25 predice una diferencia de fase de 44° . En la Figura 27 se ha graficado la parte real contra la parte imaginaria de la función de transferencia, para ilustrar la fase.

En ambos casos a) y b) mostrados en la Figura 27 se añadió ruido Gaussiano, en el dominio del tiempo, de la misma magnitud, a las señales tanto de entrada como de salida del sistema. El tiempo de observación fue de $0.1s$ para el caso a) y $1s$ para b). Para el primer caso, la razón señal a ruido obtenida en el plano complejo fue de $SNR=53$. Con este dato el error de localización (Ec. 39) fue de $61m$. En el segundo caso, se obtuvo un $SNR=722$ y un error de localización de $4.5m$. En esta técnica con sólo incrementar el tiempo de observación, lo que equivale a promediar un mayor número de muestras en el dominio de Fourier, se incrementó la razón señal a ruido en el dominio de Fourier de manera significativa. Este comportamiento se debe a la naturaleza periódica de la señal de modulación, cuya componente en el dominio de la frecuencia tiene un valor promedio fijo; en tanto que la señal de ruido en el dominio de la frecuencia tiende a disminuir al momento de hacer la promediación.

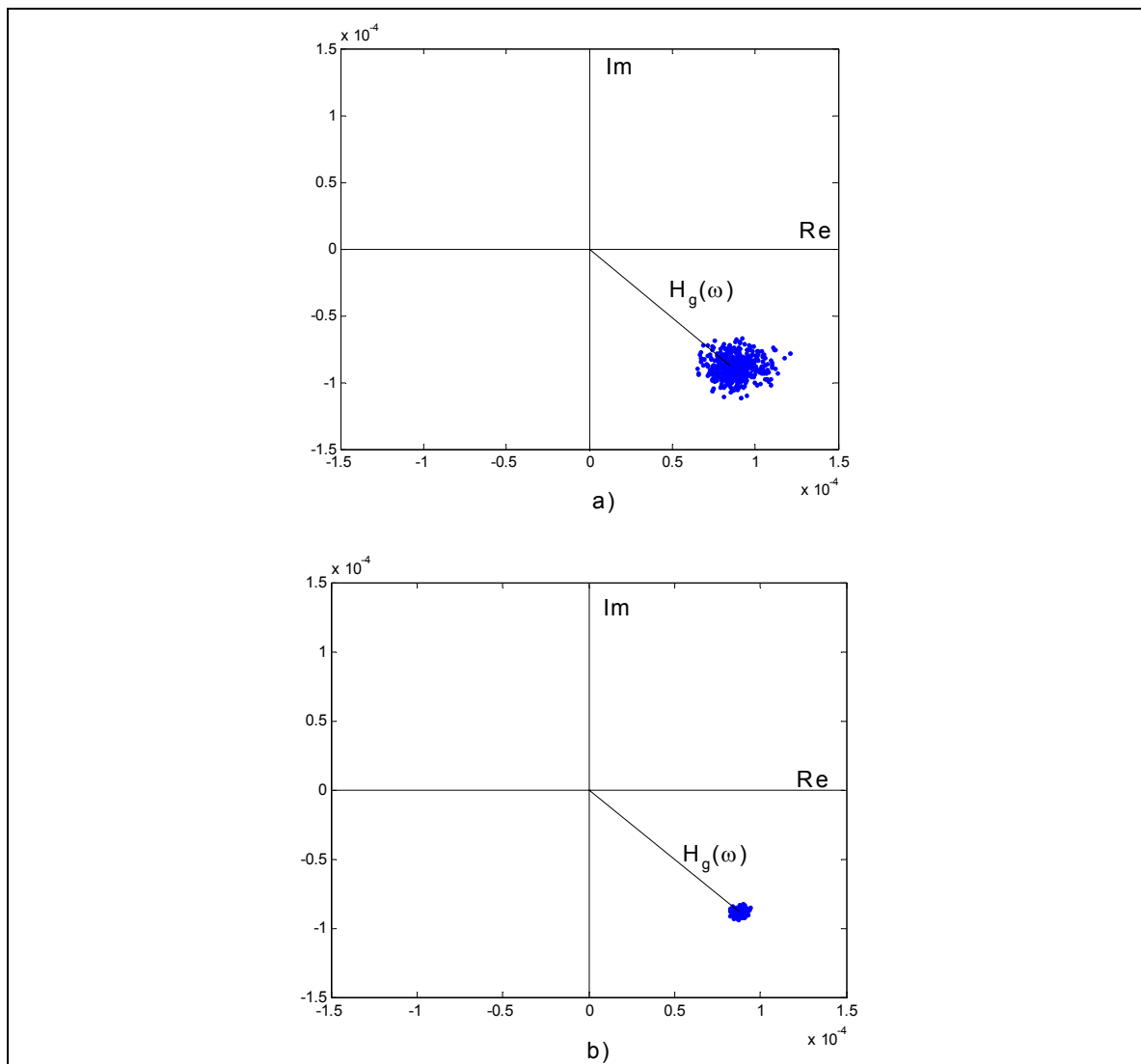


Figura 27. Función de transferencia del sistema en presencia de ruido Gaussiano para diferentes tiempos de observación, a) 0.1s y b) 1s.

IV.6.2 Limitaciones introducidas por retroesparcimiento de Rayleigh (RBS)

Si se considera el retroesparcimiento de Rayleigh dentro de la fibra, lo que es equivalente a tener pequeñas reflexiones distribuidas a lo largo de la fibra, tenemos que la señal reflejada por la rejilla al interrogar el sistema está acompañada por la señal resultante

del retroesparcimiento. Esta señal, al igual que el ruido electrónico visto en la sección anterior, introduce un término en la función de transferencia del sistema y por consiguiente un cambio de fase en la misma. El *RBS* cambia lentamente con el tiempo ya que el coeficiente de retroesparcimiento (Ec. 16) depende de parámetros que cambian con la temperatura como son: el factor de recaptura S (Ec. 15) que depende del índice de refracción tanto del núcleo como de la cubierta. Cabe hacer notar que ambos índices cambian con la temperatura, al igual que el coeficiente de atenuación de la fibra. El cambio en el *RBS* es aleatorio de tal manera que podemos considerarlo como una fuente de ruido.

La Figura 28 muestra el resultado de una simulación donde se buscó ilustrar la influencia del *RBS* en el error de localización de una rejilla. Se simuló la interrogación de un sistema como el mostrado en la Figura 22 considerando dos casos: la existencia sólo de la señal reflejada por la rejilla y posteriormente, esta misma señal acompañada de la señal producto del retroesparcimiento.

La función de transferencia del sistema calculada para el primer caso se ilustra en la figura como $H_g(\omega)$ y para el segundo caso como $H_g(\omega) + H_R(\omega)$, donde $H_R(\omega)$ representa la función de transferencia del *RBS*. Los parámetros del sistema fueron: longitud de la fibra $L = 5km$, posición de la rejilla $L_g = 2.5km$, frecuencia de modulación $f_m = 5kHz$, velocidad de grupo $v = 2.045 \times 10^8$ y la reflectancia de la rejilla fue de 0.05%. Como se muestra en la Figura 28, la presencia de *RBS* modificó la fase de la función de transferencia, y aunque el desplazamiento de la fase fue relativamente pequeño $\Delta\phi = 0.032rad$, esto representa un error en cálculo de la posición de la rejilla de 104m.

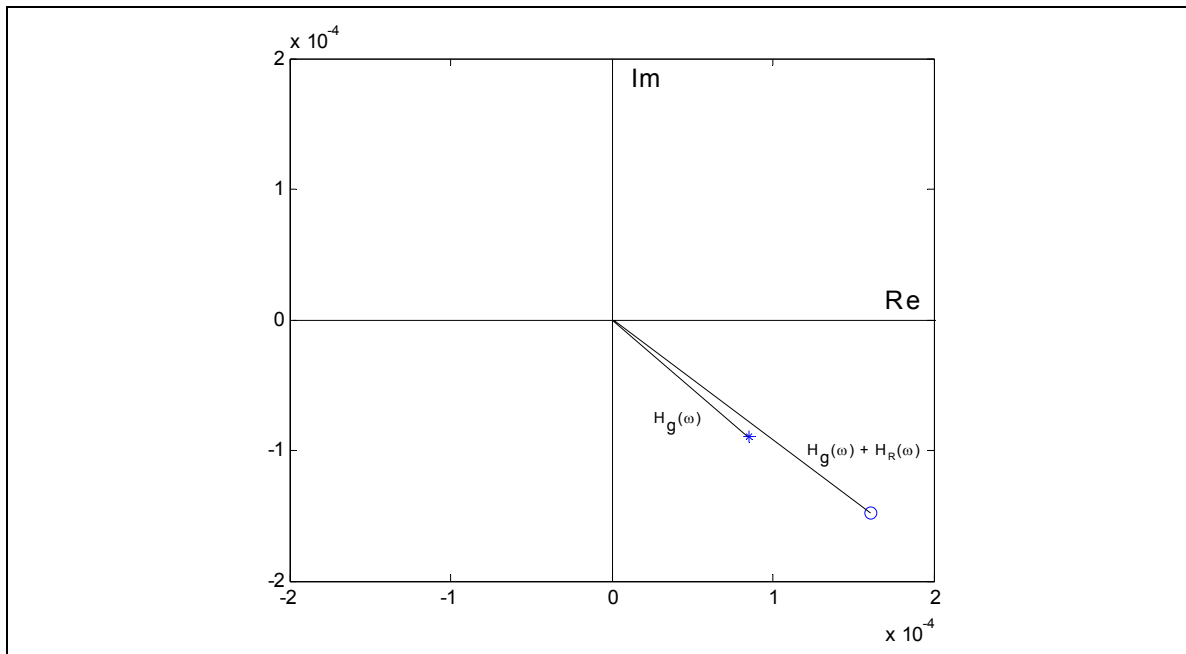


Figura 28. Ilustración del cambio de fase introducido por el RBS en la función de transferencia.

Para disminuir el error de localización introducido por el *RBS* necesitamos eliminar sus componentes complejas de la función de transferencia obtenida para el sistema. Una forma de eliminar las componentes del *RBS* es caracterizando su contribución en un periodo de tiempo determinado, encontrando los parámetros de un modelo de *RBS* del sistema de manera que pueda ser eliminado durante la etapa de procesamiento de la señal. Por ejemplo, para el caso mostrado en la Figura 28, si conocemos el valor aproximado de la parte real e imaginaria de $H_R(\omega)$, entonces podemos restar estas componentes de la función de transferencia del sistema y de esta forma determinar la contribución de la rejilla $H_g(\omega)$. En el siguiente capítulo se estudia la función de transferencia $H_R(\omega)$ y se propone un método de caracterización para poner en práctica esta idea.

Debido a que el ruido introducido por el *RBS* es de una frecuencia muy pequeña, podemos separarlo de las otras fuentes de ruido que tienen un ancho de banda mucho mayor, como lo son los ruidos electrónicos y de fotodetección. Esto es posible aplicando un filtrado de frecuencia. Una vez que tenemos la contribución del *RBS* por separado podemos eliminarla de la función de transferencia del sistema. Este método se muestra en el capítulo VI.

V ALGORITMO PARA LOCALIZACION DE UNA REJILLA DE BRAGG UTILIZANDO EL MODELO DE RETRO-ESPARCIMIENTO DE RAYLEIGH

En el capítulo anterior mostramos como el *RBS* introduce un cambio de fase en la función de transferencia del sistema lo que impide determinar la posición de la rejilla con suficiente precisión. En este capítulo se estudia un modelo matemático de *RBS*, tomado de la literatura, en el que se identifican los parámetros que lo describen y la influencia de cada uno en su comportamiento en el dominio de la frecuencia de modulación. Posteriormente se propone un algoritmo de caracterización para obtener los parámetros del modelo de *RBS* del sistema de sensado práctico. Con estos datos, el algoritmo de localización puede determinar las componentes complejas introducidas por el *RBS* en la función de transferencia del sistema, para una frecuencia de modulación dada. Puede además determinar la posición de la rejilla con mayor precisión. Se presentan también algunos resultados de localización de una rejilla utilizando este algoritmo en simulación.

V.1 Modelo de retroesparcimiento de Rayleigh en un sistema de fibra óptica

En esta sección se estudia en detalle un modelo de *RBS* en sistemas de fibra óptica. El estudio parte de la función de respuesta al impulso de *RBS* mostrada en la sección III.1.4.1, para la que existe una expresión conocida (Ec. 14), de la que hacemos un análisis para expresarla en función de tres parámetros y obtener una expresión más manejable. De esta expresión obtenemos la función de transferencia del *RBS* representada por $H_R(\omega)$, que describe su comportamiento en el dominio de la frecuencia de modulación.

V.1.1 Características de la función de respuesta al impulso.

La ecuación (14) describe la función de respuesta al impulso del *RBS* como una exponencial decreciente de duración finita, la cual se puede caracterizar mediante tres parámetros: A que representa la amplitud inicial de la exponencial, B que representa la rapidez de decaimiento de la exponencial decreciente y τ que representa el tiempo de duración de la exponencial. La Figura 29 ilustra este comportamiento y la influencia de cada uno de los tres parámetros importantes.

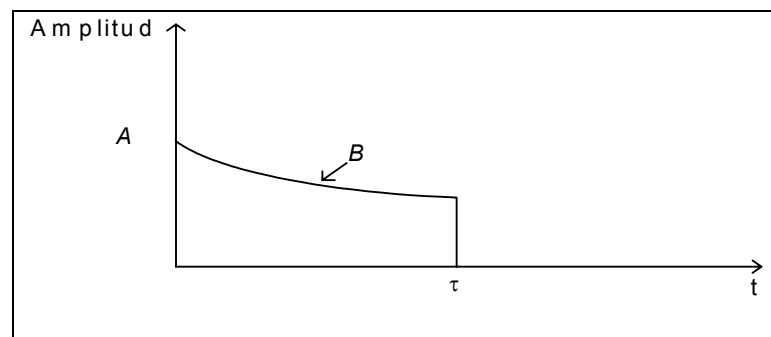


Figura 29. Función de respuesta al impulso del RBS y parámetros que lo definen.

Las expresiones para cada parámetro que se obtienen directamente del modelo (Ec. 14)

son:

$$A = \frac{\nu \alpha_s S}{2} , \quad (40)$$

$$B = \alpha \nu \quad ; \quad (41)$$

$$\tau = \frac{2L}{\nu} . \quad (42)$$

La función de respuesta al impulso del *RBS* expresada en función de estos parámetros queda de la siguiente forma:

$$h_R(t) = \begin{cases} Ae^{-Bt} & 0 < t \leq \tau \\ 0 & , \text{otro lado} \end{cases} . \quad (45)$$

Esta expresión es más compacta y fácil de manejar para los cálculos posteriores.

V.1.2 Función de transferencia del *RBS*

La función de transferencia del retroesparcimiento de Rayleigh describe su comportamiento en el dominio de la frecuencia de modulación f_m , se obtiene a partir de la transformada de Fourier de su función de respuesta al impulso descrita en la ecuación (43).

La función de transferencia se obtiene de la siguiente expresión:

$$H_R(\omega) = \int_0^{\tau} h_R(t) e^{-i\omega t} dt . \quad (44)$$

Sustituyendo la expresión para $h_R(t)$ obtenemos el resultado final que se expresa como:

$$H_R(\omega) = \frac{2Ae^{-(B+i\omega)\tau/2}}{B+i\omega} \operatorname{senh}[(B+i\omega)\tau/2] ; \quad (45)$$

donde $\omega = 2\pi f_m$. Esta función es una expresión compleja de la cual se derivan las siguientes expresiones:

$$\operatorname{Re}[H_R(\omega)] = \left(\frac{A}{B^2 + \omega^2} \right) \left(-Be^{-B\tau} \cos(\tau\omega) + \omega e^{-B\tau} \operatorname{sen}(\tau\omega) + B \right), \quad (46)$$

$$\operatorname{Im}[H_R(\omega)] = \left(\frac{A}{B^2 + \omega^2} \right) \left(Be^{-B\tau} \operatorname{sen}(\tau\omega) + \omega e^{-B\tau} \cos(\tau\omega) - \omega \right), \quad (47)$$

$$|H_R(\omega)|^2 = \left(\frac{A^2}{B^2 + \omega^2} \right) (e^{-2B\tau} - 2e^{-B\tau} \cos(\tau\omega) + 1) , \quad (48)$$

$$\phi[H_R(\omega)] = \tan^{-1} \left[\frac{Be^{-B\tau} \text{sen}(\tau\omega) + \omega e^{-B\tau} \cos(\tau\omega) - \omega}{-Be^{-B\tau} \cos(\tau\omega) + \omega e^{-B\tau} \text{sen}(\tau\omega) + B} \right] ; \quad (49)$$

la ecuación (46) describe la parte real, la ecuación (47) la parte imaginaria; la ecuación (48) el espectro de potencia, que es el módulo al cuadrado; la ecuación (49) describe el espectro de fase, que es el arcotangente de la razón entre la parte imaginaria y la parte real.

La Figura 30 muestra una representación gráfica de estas cuatro expresiones con respecto a la frecuencia de modulación. Los valores de los parámetros para estas gráficas fueron: $A = 2.1432s^{-1}$, $B = 9407s^{-1}$, y $\tau = 48.897\mu s$, que corresponden a una fibra con las siguientes características: índice de refracción del núcleo 1.4669, longitud $L=5Km$, coeficiente de atenuación de la fibra $\alpha=0.25dB/km$, coeficiente de atenuación por retroesparcimiento $\alpha_s=0.15dB/km$ y factor de recaptura $S \approx 0.0016$.

En la siguiente sección se estudia la manera de determinar la información sobre el valor de cada uno de los parámetros a partir de puntos discretos obtenidos de cada una de las curvas de la Figura 30. En especial, se utilizan las curvas correspondientes al espectro de potencia y al espectro de fase.

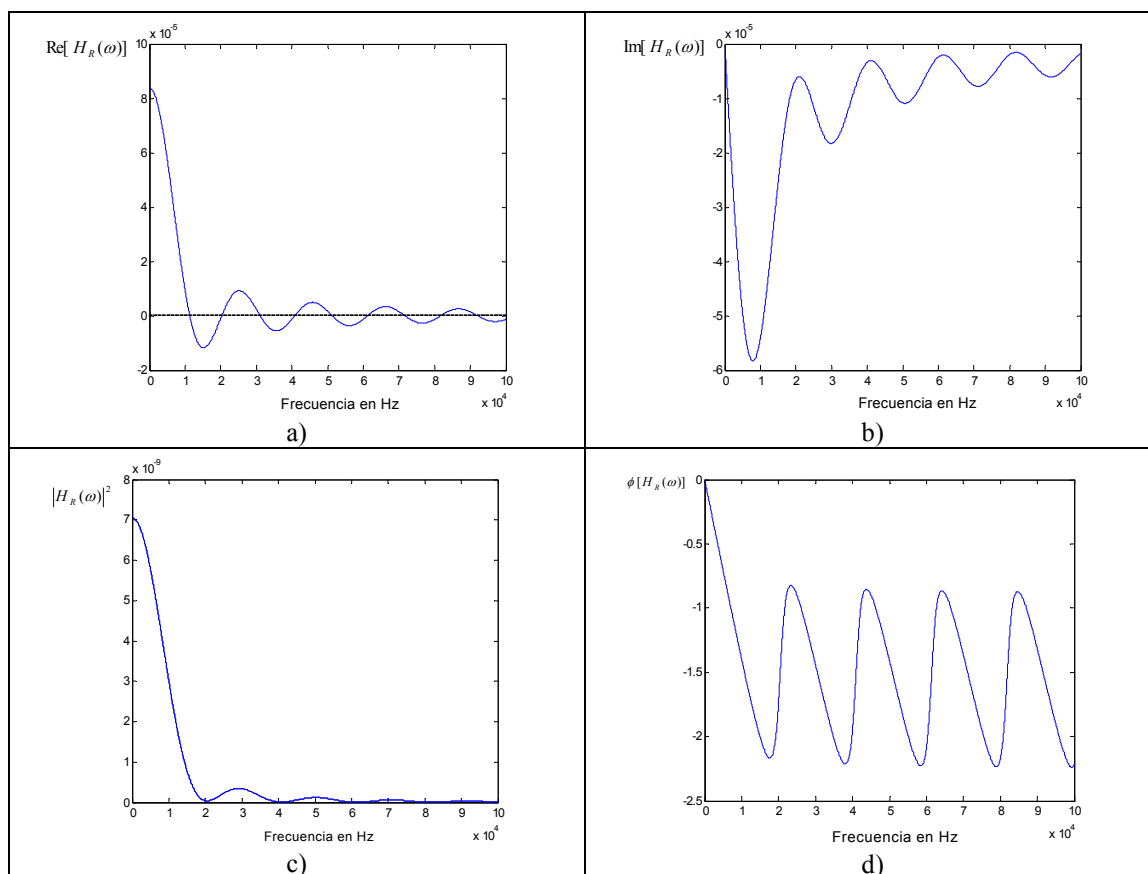


Figura 30. Características espectrales de la función de transferencia del RBS, a) Parte real, b) Parte imaginaria, c) Espectro de potencia, d) Espectro de fase.

V.2 Caracterización del RBS en un sistema de fibra óptica

La caracterización del RBS de un sistema real de fibra óptica consiste en determinar el valor de los parámetros A , B y τ del sistema. Los valores encontrados para cada parámetro son utilizados posteriormente por el algoritmo de procesamiento para restar la contribución del RBS de la función de transferencia del sistema, al momento de realizar la interrogación. Como se mostró en la sección IV.6.2 el hacer esta resta permite localizar la posición de una rejilla de Bragg de baja reflectividad con mayor precisión.

En esta sección se presenta un análisis para identificar la influencia de cada parámetro en el comportamiento espectral del *RBS* descrito en la sección anterior. Se supone que el sistema de procesamiento puede calcular puntos del comportamiento espectral del *RBS* del sistema real. Una vez que se tienen los puntos, el problema es determinar cada parámetro resolviendo las ecuaciones (46-49), dado que estas ecuaciones son del tipo trascendental; no tienen una solución analítica y deben ser resueltas mediante un método numérico o gráfico. El método que se expone en esta sección es del tipo gráfico.

Al final de la sección se describen los pasos del algoritmo de caracterización del *RBS* propuesto.

V.2.1 Determinación de los parámetros de *RBS* del sistema

Se estudiaron varias alternativas para determinar los parámetros y el método que se describe aquí fue el que resultó más sencillo. Se trata básicamente de un método gráfico en el que se analiza la periodicidad de las curvas espectrales y se identifican rasgos característicos como son: frecuencias de modulación, donde ocurren los mínimos y la periodicidad de ocurrencia de los mismos. Posteriormente con esta información se determina cada parámetro.

V.2.1.1 Determinación del parámetro τ

Para determinar el parámetro τ se analizó el espectro de potencia del *RBS* caracterizado por la ecuación (27) el cual tiene un comportamiento periódico que depende de este parámetro.

La ecuación (27) consta de dos factores, el primero varía con el inverso de la frecuencia angular $1/\omega^2$ y es el responsable de que la curva del espectro de potencia (Fig.18c) tenga una forma decreciente a medida que la frecuencia de modulación aumenta. El segundo factor tiene una dependencia cosenoidal con respecto a la frecuencia angular ω y es el responsable del comportamiento oscilatorio del espectro.

La dependencia $1/\omega^2$ del espectro de potencia puede ser suprimida si multiplicamos la ecuación (27) por ω^2 . Esto es posible ya que la frecuencia angular ω es un parámetro conocido y dicha dependencia no proporciona ninguna información adicional sobre los parámetros que queremos determinar. Esta operación da como resultado la siguiente aproximación:

$$\omega^2 |H_R(\omega)| \approx A(e^{-2B\tau} - 2e^{-B\tau} \cos(\tau\omega) + 1) \quad \omega \gg B. \quad (50)$$

La Figura 31 muestra dos gráficas de esta función, obtenidas con dos valores de τ . La curva continua corresponde a $\tau_1=48.89\mu s$, obtenido para una fibra de 5000m de longitud con índice de refracción del núcleo $n_I=1.4669$; la curva punteada corresponde a $\tau_2=97.78\mu s$, obtenido para una fibra de 10000m de longitud. Como se observa en la figura, al incrementar τ la frecuencia de la función cosenoidal se incrementa y la amplitud disminuye.

El aspecto importante a destacar es que la periodicidad de la función depende del parámetro τ . La periodicidad con respecto a la frecuencia de modulación cumple con la relación;

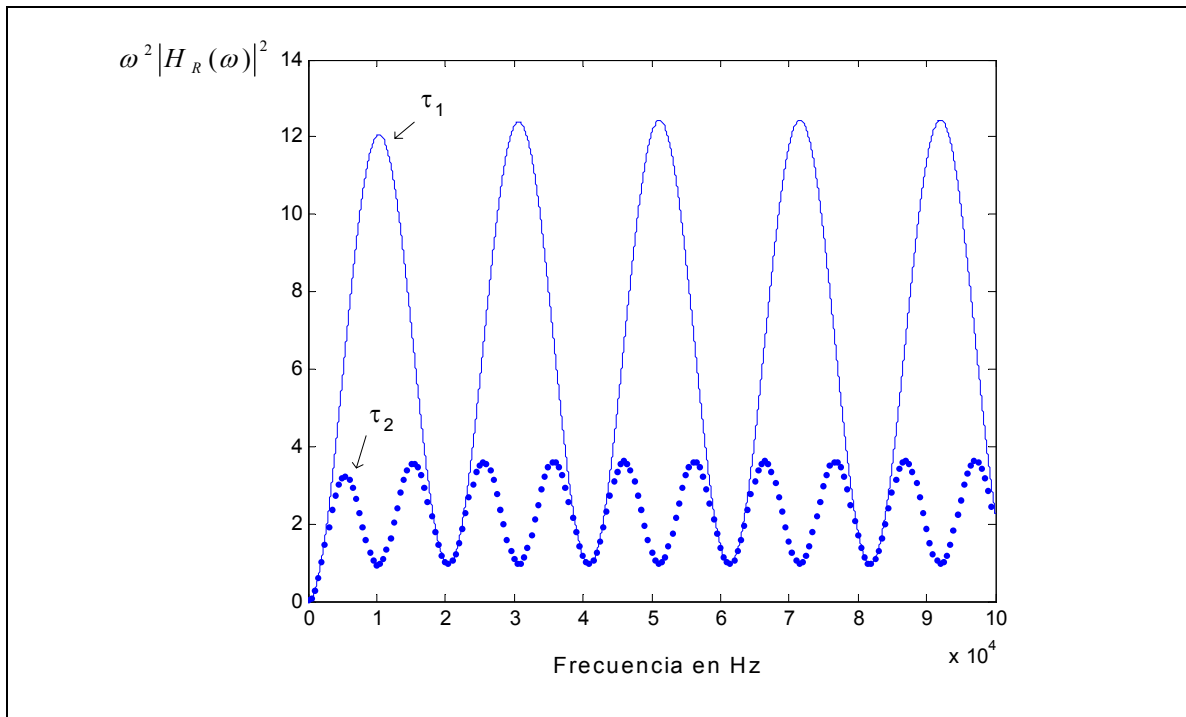


Figura 31. Gráfica que ilustra el resultado de multiplicar el espectro de potencia del *RBS* por ω^2 , para dos valores del parámetro τ .

$$\tau \omega_p = 2n\pi ; \quad (51)$$

donde ω_p es la frecuencia que satisface la igualdad y n es un número entero. En particular, cuando $n=1$ la frecuencia ω_p representa el periodo fundamental de la curva. La frecuencia angular, diferente de cero, a la que ocurre el primer mínimo de la función; la cual denominamos ω_{\min} , coincide con el periodo fundamental. De manera que se satisface la relación:

$$\tau \cong \frac{2\pi}{\omega_{\min}} . \quad (52)$$

Para que la aproximación sea válida, ω_{\min} debe satisfacer la condición impuesta para la ecuación (50). La ecuación (52) es importante ya que relaciona uno de los parámetros que caracterizan al sistema con un evento, la ocurrencia de un mínimo, que se puede detectar haciendo un barrido de frecuencias de modulación.

V.2.1.2 Determinación del parámetro B

Para determinar el parámetro B expresado en la ecuación (41), utilizamos la fase de la función de transferencia del *RBS* descrita en la ecuación (49). Utilizar la fase para determinar este parámetro es conveniente ya que ésta no depende de la amplitud del retroesparcimiento A , por lo que es inmune a cambios en este parámetro. El comportamiento de la fase sólo depende de los parámetros τ y B . El parámetro τ se determina con el método descrito en la sección anterior y la única incógnita en esta expresión es B .

Para ilustrar la dependencia de la fase de la función de transferencia del *RBS* con el parámetro B , en la Figura 32 se muestra la curva de fase obtenida para dos valores de este parámetro. El primer caso se representa con una línea continua, corresponde a $B_1=11.66 \cdot 10^3$, obtenido para una fibra con índice de refracción del núcleo $n_1=1.4669$ y coeficiente de atenuación $\alpha=0.25\text{dB/km}$. El segundo caso se representa con una línea punteada y corresponde a $B_2=9.54 \cdot 10^3$, obtenido para una fibra con mismo índice de refracción del núcleo, pero con coeficiente de atenuación $\alpha=0.20\text{dB/km}$.

Como se observa en la Figura 32, la fase de la función de transferencia tiene un comportamiento oscilatorio con respecto a la frecuencia y se puede ver que las zonas correspondientes a los máximos y mínimos son más sensibles a cambios en el parámetro B .

Debido a que es necesario determinar el valor de la fase en algún punto de la curva para determinar este parámetro, es conveniente escoger algún punto correspondiente al máximo o al mínimo de la función que es donde se tiene una mayor variación. En nuestras simulaciones escogemos un punto correspondiente al primer mínimo de la función.

Cuando se consideran los ruidos electrónicos y de fotodetección, es difícil determinar el punto donde ocurre el mínimo, en este caso es necesario hacer un ajuste parabólico a los puntos cercanos al mínimo para tomar como valor mínimo el mínimo de la parábola.

Una vez determinado el valor de la fase correspondiente al primer mínimo ϕ_{min} y la frecuencia angular $\omega_{\phi_{min}}$ donde ocurre este evento, se procede a resolver la ecuación (49) para el parámetro B .

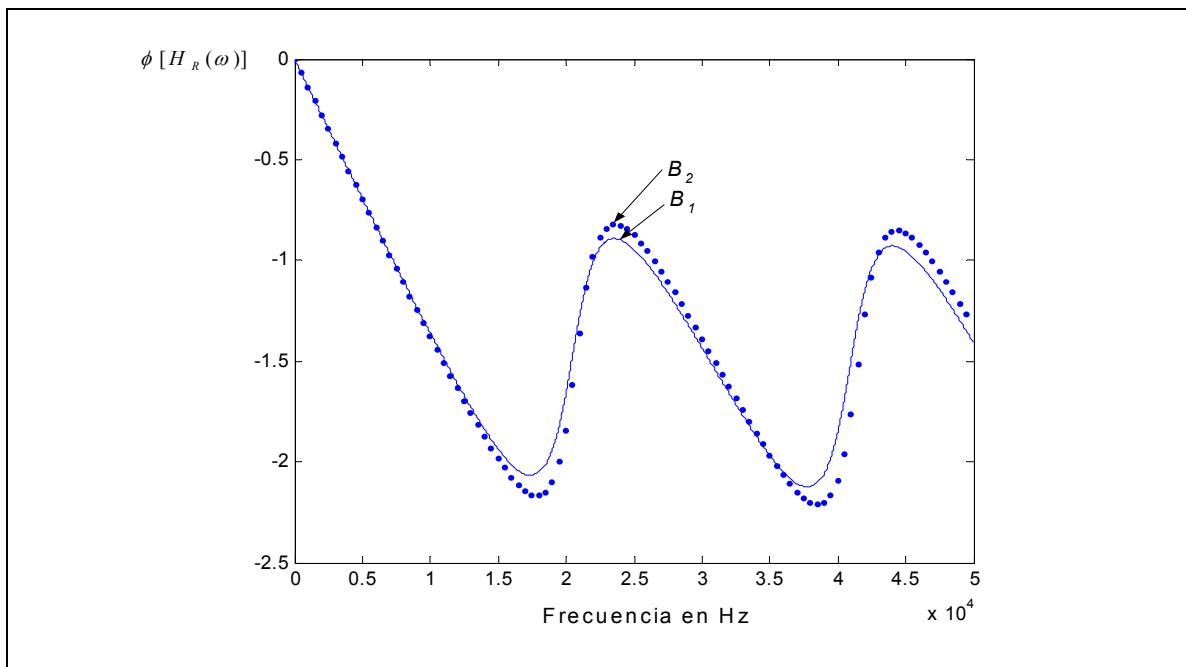


Figura 32. Ilustración del espectro de fase para dos valores del parámetro B .

Esta ecuación no tiene solución analítica por lo que se utiliza el método de Newton-Raphson para resolverla. Este método numérico es ampliamente utilizado para localizar raíces. Aplicando este método a nuestro caso, cada iteración se calcula mediante la siguiente ecuación:

$$B_{i+1} = B_i - \frac{f(B_i)}{f'(B_i)} ; \quad (53)$$

donde la función $f(B)$ es una representación de la ecuación (49) como función del parámetro B . Esta se expresa como:

$$f(B) = \tan(\phi_{\min}) - \frac{B \operatorname{sen}(\tau \omega_{\phi_{\min}}) + \omega_{\phi_{\min}} \cos(\tau \omega_{\phi_{\min}}) - \omega_{\phi_{\min}} e^{\tau B}}{-B \cos(\tau \omega_{\phi_{\min}}) + \omega_{\phi_{\min}} \operatorname{sen}(\tau \omega_{\phi_{\min}}) + B e^{\tau B}} \quad (54)$$

y $f'(B)$ es su derivada con respecto a B .

Para que el método de Newton-Raphson converja rápidamente es necesario partir de un valor aproximado de B . Una ecuación para obtenerlo parte de la ecuación para la fase (49), la cual cuando $\omega \gg B$ se puede aproximar con la relación:

$$\phi[H_R(\omega)] \approx \tan^{-1} \left[\frac{\cos(\tau \omega) - e^{\tau B}}{\operatorname{sen}(\tau \omega)} \right]. \quad (55)$$

La Figura 33 ilustra la comparación entre la ecuación (49) y la aproximación dada por la ecuación (55), obtenida para una fibra de 5km de longitud, con $n_1=1.4669$, coeficiente de atenuación de la fibra $\alpha=0.25\text{dB/km}$, coeficiente de atenuación por retroesparcimiento $\alpha_s=0.15\text{dB/km}$ y factor de recaptura $S \approx 0.0016$. Como se observa en la figura, conforme se incrementa la frecuencia, la aproximación tiende a los valores ideales.

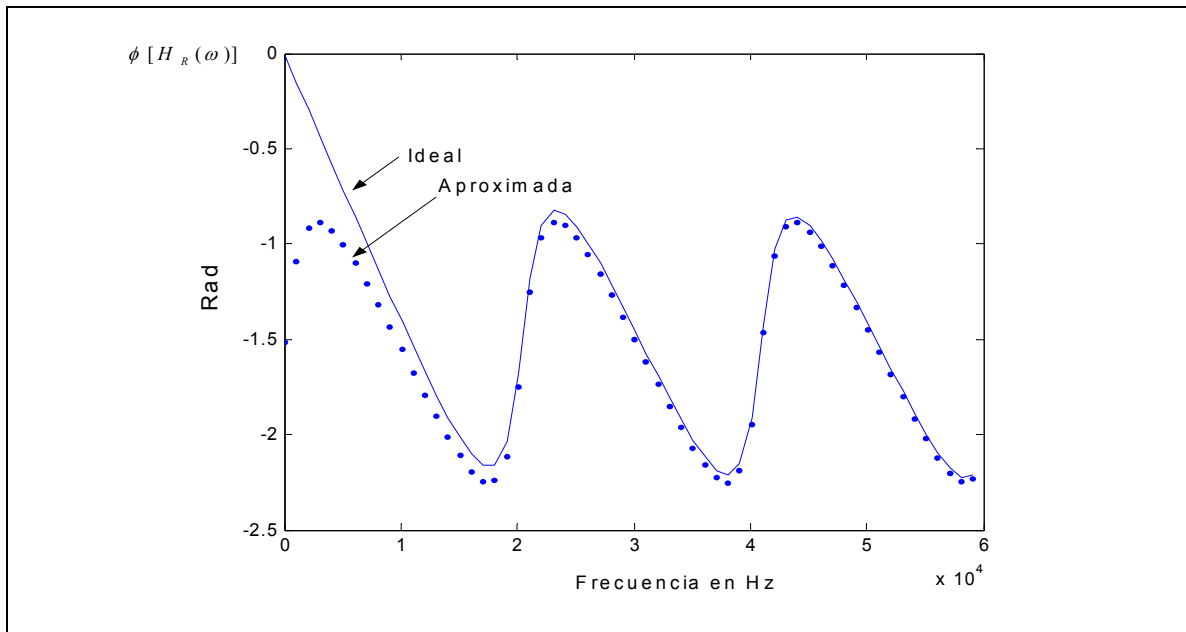


Figura 33. Comparación entre el espectro de fase (Ec. 49) y la aproximación (Ec. 55).

De la ecuación (55) obtenemos la expresión para el valor inicial de B para el método de Newton:

$$B \approx \frac{1}{\tau} \ln \left[\cos(\tau\omega_{\phi_{\min}}) - \tan(\phi_{\min}) \operatorname{sen}(\tau\omega_{\phi_{\min}}) \right]. \quad (56)$$

V.2.1.3 Determinación del parámetro A

Una vez determinados los parámetros τ y B , mediante los procedimientos descritos en las secciones V.2.1 y V.2.2, el parámetro A puede ser determinado utilizando cualquiera de las ecuaciones (46-48), simplemente despejando. Despejamos de la ecuación 50 correspondiente al módulo cuadrado para dar una expresión para este parámetro.

$$A = \left[\frac{|H_R(\omega)|^2 (B^2 + \omega^2)}{e^{-2B\tau} - 2e^{-B\tau} \cos(\tau\omega) + 1} \right]^{1/2}. \quad (57)$$

En este caso es conveniente que se tomen en cuenta varios valores de ω uniformemente distribuidos en un rango de frecuencias. De tal manera que para el cálculo tendremos varios valores de A , uno por cada frecuencia, y al final se calcula el valor medio para el vector A correspondiente.

V.2.2 Algoritmo de caracterización

En esta sección se describe el algoritmo de caracterización que fue elaborado para determinar los parámetros utilizando el método gráfico descrito en la sección anterior. Se entiende por algoritmo a la secuencia de pasos finita que en un orden lógico nos permite obtener un resultado.

El sistema de procesamiento que ejecuta el algoritmo debe tener acceso a las señales de entrada y salida del sistema, también debe ser capaz de controlar la frecuencia de modulación de la señal de interrogación. Esto se puede lograr con un arreglo como el mostrado en la Figura 34.

Como primer paso de la caracterización es necesario hacer un barrido, interrogando al sistema con una señal senoidal de diferentes frecuencias de modulación. Partimos del hecho de que conocemos los parámetros teóricos del sistema a interrogar, así que este barrido de frecuencias está restringido a un rango de frecuencias donde se estima que podemos encontrar la información para determinar los parámetros reales.

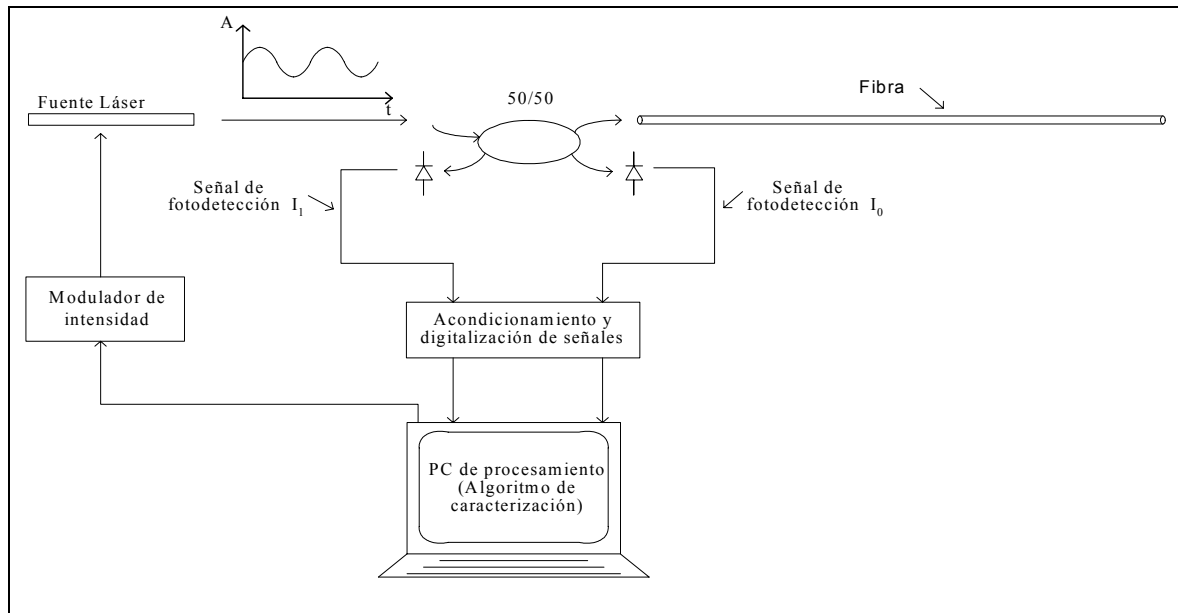


Figura 34. Diagrama de sistema para la caracterización del *RBS*.

Para cada frecuencia de modulación se adquieren dos secuencias de datos durante un tiempo de observación t_{obs} , que es el tiempo durante el cual se muestrean las señales. Una correspondiente a la señal de entrada I_o y otra a la señal de salida I_l del sistema. La frecuencia de muestreo de la etapa de adquisición es mayor al doble de la frecuencia de modulación para satisfacer el teorema de muestreo. Para cada par de secuencias de datos, correspondientes a una frecuencia de modulación, se obtiene su transformada de Fourier TF , y la división de la TF de la secuencia de la señal de salida entre la TF de la secuencia de la señal de entrada nos da el punto de la función de transferencia del sistema correspondiente a esa frecuencia de modulación. De esta manera en este primer paso obtenemos puntos de la función de transferencia del sistema, que en este caso está formado solamente por *RBS*, por lo que corresponden a $H_R(\omega)$. A partir de estos puntos podemos calcular valores de la curva obtenida al multiplicar el cuadrado de la frecuencia angular por

el espectro de potencia $\omega^2 |H_R(\omega)|^2$ descrita por la ecuación (50) y valores de la curva de fase $\phi[H_R(\omega)]$ expresada por la ecuación (49).

El segundo paso consiste en detectar la zona o rango de frecuencias donde se localiza el primer mínimo de las curvas $\phi[H_R(\omega)]$ y $\omega^2 |H_R(\omega)|^2$. Esto se hace sumando un número de puntos consecutivos y observando la tendencia creciente o decreciente del resultado para detectar el primer cambio de pendiente en cada curva. El tomar en cuenta varios puntos permite descartar mínimos relativos introducidos por ruido en el sistema. Posteriormente se hace un segundo barrido en el rango de frecuencias donde se detectó el mínimo de la curva para obtener un número mayor de puntos cercanos a éste. Dado que el barrido de frecuencias es discreto, para determinar el mínimo a partir de los puntos cercanos a éste se hace un ajuste parabólico a los puntos utilizando el método de mínimos cuadrados; se toma como valor mínimo el mínimo de la parábola. De este paso obtenemos los valores del sistema para las frecuencias de ocurrencia de mínimos ω_{min} , $\omega_{\phi_{min}}$ y el valor mínimo de la fase ϕ_{min} .

Como tercer paso, se calcula el parámetro τ utilizando la ecuación (31).

En el cuarto paso se calcula el valor aproximado del parámetro B utilizando la ecuación (56) y posteriormente se calcula el valor más preciso resolviendo la ecuación (49) mediante el método de Newton-Rapson.

Finalmente se calcula el parámetro A utilizando la ecuación (57). El proceso completo se ilustra en la Figura 35.

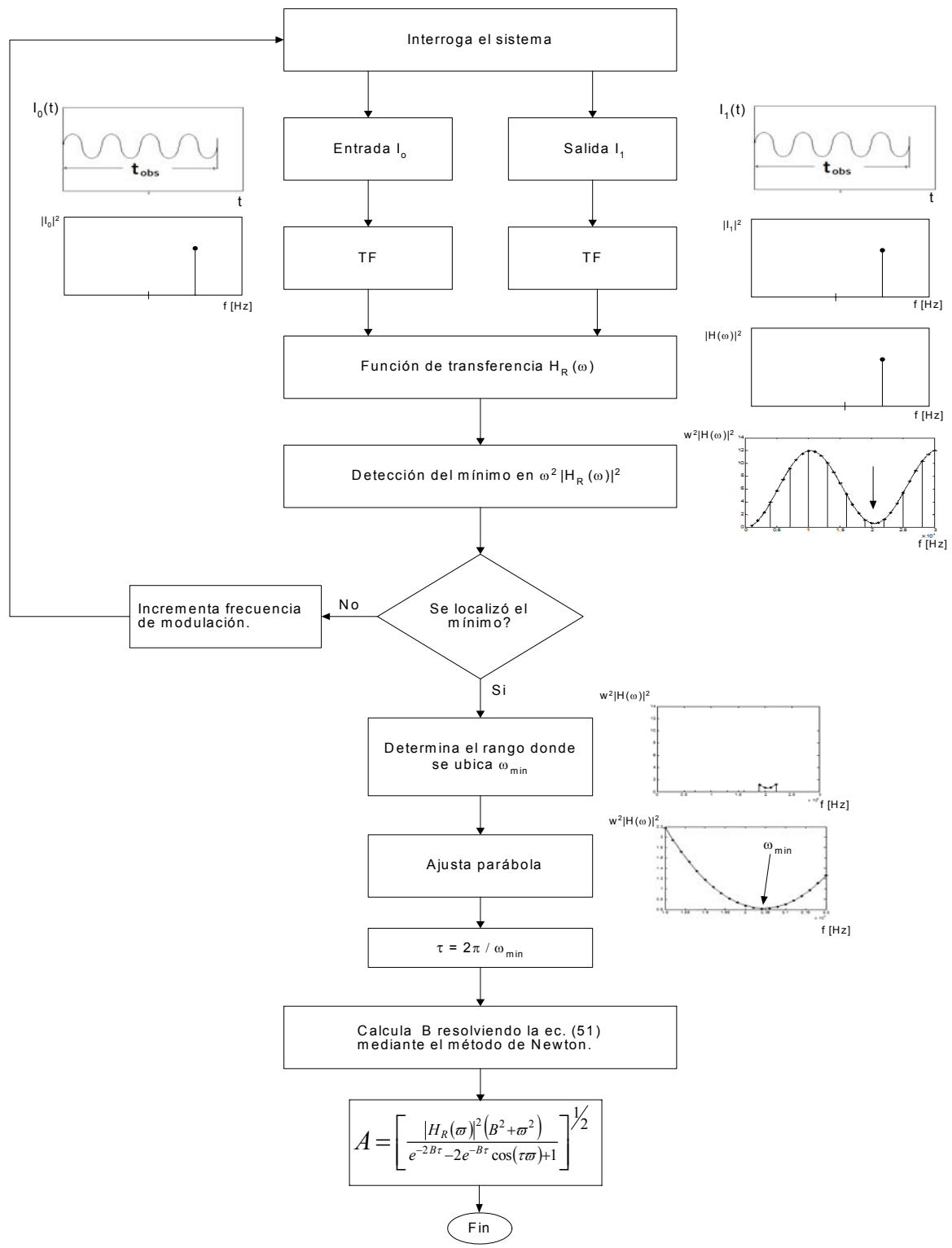


Figura 35. Procedimiento de caracterización del retroesparcimiento de Rayleigh.

V.3 Simulación

En esta sección se presenta una simulación, donde se caracteriza el *RBS* de un sistema cuyos parámetros están dentro del rango de valores que podemos esperar en un sistema real, utilizando el procedimiento de caracterización descrito en la sección anterior. El ruido de fotodetección se simula introduciendo una señal con distribución de probabilidad gaussiana y se evalúa el algoritmo de caracterización en presencia de este tipo de ruido. Una vez que se tienen los datos del modelo de *RBS*, se introduce una rejilla en el sistema y se determina su posición eliminando la contribución del *RBS* de la función de transferencia del sistema. Se muestran también los errores de estimación de parámetros del *RBS* en el proceso de caracterización así como de localización de la rejilla debidos a la presencia de ruido Gaussiano. Se analiza también la dependencia del error de localización de la rejilla en función de la frecuencia de modulación.

V.3.1 Descripción del sistema

El sistema utilizado para la simulación estuvo formado por una fuente de luz láser introducida a una fibra a través de un acoplador; un par de fotodiodos, uno para monitorear la luz reflejada por la fibra y otro para monitorear la señal que se introduce en la fibra. En la fibra se grabó una rejilla de Bragg a una cierta distancia medida a partir de un extremo de la fibra.

Los parámetros para el sistema de simulación fueron los siguientes: longitud de la fibra $L=5km$, índice de grupo $n_1=1.4669$, localización de la rejilla $L_g = 2km$, reflectancia de la rejilla $R_g = 0.02\%$, coeficiente de retroesparcimiento de Rayleigh $R_{RBS} = 2 \times 10^{-4}$,

coeficiente de atenuación de la fibra $\alpha_{dB} = 0.2 \text{ dB/km}$, potencia de la fuente de luz de 1 mW y sensibilidad de los fotodiodos de 0.4 A/W . El sistema y sus parámetros se ilustran en la Figura 36.

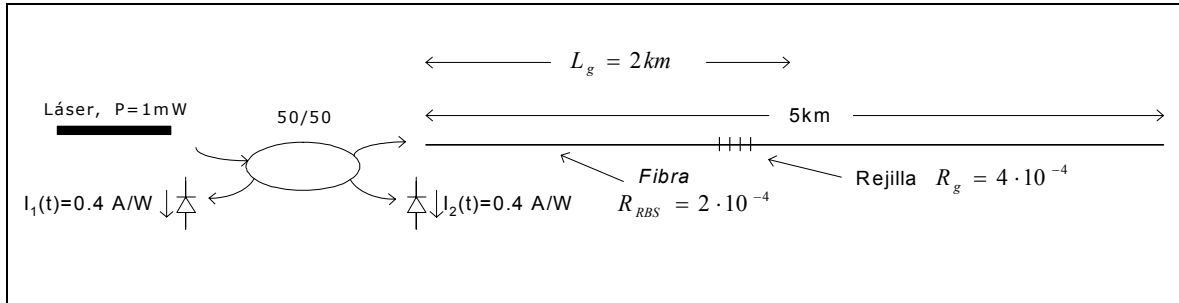


Figura 36. Parámetros del sistema utilizado en la simulación.

V.3.2 Caracterización del RBS

Para los datos del sistema de la Figura 36, los parámetros del modelo de RBS son: $\tau = 48.89 \mu\text{s}$, $B = 9.407 \cdot 10^3 \text{ s}^{-1}$, $A = 2.67 \text{ s}^{-1}$. Cuando consideramos las fuentes de ruido electrónicas y de fotodetección en el sistema, se introducen errores en el procedimiento de caracterización que se reflejan en un cálculo impreciso de los parámetros del sistema. Estos errores de cálculo se deben a la dificultad para localizar, de manera precisa, la ocurrencia del mínimo en las curvas $\omega^2 |H_R(\omega)|^2$ y $\phi[H_R(\omega)]$, utilizados para el cálculo de τ y B , respectivamente.

La magnitud del error introducido es función de la razón señal a ruido SNR en el plano complejo (Ec. 35). Como se mostró en la sección IV.6.2.1 ésta puede ser incrementada aumentando el tiempo de observación, los resultados obtenidos en esta

simulación se presentan en función de la razón señal a ruido en el dominio del tiempo y se establece un tiempo de observación constante.

La frecuencia de modulación máxima utilizada en el proceso de caracterización del sistema fue $f_{m_{\max}} = 30\text{KHz}$; los mínimos de las curvas de fase $\phi[H_R(\omega)]$ y de $\omega^2|H_R(\omega)|^2$ ocurren por debajo de esta frecuencia. Una manera de seleccionar esta frecuencia es utilizando la relación: $f_{m_{\max}} > \frac{v}{2L}$. La frecuencia de muestreo utilizada fue $F_s = 500\text{kHz}$, que cumple con la condición impuesta por el teorema del muestreo $F_s > 2f_{m_{\max}}$. El tiempo de observación fijado fue de 2.047ms , que permite obtener secuencias discretas de 1024 valores en cada observación.

La Figura 37 muestra como el algoritmo localizó los mínimos de las curvas de fase $\phi[H_R(\omega)]$ y de $\omega^2|H_R(\omega)|^2$ mediante un ajuste parabólico, aplicando el método de mínimos cuadrados a los datos cercanos a los mínimos.

Debido a que la curva de fase no es simétrica con respecto al punto mínimo, el ajuste parabólico dio mejores resultados escogiendo puntos localizados hacia el lado derecho del mínimo (ver fig. 37b). En el caso de la curva correspondiente a $\omega^2|H_R(\omega)|^2$ no se tiene este problema y se pueden escoger puntos localizados hacia ambos lados del mínimo para hacer el ajuste.

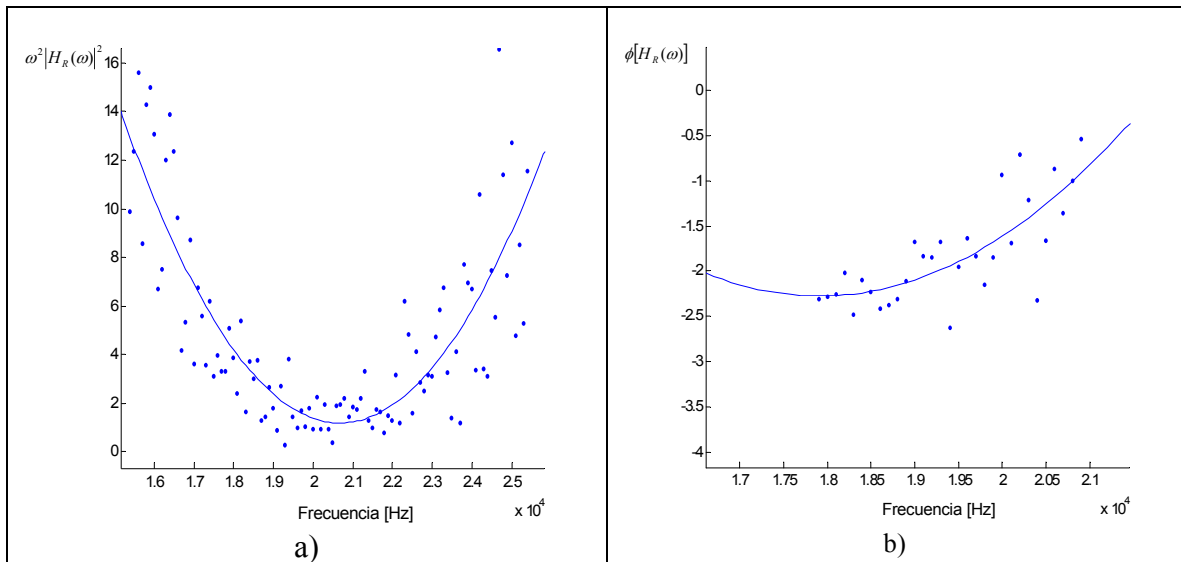


Figura 37. Localización de mínimos en las curvas a) $\omega^2 |H_R(\omega)|^2$ y b) $\phi[H_R(\omega)]$, realizando un ajuste parabólico.

Una vez localizado los puntos mínimos se calcularon los parámetros τ , A y B del RBS . La Figura 38 muestra el error porcentual obtenido en el cálculo de cada parámetro como función de la razón señal a ruido SNR en el dominio del tiempo. Para todas las gráficas se utilizó una frecuencia de modulación de $f_m = 17kHz$.

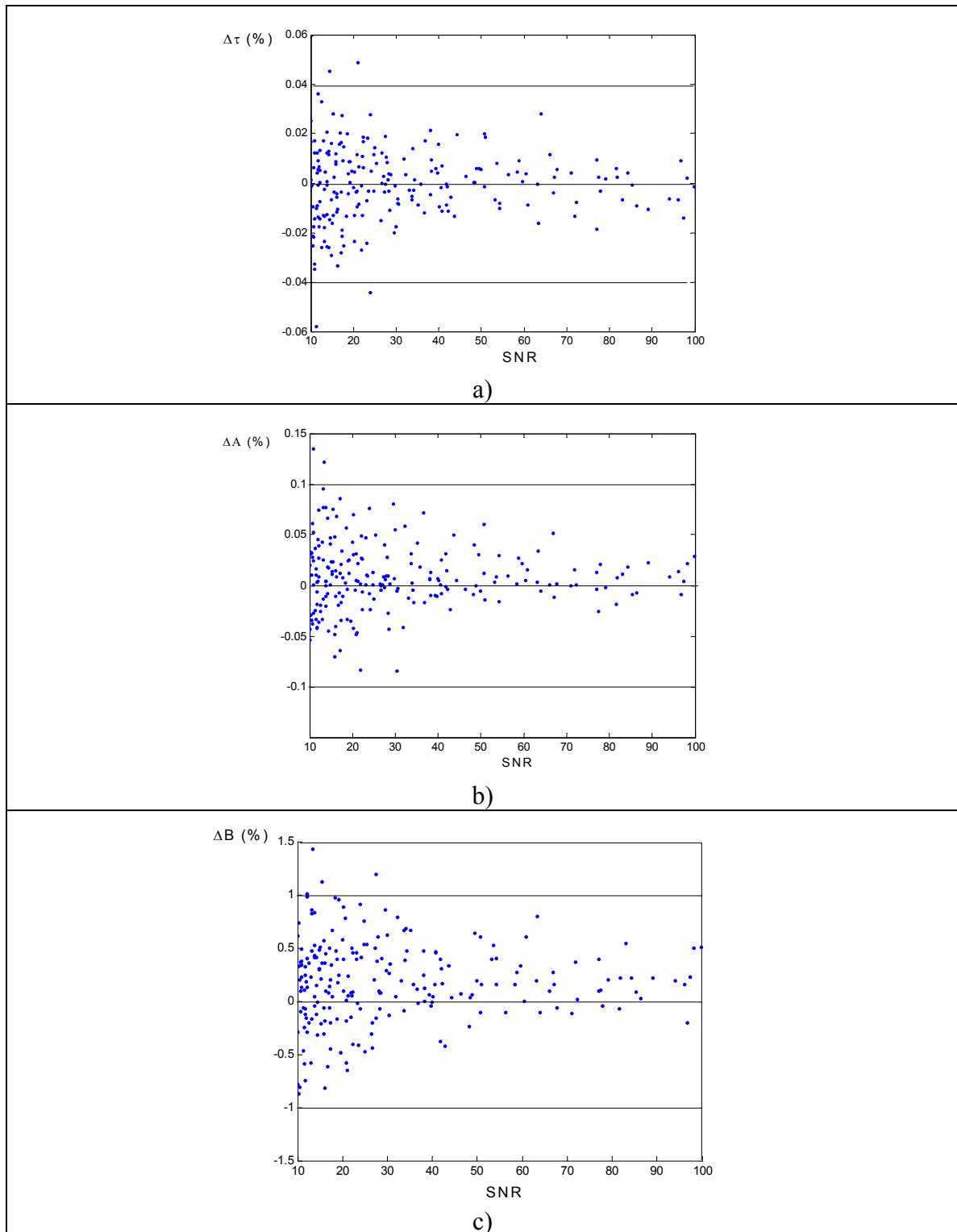


Figura 38. Error en la estimación de los parámetros de RBS en función de la razón señal a ruido.

V.3.3 Localización de una rejilla

V.3.3.1 Error de localización en función de la razón señal a ruido

Una vez realizada la caracterización se obtuvo un modelo de la función de transferencia del *RBS* a la que denominamos $H_{R_M}(\omega)$. Se procedió a introducir una rejilla a una distancia de $2km$ en el sistema de simulación y se interrogó al sistema utilizando una frecuencia de modulación de $f_m=17kHz$. Se obtuvo la función de transferencia del sistema, la cual estuvo compuesta por la suma de tres funciones de transferencia: la correspondiente a la rejilla, la del retroesparcimiento y la correspondiente al ruido Gaussiano. Esta suma se representa por:

$$H(\omega_m) = H_g(\omega_m) + H_R(\omega_m) + H_n(\omega_m); \quad (58)$$

donde $\omega_m=2\pi f_m$.

Posteriormente se restó la función de transferencia del modelo de retroesparcimiento de la función de transferencia del sistema para eliminar su contribución:

$$H_g(\omega_m) + H_R(\omega_m) + H_n(\omega_m) - H_{R_M}(\omega_m) = H_g(\omega_m) + H_n(\omega_m). \quad (59)$$

El resultado es la función de transferencia correspondiente a la rejilla afectada con el ruido Gaussiano. La posición de la rejilla se determinó a partir de la fase de ésta función de transferencia utilizando la ecuación (27).

El error en la localización de la rejilla tiene dos fuentes, una es el error en la estimación de los parámetros del modelo de retroesparcimiento al momento de la caracterización. Lo que hace que la resta de la función de transferencia del modelo,

expresada en la ecuación (59), no elimine por completo las componentes complejas de la función de transferencia de retroesparcimiento obtenida del sistema $H_R(\omega_m)$. La segunda fuente de error es el ruido Gaussiano el cual está siempre presente.

La Figura 39 muestra los resultados obtenidos para el error de localización de la rejilla como función de la razón señal a ruido en el dominio del tiempo. Como se puede ver en este caso, para obtener un error de localización menor a un metro se necesita una razón señal a ruido mayor a 30. Es importante mencionar que los errores de localización en este caso pueden reducirse incrementando el tiempo de observación.

La Figura 40 muestra una gráfica que muestra los resultados del error de localización obtenida sin realizar la caracterización del RBS y sin hacer la resta en la función de transferencia del sistema (Ec. 59). Nótese que el error de localización es mayor a $10m$ en este caso.

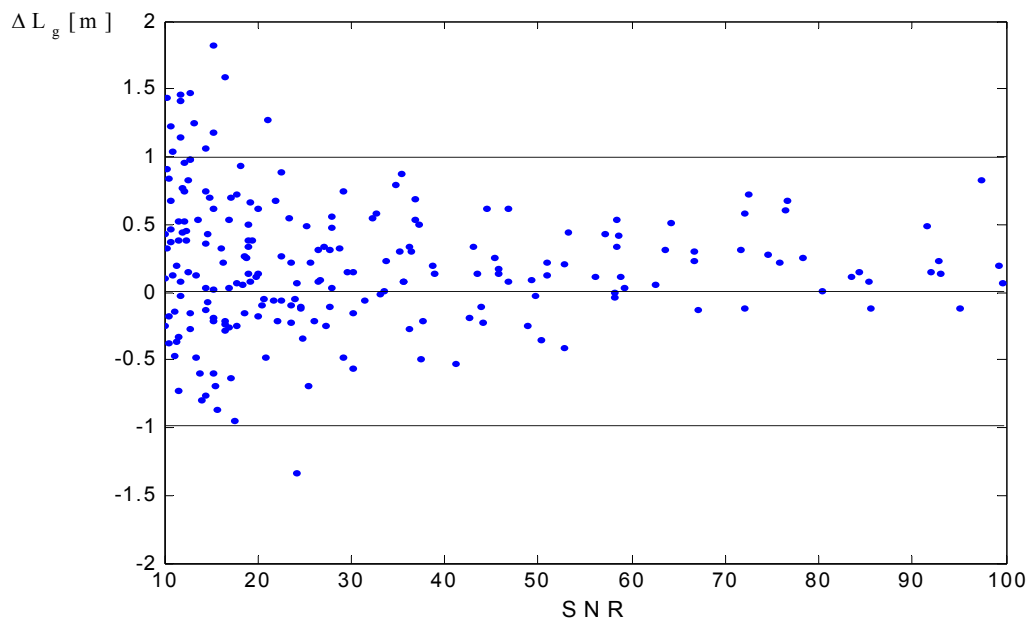


Figura 39. Error de localización como función de la razón señal a ruido.

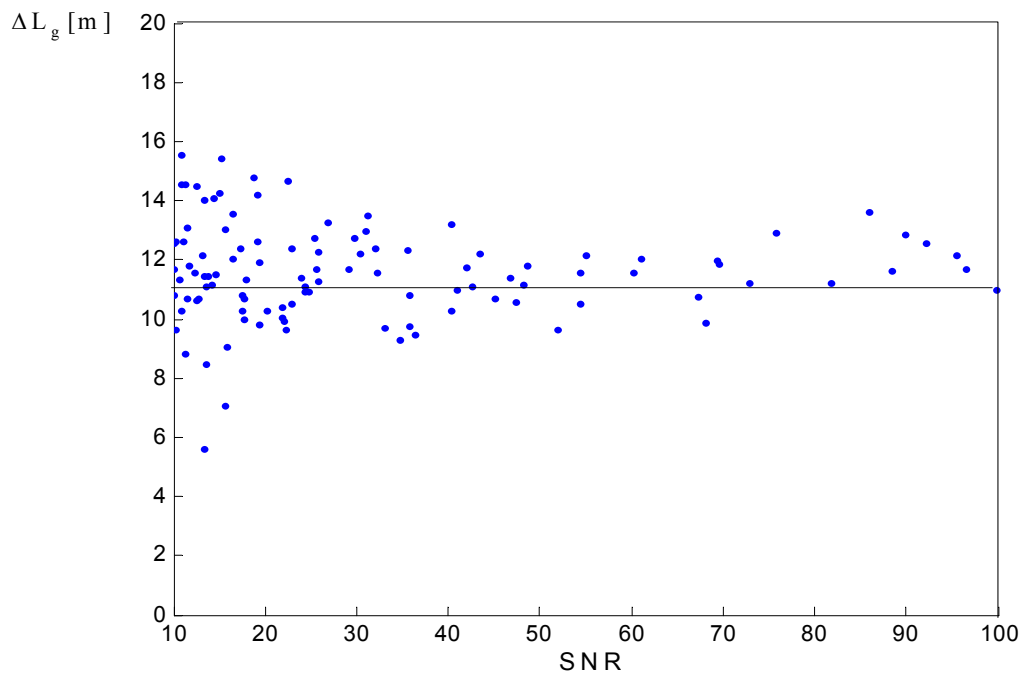


Figura 40. Error de localización como función de la razón señal a ruido, obtenido sin eliminar la componente de RBS en la señal.

V.3.3.2 Error de localización en función de la frecuencia de modulación

Un aspecto importante es la dependencia de la función de transferencia del retroesparcimiento de Rayleigh con respecto a la frecuencia de modulación, tanto la parte real como la parte imaginaria (fig. 30 a y b) tienen una tasa de cambio muy rápida para bajas frecuencias. Como se mencionó antes, si existe error en la estimación de los parámetros durante la caracterización, la resta de la función de transferencia del modelo de *RBS* no elimina por completo las componentes complejas del retroesparcimiento obtenido del sistema, generando un error en la localización de la rejilla. Para un error dado en la estimación de los parámetros se tiene que el resultado de la resta, y el error en la localización, dependen de la frecuencia. En general, el error en localización es mayor para frecuencias bajas, que es donde las funciones cambian más rápido. La Figura 41 muestra el resultado de una simulación donde se muestra el error de localización como función de la frecuencia de modulación. Dicha figura muestra que el error es mayor para frecuencias menores al primer mínimo del espectro de potencia. Este resultado se puede utilizar como un criterio de selección de frecuencias de modulación para este método de procesamiento.

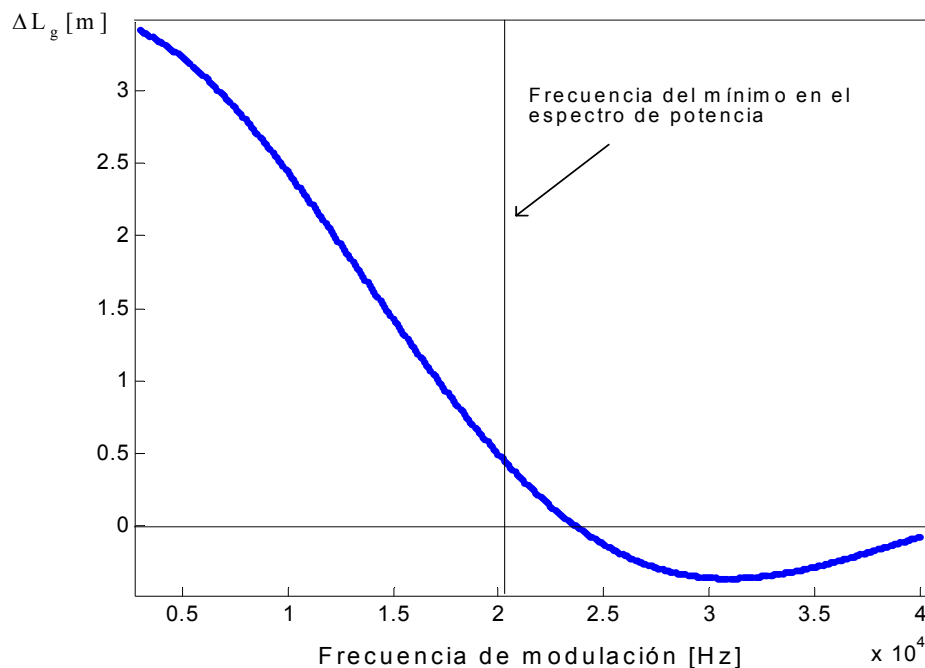


Figura 41. Error de localización en función de la frecuencia de modulación, obtenido cuando existe un error en el cálculo de los parámetros del *RBS*.

V.4 Ventajas y desventajas de la caracterización mediante el modelo de retroesparcimiento de Rayleigh

En este capítulo analizamos un algoritmo de caracterización como etapa previa a la detección y localización de una rejilla de Bragg dentro de una fibra óptica. La caracterización del retroesparcimiento de Rayleigh se hizo mediante la determinación de los parámetros de un modelo matemático. La ventaja que esta caracterización ofrece es la posibilidad de minimizar las componentes introducidas por el retroesparcimiento de Rayleigh en la función de transferencia del sistema. Esto nos permite definir de manera

confiable zonas de detección en el plano complejo (Ver sección IV.5), para diferentes rejillas, acotadas sólo por la magnitud del ruido Gaussiano. Con esta técnica es posible utilizar sólo una frecuencia de modulación para interrogar el sistema y la única condición establecida para esa frecuencia es que se encuentre por encima del primer lóbulo de la curva del espectro de potencia.

La caracterización puede realizarse al mismo tiempo que se monitorea al sistema alternando los procesos de monitoreo y caracterización y una vez que se tienen los nuevos parámetros del sistema, éstos son actualizados.

La desventaja de esta técnica es que la caracterización es un proceso que demanda recursos del sistema de procesamiento en cuanto a tiempo de cómputo ya que se requiere tomar un número considerable de puntos y los ajustes parabólicos realizados con el método de mínimos cuadrados y el método de Newton aplicados en el algoritmo de caracterización son procesos iterativos, ineficientes al ser implementados en sistemas portátiles con procesadores de baja velocidad.

VI DETECCION Y LOCALIZACION DE UNA REJILLA APLICANDO UNA TECNICA DE CARACTERIZACION BASADA EN FILTRAJE DE BAJA FRECUENCIA

Introducción

En este capítulo se describe un método de procesamiento para interrogar a un sistema de detección formado por una fibra y una rejilla de Bragg como elemento sensor. En esta técnica la caracterización del sistema físico se hace de manera dinámica y no se requiere de la implementación de un modelo matemático. Esto hace que el sistema sea más eficiente ya que no existe un procedimiento de caracterización que demande recursos del sistema de procesamiento como en el método mostrado en el capítulo anterior.

La técnica de interrogación utilizada es similar a la descrita en el capítulo IV, la cual consiste en introducir una señal de luz en la fibra modulada en intensidad y detectar la reflexión. El método de procesamiento analiza la señal reflejada para obtener información sobre el sistema y determinar si existe una rejilla así como su ubicación.

En condiciones normales, cuando no existe condición de alarma, la luz reflejada por el sistema es producto del retroesparcimiento de Rayleigh en la fibra y de reflexiones de Fresnel que están siempre presentes. La señal generada por estas reflexiones tiene como característica que cambia muy lentamente con el tiempo ya que éstas dependen de la temperatura. Cuando existe una condición de alarma, la cual aparece de manera espontánea, la luz reflejada también contiene una componente introducida por la rejilla presente en el sistema. Cuando se utilizan rejillas de baja reflectividad $\sim 0.05\%$ la señal reflejada por la rejilla es pequeña y el método de procesamiento debe ser capaz de distinguir entre ésta y la señal reflejada por la fibra. Además, si se consideran los ruidos

electrónicos y de fotodetección, los cuales tienen una densidad de probabilidad Gaussiana, la señal a procesar presenta cambios que se deben discriminar para evitar falsas alarmas.

El método descrito aquí utiliza varias frecuencias de modulación de manera simultánea, para obtener varios puntos de la función de transferencia del sistema. Dichos puntos presentan una distribución en el plano complejo que depende de las reflexiones del sistema y de la señal introducida por el ruido Gaussiano. El método tiene la capacidad de separar o filtrar la amplitud compleja de las señales correspondientes a eventos que exhiben cambios lentos con respecto al tiempo, de muy baja frecuencia, como lo son: la señal relacionada con las reflexiones por retroesparcimiento de Rayleigh, reflexiones de Fresnel y variaciones en los dispositivos de acoplamiento óptico. Además, separa o filtra la amplitud compleja de las señales que presentan cambios rápidos, como son: la señal relacionada con la reflexión generada por una rejilla de Bragg que se hace presente en un tiempo determinado y la señal introducida por los ruidos electrónicos y de fotodetección. En este método se analiza la respuesta correspondiente a los cambios rápidos para detectar la aparición de una rejilla de Bragg en el sistema, así como determinar su ubicación. La base de este método es pues la caracterización del sistema mediante un filtraje de baja frecuencia.

En las secciones siguientes se da una descripción de la implementación de este método y se ilustran los algoritmos de detección y localización de rejillas. También se establecen algunos criterios de selección de frecuencias de modulación óptimas para minimizar errores en la detección. Al final se muestran los resultados obtenidos por simulación de esta técnica de procesamiento y se incluye una sección de análisis de resultados experimentales.

VI.1 Descripción del sistema y método de filtrado de baja frecuencia

Para describir el sistema para interrogación y el algoritmo de procesamiento nos apoyamos en el diagrama mostrado en la Figura 42. El sistema para interrogar es el mismo que hemos analizado en los capítulos anteriores, el cual consta de una rejilla de Bragg grabada a una distancia L_g en una fibra óptica de longitud L . Como fuente de luz se utiliza un láser que se acopla a la fibra óptica mediante un acoplador 50/50. La intensidad de la fuente láser se modula con una señal compuesta de varias frecuencias ($\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n$). Más adelante veremos el criterio para seleccionar el número de frecuencias necesarios para detectar cuando hay una rejilla en el sistema; el rango de las frecuencias es del orden de decenas de KHz. Trabajar en este rango de frecuencias permite hacer la digitalización utilizando convertidores comerciales de bajo costo.

La señal reflejada por la fibra y la rejilla es captada por un fotodiodo en cuyo circuito se genera una señal $I_1(t)$, una porción de la potencia que sale de la fuente láser se acopla a un segundo fotodiodo generándose una señal $I_0(t)$, que es utilizada como retroalimentación. Ambas señales $I_1(t)$ e $I_0(t)$ son digitalizadas; en esta etapa se cumple con el teorema del muestreo [Proakis, 1998] fijando una frecuencia de muestreo mayor al doble de la frecuencia de modulación más grande ($\omega_s > 2\omega_n$). Posteriormente se obtienen los espectros de frecuencia de cada señal, $I_1(\omega)$ e $I_0(\omega)$, vía la transformada discreta de Fourier DFT. Estos están formados por una componente espectral compleja para cada frecuencia de modulación utilizada en la señal de interrogación. Cada componente espectral de la señal de retroalimentación $I_0(\omega)$ y de la señal del sistema $I_1(\omega)$ se filtra

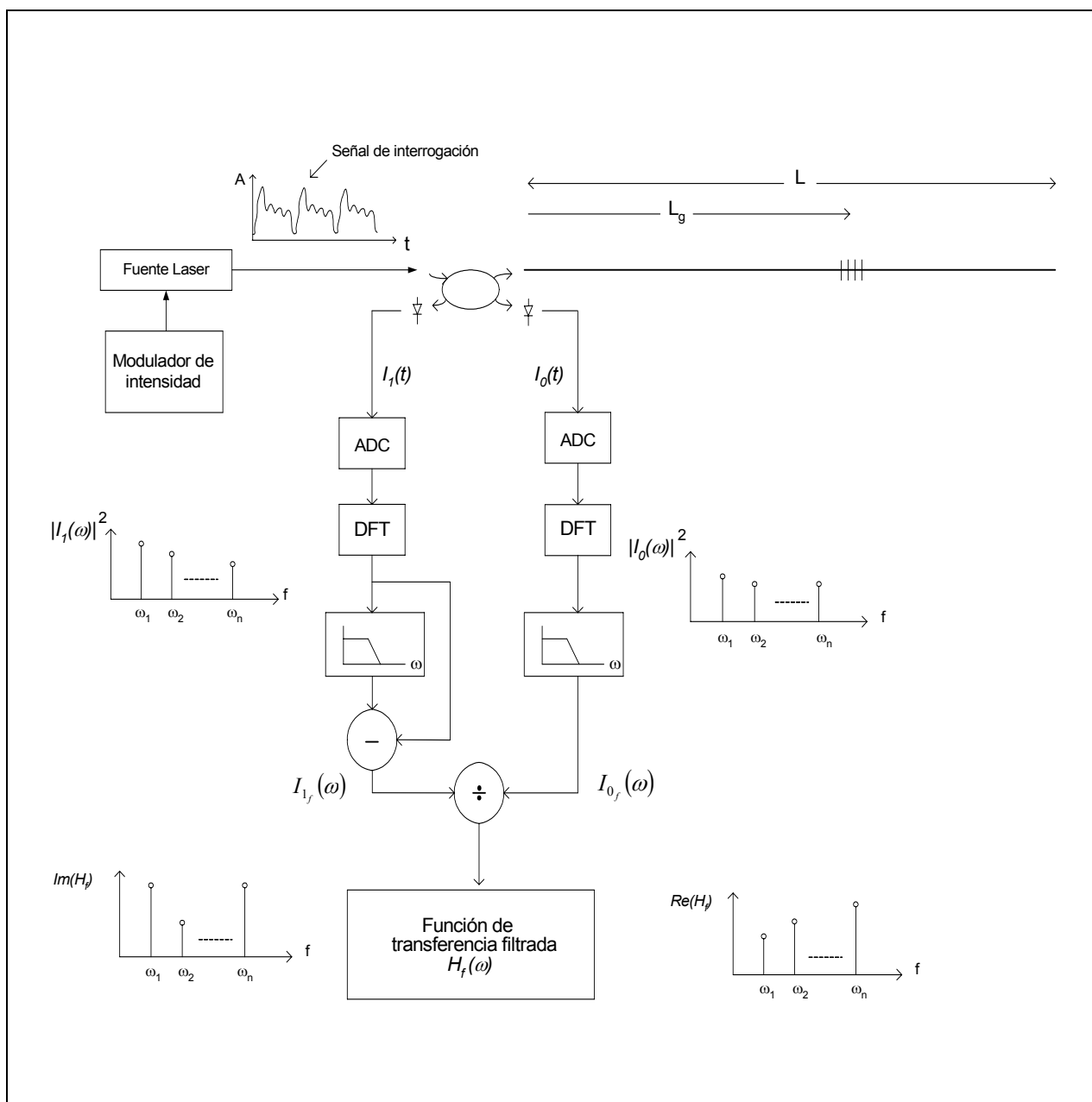


Figura 42. Diagrama que ilustra el sistema y método de procesamiento.

utilizando un filtro pasa bajas cuya frecuencia de corte es muy baja dentro del rango de $0.001 - 0.01 \text{ Hz}$. El nivel de señal a la salida de cada filtro depende de las señales del sistema que cambian lentamente con el tiempo como son: nivel de reflexiones de Fresnel,

niveles de retroesparcimeinto de Rayleigh RBS y coeficiente de acoplamiento del acoplador. La señal del sistema $I_I(\omega)$ es sustraída de la señal que ha pasado por el filtro obteniéndose a la salida del diferenciador las componentes de la señal del sistema que cambian con el tiempo de forma rápida como son: el nivel de ruido de fotodetección y el nivel de señal correspondiente a la rejilla (cuando está presente).

La función de transferencia es calculada a partir de las señales filtradas del sistema $I_{1_f}(\omega)$ y de retroalimentación $I_{0_f}(\omega)$, la cual denominamos función de transferencia filtrada $H_f(\omega)$, esta contiene información sobre los cambios rápidos en el sistema.

La fase de $H_f(\omega)$ es analizada continuamente para determinar si corresponde a una señal de sólo ruido Gaussiano o si existe señal reflejada por la rejilla. También proporciona información sobre la ubicación de la rejilla una vez que se ha detectado.

VI.2 Sensibilidad de la función de transferencia filtrada debido a cambios en el sistema

En esta sección se analiza el comportamiento de la función de transferencia filtrada $H_f(\omega)$ que corresponde a los cambios rápidos en el sistema, obtenida con el método descrito en la sección anterior, que consiste en determinar lo que sucede con la fase de ésta cuando hay cambios en las diferentes variables del sistema. El objetivo es identificar las diferencias entre un evento que corresponde a la aparición de una rejilla en el sistema y otros eventos originados por cambios en alguna otra variable del sistema como pueden ser: cambios en el coeficiente de acoplamiento, cambios en el RBS , cambios introducidos por la aparición de una rejilla y el efecto del ruido Gaussiano. A fin de elaborar un algoritmo de

detección de la rejilla que sea confiable y que responda sólo al evento asociado con la aparición de la rejilla. En este análisis no se consideran las reflexiones de Fresnel.

El sistema para interrogación formado por la fibra, la rejilla y el acoplador, (ver fig. 40) se representa mediante el diagrama a bloques mostrado en la Figura 43, donde se incluyen las variables bajo consideración y se esquematiza cada componente del sistema mediante su función de transferencia. $H_g(\omega)$ y $H_R(\omega)$ representan las funciones de transferencia de la rejilla descrita por la ecuación (26) y la función de transferencia del retroesparcimiento de Rayleigh descrita en la ecuación (45), respectivamente; C representa el coeficiente de acoplamiento del acoplador.

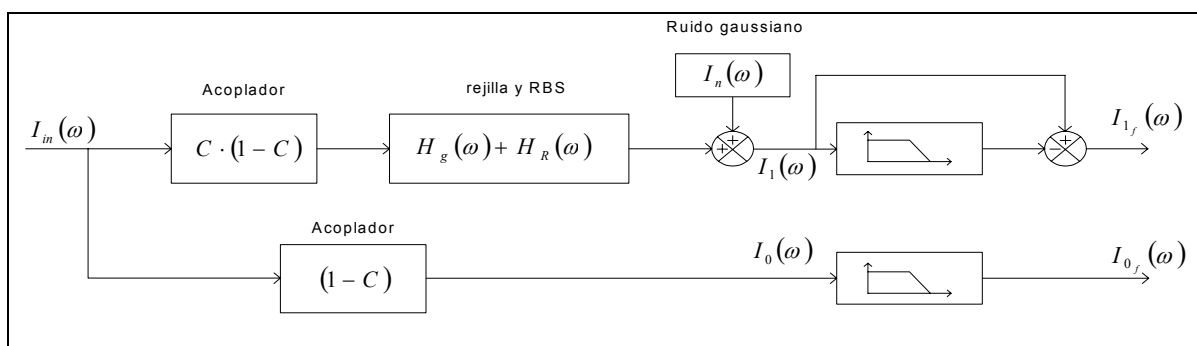


Figura 43. Diagrama a bloques del sistema para interrogación.

La entrada a este sistema es la señal de interrogación representada por $I_{in}(\omega)$ de la cual se derivan dos señales $I_{1_f}(\omega)$ e $I_{0_f}(\omega)$. La primera es la señal filtrada que resulta de las reflexiones del sistema, generadas por la rejilla, el retroesparcimiento de Rayleigh y del doble paso por el acoplador; la segunda es la señal de retroalimentación la cual pasa sólo una vez por el acoplador. El ruido electrónico y de fotodetección es representado como una

señal aleatoria en el dominio de la frecuencia representada por $I_n(\omega)$ con densidad de probabilidad Gaussiana la cual se adhiere a la salida del sistema.

Las expresiones para las señales del sistema y de retroalimentación, antes de ser filtradas están dadas por:

$$I_1(\omega) = I_{in}(\omega) \cdot C \cdot (1 - C) \cdot [H_g(\omega) + H_R(\omega)] + I_n(\omega), \quad (60)$$

$$I_0(\omega) = I_{in}(\omega) \cdot (1 - C). \quad (61)$$

La función de transferencia del sistema representado en la Figura 43 se obtiene de la división de la señal filtrada reflejada por el sistema entre la señal filtrada de retroalimentación:

$$H_f(\omega) = I_{1_f}(\omega) / I_{0_f}(\omega). \quad (62)$$

La sensibilidad de esta función de transferencia a cambios en las variables del sistema (C , $H_g(\omega)$, $H_R(\omega)$) es analizada en las siguientes secciones partiendo de las diferentes formas que toman las ecuaciones (60) y (61) para cada caso.

VI.2.1 Sensibilidad al ruido Gaussiano

Para analizar cual es la influencia del ruido Gaussiano en la fase de $H_f(\omega)$ consideramos que el sistema se encuentra en un estado estable, que se alcanza cuando ha transcurrido el tiempo suficiente para que a la salida de cada filtro tengamos un valor constante. En ausencia de rejilla, $H_g(\omega)=0$, la salida del filtro que actúa sobre la señal del sistema tiene un nivel correspondiente al retroesparcimiento de Rayleigh el cual es casi constante. Si no existe un cambio en el coeficiente de acoplamiento, la salida del filtro de

la señal de retroalimentación tiene el mismo valor que la entrada. Esta situación se ilustra en la Figura 44.

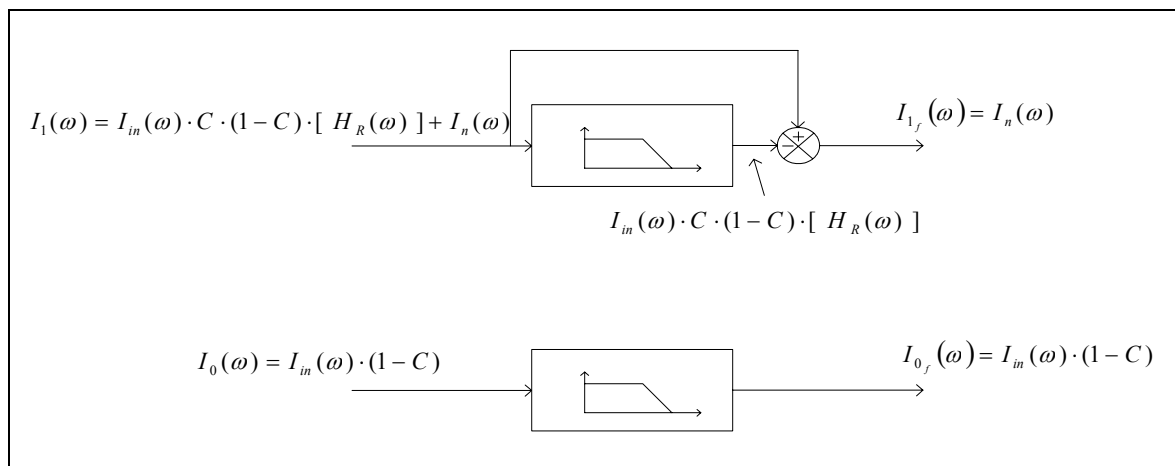


Figura 44. Representación de los niveles de señal a la salida de los filtros en el estado estacionario.

La función de transferencia del sistema en este caso toma la siguiente forma:

$$H_f(\omega) = I_n(\omega) / [I_{in}(\omega) \cdot (1-C)], \quad (63)$$

debido al comportamiento aleatorio de $I_n(\omega)$, que representa al ruido Gaussiano. Las componentes real e imaginaria de la función de transferencia del sistema denominadas $Re[H_f(\omega)]$ e $Im[H_f(\omega)]$ tienen un comportamiento aleatorio por lo que la fase de $H_f(\omega)$ es aleatoria y sus propiedades estadísticas corresponden a las propiedades de suma de fasores aleatorios en el plano complejo. La función de densidad de probabilidad para la fase se expresa de acuerdo a [Goodman, 1985]:

$$P[\phi(H_f)] = \begin{cases} \frac{1}{2\pi} & -\pi < \phi(H_f) \leq \pi \\ 0 & \text{otro lado} \end{cases} . \quad (64)$$

En este caso la fase de $H_f(\omega)$ tiene valores uniformemente distribuidos dentro del intervalo $(-\pi, \pi)$.

VI.2.1 Sensibilidad a variaciones en el coeficiente de acoplamiento

Consideramos ahora un cambio en el coeficiente de acoplamiento representado por ΔC , éste puede ocurrir debido a cambios de temperatura ambiental. Suponemos que el sistema se encuentra en estado estacionario y que no existe una rejilla presente. En estas condiciones adherimos un término ΔC al coeficiente de acoplamiento en las ecuaciones (60) y (61):

$$I_1(\omega) = I_{in}(\omega) \cdot (C + \Delta C) \cdot (1 - C + \Delta C) \cdot [H_R(\omega)] + I_n(\omega), \quad (65)$$

$$I_0(\omega) = I_{in}(\omega) \cdot (1 - C + \Delta C). \quad (66)$$

Debido a que los filtros tienen una respuesta lenta, a la salida de cada uno se mantiene el nivel de señal que tenían en el estado estacionario (Figura 44), anterior al cambio en el coeficiente de acoplamiento. La Figura 45 ilustra esta situación.

En este caso la función de transferencia toma la siguiente forma:

$$H_f(\omega) = [(\Delta C + \Delta C^2) / (1 - C)] \cdot H_R(\omega) + H_n(\omega); \quad (67)$$

donde $H_n(\omega) = I_n(\omega) / I_{0_f}(\omega)$ representa la función de transferencia de ruido Gaussiano.

Si consideramos un ΔC constante, la función de transferencia $H_f(\omega)$ sigue la forma de la función de transferencia del retroesparcimiento de Rayleigh afectada con ruido Gaussiano.

De especial interés es el comportamiento de la fase de $H_f(\omega)$ la cual sigue la forma de la fase del retroesparcimiento de Rayleigh con respecto a la frecuencia de modulación mostrada en la Figura 30d, distorsionada por el ruido Gaussiano.

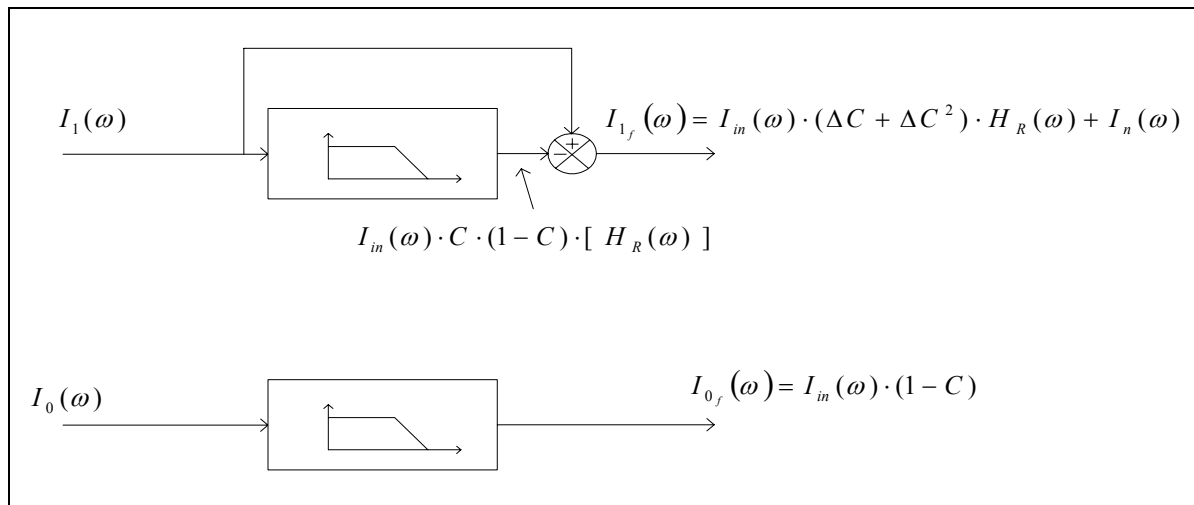


Figura 45. Representación de la respuesta de la señal $I_{1_f}(\omega)$ a un cambio en el coeficiente de acoplamiento.

VI.2.2 Sensibilidad a variaciones en la intensidad del *RBS*

Consideramos ahora un cambio en la amplitud del *RBS* descrita mediante la ecuación (40). En esta ecuación se puede ver que la amplitud del *RBS* depende del índice de refracción el cual varía con la temperatura. Cambios en la intensidad de la fuente originan también cambios en la amplitud del *RBS*.

Un cambio en la amplitud del retroesparcimiento de Rayleigh introduce un factor ΔA . Con este factor, la ecuación (60) en ausencia de la rejilla queda de la siguiente forma:

$$I_1(\omega) = I_{in}(\omega) \cdot C \cdot (1 - C) \cdot [H_R(\omega) + \Delta A \cdot H_R(\omega)] + I_n(\omega). \quad (68)$$

La Figura 46 ilustra esta situación. Donde se supone que el sistema estaba en estado estacionario antes del cambio en la amplitud del retroesparcimiento.

La función de transferencia en este caso queda de la siguiente forma:

$$H_f(\omega) = C \cdot \Delta A \cdot H_R(\omega) + H_n(\omega). \quad (69)$$

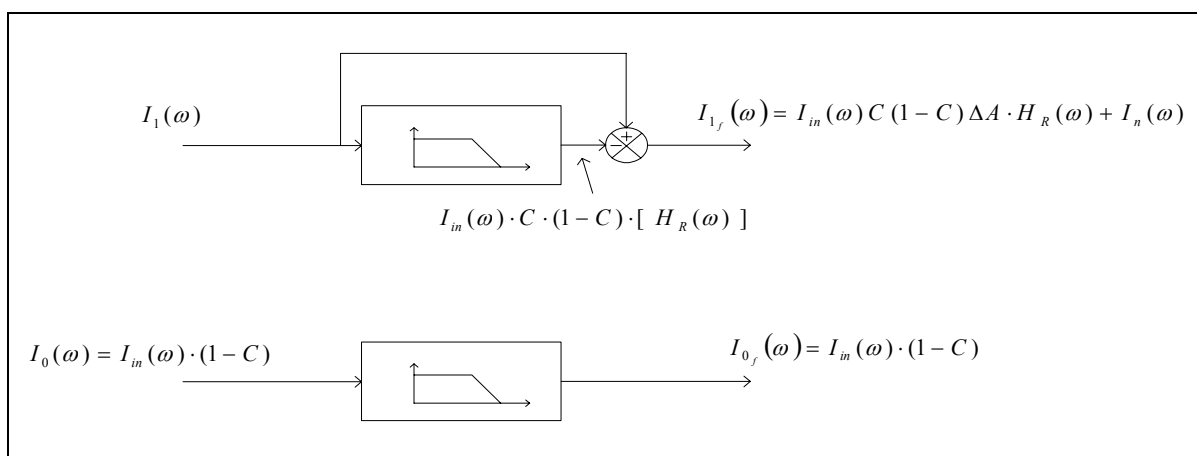


Figura 46. Comportamiento de las señales del sistema como respuesta a un cambio en el retroesparcimiento de Rayleigh.

De (69) vemos que en este caso también tenemos que la fase de $H_f(\omega)$ sigue la forma de la fase del retroesparcimiento de Rayleigh mostrada en la Figura 30d, distorsionada por el ruido Gaussiano.

VI.2.2 Sensibilidad a la presencia de una rejilla

Cuando una perturbación externa ocasiona que la longitud de onda de Bragg de la rejilla se desplace hacia la longitud de onda de la señal de interrogación, aparece una reflexión en el sistema introducida por esta rejilla. En estas condiciones, la señal del sistema $I_f(\omega)$ tiene la forma de la ecuación (60). Suponiendo que el sistema se encontraba

en estado estacionario antes del momento de la aparición de la rejilla (fig. 42), la función de transferencia toma la siguiente forma:

$$H_f(\omega) = C \cdot H_g(\omega) + H_n(\omega). \quad (70)$$

La Figura 47 ilustra las señales del sistema para esta situación.

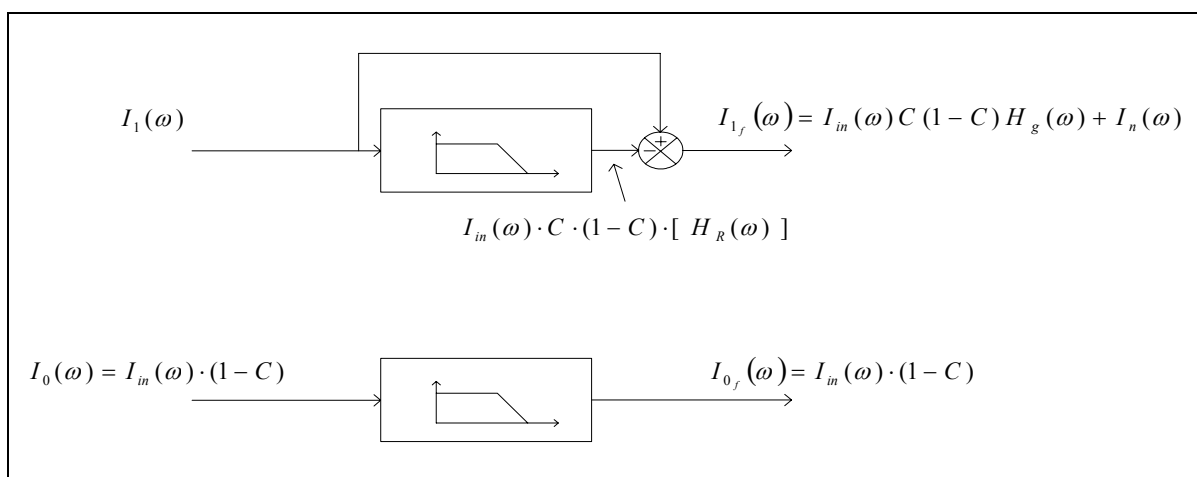


Figura 47. Forma de las señales del sistema como respuesta a la presencia de la rejilla.

En este caso la fase de la función de transferencia $H_f(\omega)$ sigue el comportamiento de la fase de la función de transferencia de la rejilla $H_g(\omega)$ distorsionada por la presencia del ruido Gaussiano. El comportamiento de la fase para una frecuencia de modulación ω determinada se describe mediante las propiedades estadísticas de la suma de un fasor constante y un fasor aleatorio en el plano complejo. Este caso se analizó en la sección IV.6.1, cuya función de densidad de probabilidad está dada por la ecuación (36).

VI.3 Detección y localización de la rejilla

En las secciones anteriores se analizaron las diferentes situaciones posibles para el comportamiento de la fase de la función de transferencia $H_f(\omega)$, las cuales se reducen a tres casos el plano de fase contra frecuencia de modulación. En el primero la fase de $H_f(\omega)$ se encuentra uniformemente distribuida en el intervalo $(-\pi, \pi)$, en el segundo sigue el patrón de fase de la función de transferencia del *RBS* y en el tercero sigue el patrón de fase de la función de transferencia de la rejilla. Los dos últimos casos corresponden a patrones de fase conocidos los cuales, en ausencia de ruido Gaussiano, se muestran en la Figura 48.

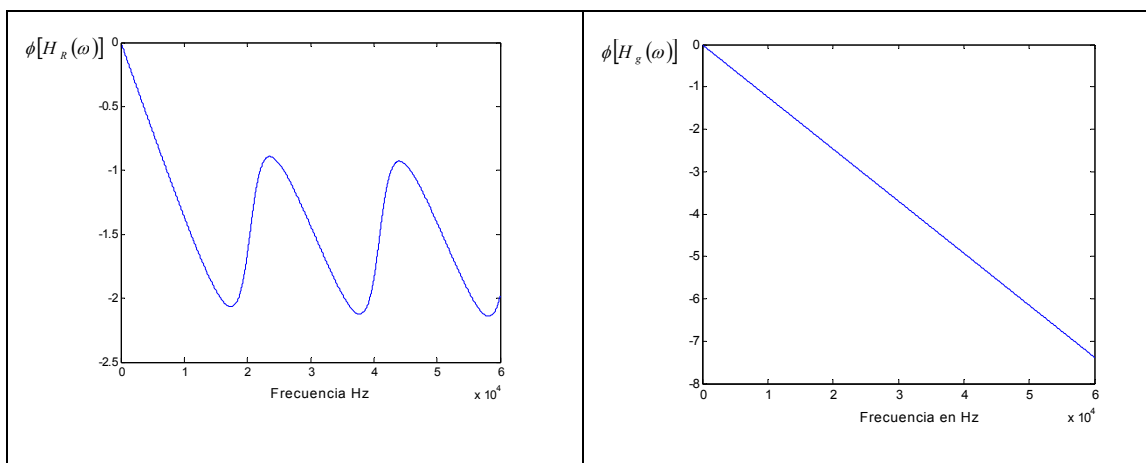


Figura 48. Espectros de fase de las funciones de transferencia del *RBS* y de la rejilla. Para una longitud de fibra de *5Km* y una localización de rejilla de *2Km*.

Analizando estas dos curvas vemos que cuando existe una rejilla en el sistema, la distribución de fase sigue una línea recta con respecto a la frecuencia de modulación y cuando tenemos una distribución que corresponde a la fase del *RBS* se tiene un comportamiento oscilatorio con respecto a la frecuencia de modulación. Podemos entonces

desarrollar un algoritmo con la capacidad de diferenciar entre estos dos comportamientos para realizar la detección y posteriormente la localización de la rejilla.

VI.3.1 Criterio de selección de frecuencias óptimas

En esta técnica se interroga el sistema con varias frecuencias de modulación de manera simultánea. Si escogemos las frecuencias de modulación de tal manera que coincidan con los puntos donde la curva de fase del *RBS* tiene sus puntos máximos y mínimos, tendremos que cuando exista una rejilla los puntos estarán cerca de una línea recta y cuando tenemos una distribución que corresponde al *RBS* los puntos estarán más alejados de una línea recta. Con este criterio de selección de frecuencias de modulación, mostrado en la Figura 49, se establece una diferencia clara entre los dos comportamientos. El número de frecuencias de modulación para conservar esta diferencia debe ser mayor a tres, si tenemos un número menor de frecuencias no podemos distinguir entre ambas curvas.

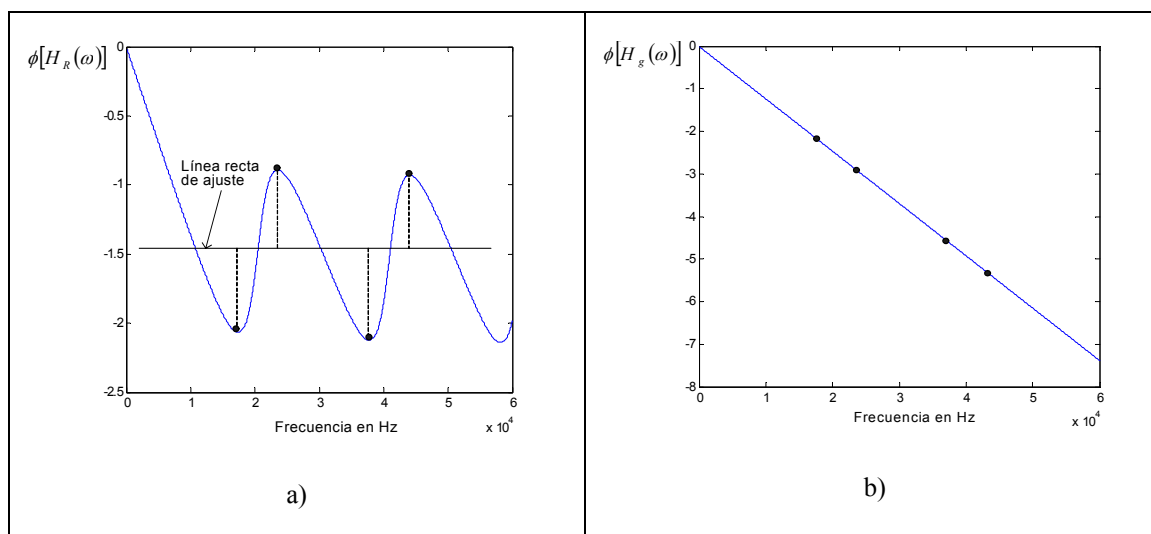


Figura 49. Criterio de selección de frecuencias de modulación.

VI.3.2 El coeficiente de correlación lineal como herramienta de detección de una rejilla

Para realizar la detección de la rejilla, el algoritmo debe distinguir entre ambas curvas de fase mostradas en la Figura 49, la herramienta que se aplica para esto es el coeficiente de correlación lineal entre la frecuencia de modulación y la fase de la función de transferencia $H_f(\omega)$, que indica el grado de dependencia lineal entre estas dos variables. El coeficiente de correlación se calcula a partir de las muestras de frecuencia y fase utilizando la siguiente relación [Spiegel, 1975]:

$$r = [N \sum \omega \phi - \sum \omega \sum \phi] \cdot \left[\left[N \sum \omega^2 - (\sum \omega)^2 \right] \left[N \sum \phi^2 - (\sum \phi)^2 \right] \right]^{-1/2}; \quad (71)$$

donde N es el número de puntos y ϕ representa la fase de la función de transferencia $H_f(\omega)$.

El coeficiente de correlación lineal puede ser positivo o negativo. Si es positivo significa que la pendiente de la recta que se ajusta es positiva y negativa en el otro caso. Para la detección de la rejilla el signo no tiene relevancia ya que sólo interesa saber el valor absoluto de r , el cual tiene un rango de valores entre 0 y 1. Si los puntos se encuentran perfectamente alineados $r=1$; en el caso contrario $r=0$.

Debido a la presencia del ruido Gaussiano, cuando existe una rejilla en el sistema los puntos de la curva de fase (Fig. 49b) no se alinean perfectamente y el coeficiente de correlación no es 1 sino que tiene un valor cercano a éste. Cuando tenemos pocas frecuencias de modulación el coeficiente de correlación lineal en la curva de fase *RBS* también es cercano a 1 debido a que pocos puntos participan en el cálculo. Para fijar un umbral de detección que sea confiable se calcula el logaritmo del complemento del coeficiente de correlación:

$$R = \log_{10}(1 - r), \quad (72)$$

el cual es más sensible a cambios pequeños en el coeficiente de correlación.

VI.3.2 Localización de la posición de la rejilla

Una vez que se detecta la presencia de una rejilla en el sistema mediante el uso de la ecuación (72), la localización de la rejilla se realiza aplicando una regresión lineal a los puntos de la curva de fase (Fig. 49b), determinando la pendiente m_ϕ de la recta que se ajusta a los puntos y aplicando la ecuación (28), la cual relaciona la pendiente con la localización de la rejilla.

VI.5 Resultados de evaluación de algoritmo

En esta sección se presentan los resultados de la evaluación del método de detección y localización de rejillas basado en la técnica de filtrado de baja frecuencia, obtenidos mediante simulación por computadora. El sistema para interrogación utilizado en estas simulaciones es el mismo que se describió en la sección V.3.1.

La señal de interrogación está compuesta por cuatro frecuencias de modulación seleccionadas de acuerdo al criterio mencionado en la sección VI.3.1, las cuales son: $f_1=5kHz$, $f_2=17.5kHz$, $f_3=23.5kHz$, $f_4=38kHz$. La frecuencia de muestreo utilizada fue $F_s=512kHz$, que cumple con la condición impuesta por el teorema del muestreo $F_s > 2f_{m_{\max}}$. El tiempo de observación fijado fue de $2ms$ con el que se obtienen secuencias discretas de 1024 valores en cada observación.

La implementación del filtro utilizado en el procesamiento (ver Figura 42) se realizó partiendo de la función de transferencia de un filtro analógico de primer orden con

frecuencia de corte de 0.005 Hz y posteriormente se aplicó una transformación bilineal para obtener la función de transferencia del filtro digital correspondiente.

VI.5.1 Detección de la presencia de una rejilla

La Figura 50 muestra el comportamiento de la fase de la función de transferencia $H_f(\omega)$ con respecto al tiempo, en esta simulación cuando han transcurrido 100 segundos aparece una rejilla en el sistema.

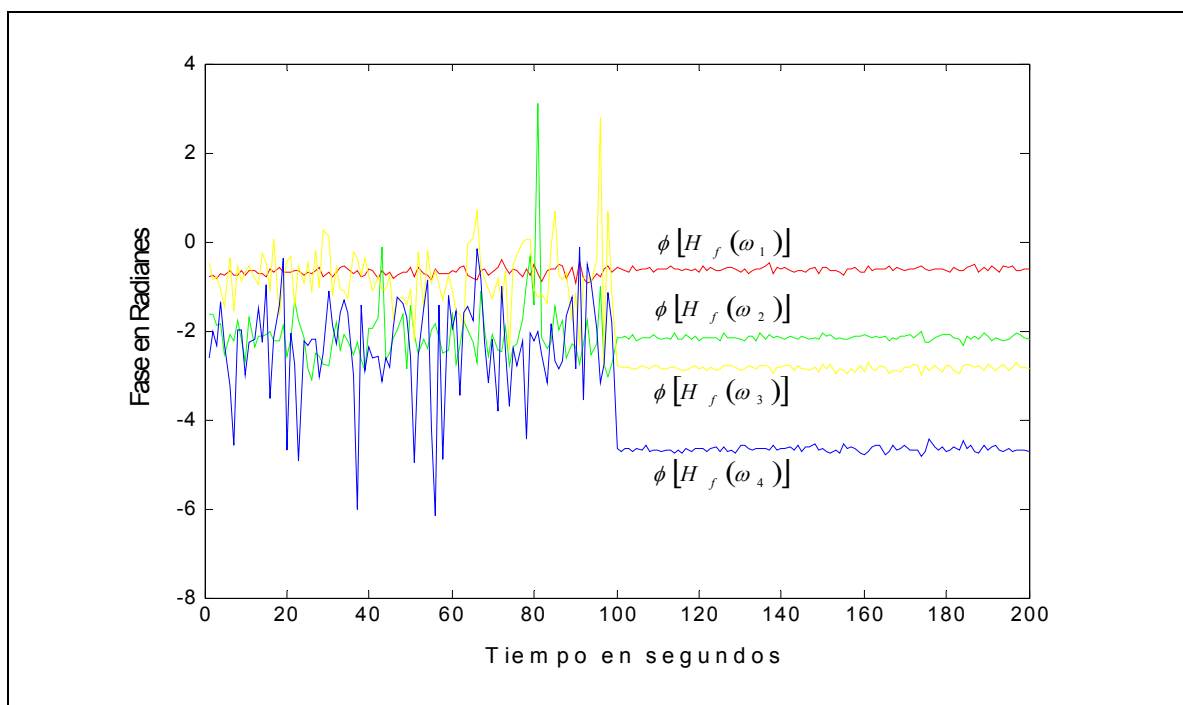


Figura 50. Comportamiento de la fase de la función de transferencia $H_f(\omega)$, antes y después de la aparición de la rejilla en el sistema.

Como se observa, antes de este tiempo la fase para cada una de las frecuencias tiene un comportamiento aleatorio con media correspondiente a la fase de la función de

transferencia del *RBS*. Una vez que la rejilla aparece en el sistema, la fase de $H_f(\omega)$ tiene un valor absoluto que se incrementa con la frecuencia de modulación.

Las curvas de la fase de $H_f(\omega)$ contra la frecuencia de modulación, en un instante de tiempo antes y después del momento en que aparece la rejilla en el sistema se muestran en la Figura 51 a) y b), respectivamente. Si comparamos estas curvas con las mostradas en la Figura 49 vemos que cuando no hay rejilla presente en el sistema, la distribución de los puntos de fase corresponden al patrón de fase del *RBS*. Cuando la rejilla aparece en el sistema, la distribución de fase de $H_f(\omega)$ corresponde a la de la función de transferencia de la rejilla y los puntos se colocan sobre una línea recta.

En cada instante de tiempo se calculó el coeficiente de correlación lineal, entre la fase de $H_f(\omega)$ y la frecuencia de modulación ω , para realizar la detección de la rejilla. En la Figura 52 se muestran las curvas para el coeficiente de correlación r y la correspondiente al logaritmo de su complemento $R = \log_{10}(1 - r)$. Como se observa en este resultado antes de la aparición de la rejilla en el sistema, el coeficiente de correlación (Fig. 52a) tiene valores aleatorios que llegan a ser cercanos a 1, lo que ocasiona que en esta curva sea difícil establecer un umbral de detección ya que cuando la rejilla aparece el coeficiente de correlación es 1.

Una diferencia mayor se observa en la gráfica logarítmica (Fig. 52b) donde claramente se puede establecer un umbral de comparación para detectar la presencia de la rejilla. En el algoritmo de esta simulación se utilizó esta curva para detectar la rejilla.

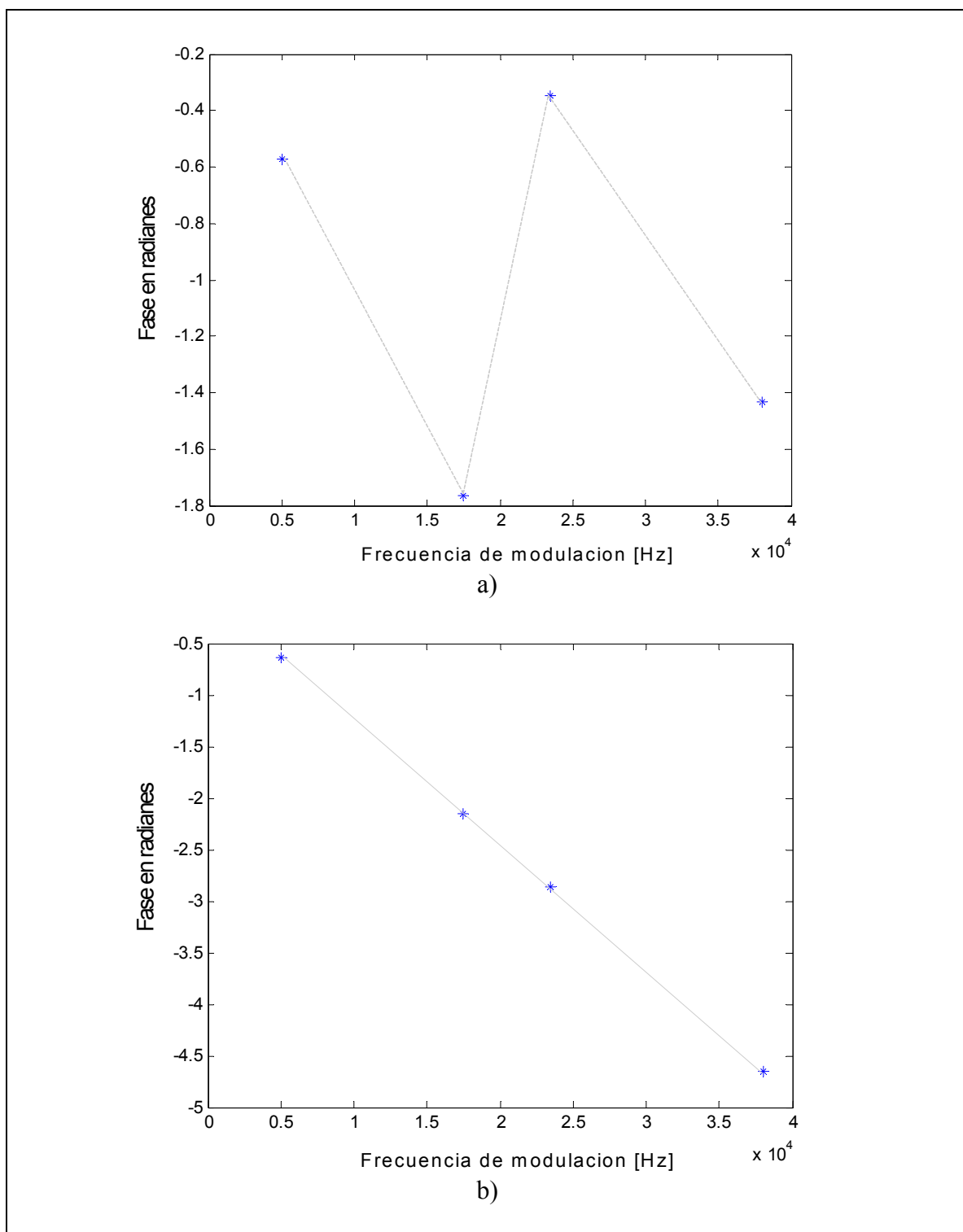


Figura 51. Distribución de la fase de $H_f(\omega)$, a) antes de la aparición de la rejilla, b) después de la aparición de la rejilla.

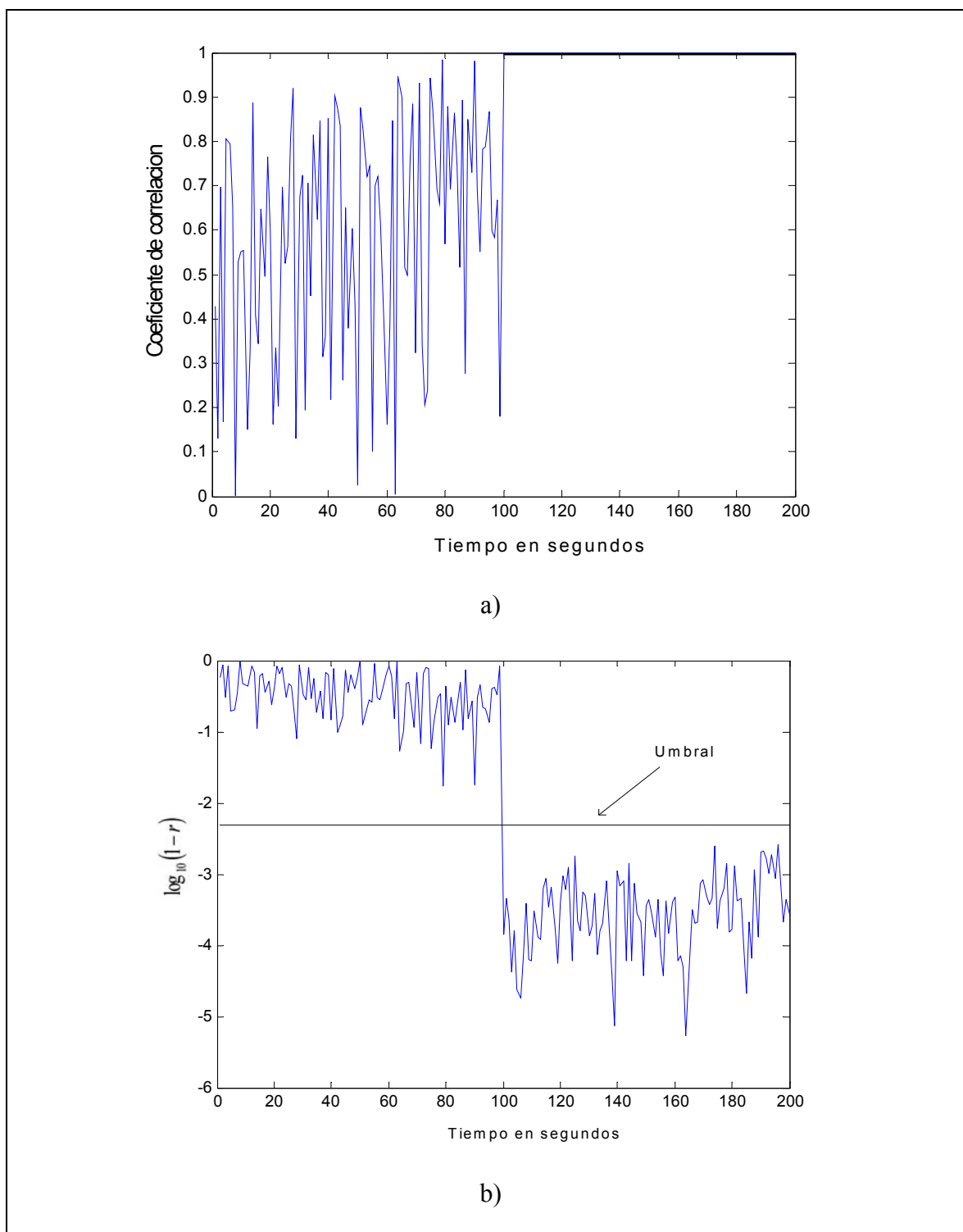


Figura 52. Comportamiento del coeficiente de correlación con respecto al tiempo a) representación normal, b) representación logarítmica.

VI.5.2 Localización de la rejilla

La localización de la rejilla se realizó a partir de la pendiente de la recta que se ajusta a los puntos de la curva de fase de la Figura 51b y aplicando la ecuación (28). La presencia de ruido Gaussiano introduce una pequeña desviación de los puntos de una línea recta lo que tiene como resultado que la pendiente de la regresión lineal difiera de la pendiente ideal, Esto se traduce en un error de localización de la rejilla.

La Figura 53 muestra los resultados obtenidos para el error de localización de la rejilla en función de la razón señal a ruido en el dominio del tiempo. En este caso para obtener errores menores a 4m, la razón señal a ruido debe ser mayor a $1 \cdot 10^4$. Este resultado se puede mejorar incrementando el tiempo de observación o utilizando un número mayor de frecuencias de modulación para tener un número mayor de puntos que participen en el cálculo de la pendiente.

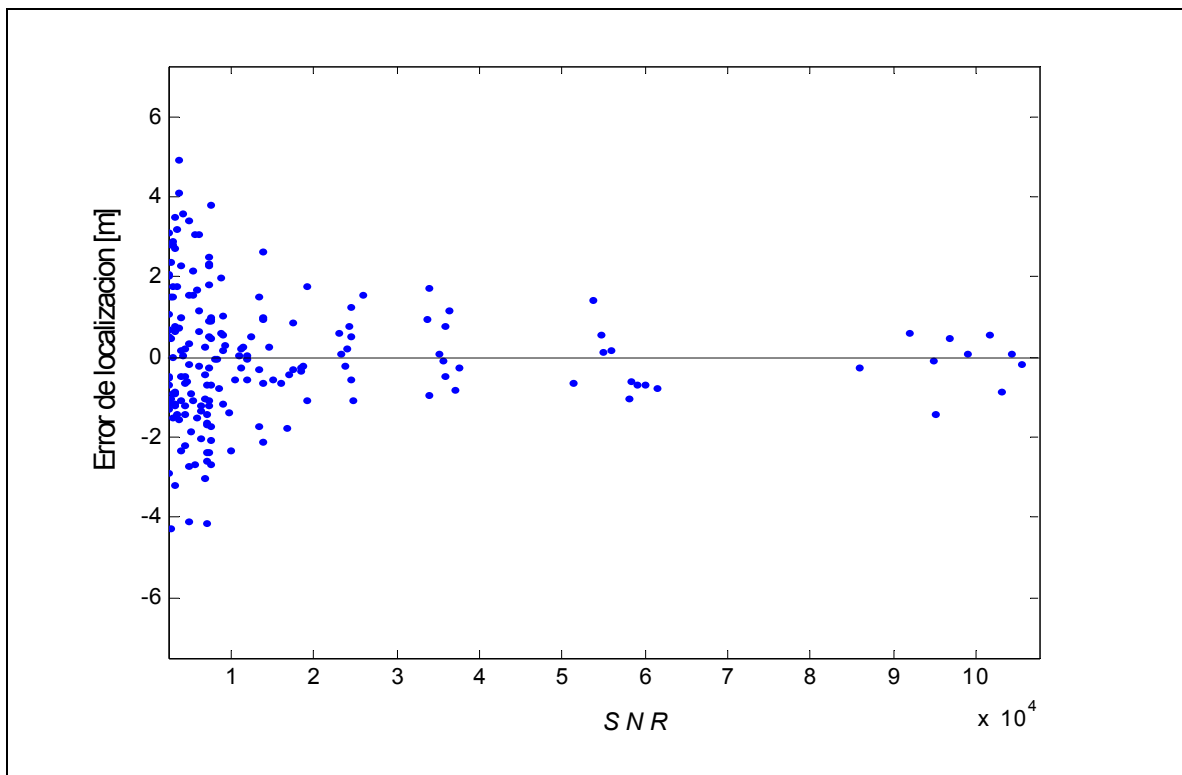


Figura 53. Error de localización en función de la razón señal a ruido.

VI.6 Procesamiento de datos experimentales

En esta sección se presentan los resultados del procesamiento de datos experimentales con el método descrito en este capítulo. Los resultados presentados aquí corresponden a un experimento en su etapa preliminar, cuyo objetivo es mostrar la efectividad del método de procesamiento a través de la evaluación de los algoritmos de detección y de la localización de la rejilla de Bragg del sistema real. Se describe también de manera breve las condiciones bajo las cuales fueron tomados los datos en el laboratorio y las características del equipo utilizado.

VI.6.1 Descripción del arreglo experimental

El arreglo experimental mostrado en la Figura 54 es similar al utilizado en nuestra simulación, básicamente consta de una fibra óptica con una rejilla de Bragg grabada en su núcleo, a una distancia aproximada de $150m$, medida a partir del acoplador. La rejilla de Bragg fue grabada con el método de mascarilla de fase en el laboratorio de CICESE. Los parámetros del arreglo utilizados en el experimento se muestran en la Tabla I.

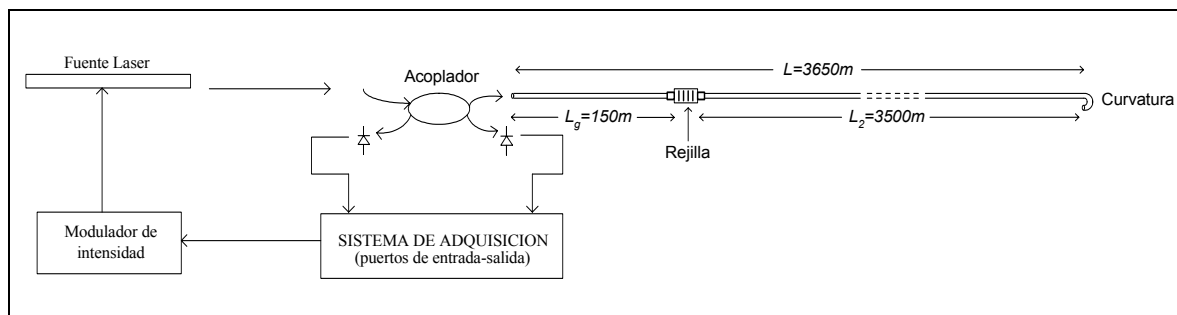


Figura 54. Esquema del arreglo experimental.

La fuente consta de un láser DFB de marca Thorlabs, manejado por un controlador de corriente (LDC 500) y un controlador de temperatura (TEC2000). La longitud de onda especificada para este láser es de $1534.74nm$ a una temperatura del diodo láser de $25.01^{\circ}C$. Para el experimento la longitud de onda del láser fue ajustada por temperatura a $1534.6nm$ para que estuviera cerca de la longitud de onda de Bragg de la rejilla.

La fibra utilizada es del tipo Corning SMF-28 cuyas características fueron mencionadas de forma detallada en la sección III.1.4.2. El extremo de la fibra fue curvado para eliminar la reflexión de Fresnell de la punta de la fibra.

La reflectancia máxima de la rejilla fue de 0.01% que es del orden del valor del coeficiente de retroesparcimiento de Rayleigh R_{RBS} de la fibra.

Tabla I. Parámetros utilizados en el arreglo experimental.

Datos de la fuente.	<i>Tipo: Láser DFB</i> <i>Modelo: NLK1556STG</i> <i>Longitud de onda: 1534.74nm</i> <i>Potencia: 20mW</i>
Datos de la fibra.	<i>Tipo: Corning SMF-28</i> <i>Longitud: L=3650m</i> <i>$R_{RBS} = 0.014\%$ (ver Fig. 16)</i>
Datos de la rejilla.	<i>Localización $L_g=3500m$</i> <i>Reflectancia $R_g = 0.01\%$</i> <i>λ de Bragg =1534.36nm</i> <i>Longitud de rejilla $\approx 1mm$</i>
Datos del fotodetector.	<i>Modelo: EPM 705</i> <i>Responsividad: 0.85 A/W</i> <i>$\lambda=1550nm$</i>

VI.6.2 Adquisición de los datos

Para la adquisición de los datos se utilizó una tarjeta de puertos comercial la cual transfiere sus datos a un computador mediante el puerto USB. La tarjeta posee entradas y salidas analógicas, dos de las entradas analógicas se asignaron a las señales de los fotodiodos mientras que una salida se destinó para modular la intensidad de la fuente láser.

La tarjeta cuenta con un convertidor analógico a digital de 14 bits, la frecuencia de muestreo de las señales es de 148.148kHz.

Los parámetros utilizados durante la adquisición de datos se muestran en la Tabla II. La señal de modulación utilizada estuvo constituida por cuatro frecuencias cuyos valores fueron escogidos de acuerdo a un criterio parecido al descrito en la sección VI.3.1, donde se tomó en cuenta la longitud de la fibra para el cálculo de los puntos máximos y mínimos de la curva de fase del retroesparcimiento de Rayleigh, se colocaron dos frecuencias cerca de los puntos mínimos y dos cerca de los puntos máximos. Con el tiempo de observación utilizado tenemos que las secuencias de datos adquiridos fueron de 4032 muestras.

Tabla II. Parámetros utilizados durante la adquisición.

Frecuencias de modulación.	$f_1=9259.25Hz$ $f_2=18518.5Hz$ $f_3=27,777Hz$ $f_4=37,037Hz$
Frecuencia de muestreo.	$f_s=148.148 kHz$
Tiempo de observación.	$t_{obs}=27.21ms$

VI.6.3 Descripción del experimento

Durante el experimento hubo tres variables presentes en el sistema: El retroesparcimiento de Rayleigh, la reflexión de Fresnell de la punta de la fibra y la reflexión de la rejilla. Cada una estuvo presente en diferentes instantes de tiempo.

La variación en la reflexión de Fresnell se introdujo doblando y desdoblado el extremo de la fibra, en tanto que el *RBS* se hizo cambiar bloqueando la sección de fibra de 3500m. La reflexión de la rejilla fue controlada tensionando la porción de fibra donde se encontraba la rejilla.

Se obtuvieron datos durante cada uno de estos eventos y se registró la hora en que se indujo cada una de las variables. La Tabla III muestra la secuencia de eventos durante el experimento.

Tabla III. Secuencia de eventos durante el experimento.

Hora	Evento
19 : 35 : 30	Presencia de la Reflexión de Fresnell en la punta de la fibra.
19 : 36 : 00	Ausencia de la Reflexión de Fresnell.
19 : 39 : 15	Se aplicó tensión a la rejilla.
19 : 40 : 00	Se liberó la tensión de la rejilla.
19 : 41 : 00	Se bloqueó el <i>RBS</i> de la fibra de 3500m.
19 : 41 : 40	Se desbloqueó el <i>RBS</i> de la fibra de 3500m.
19 : 42 : 25	Se bloqueó el <i>RBS</i> de la fibra de 3500m de nuevo.
19 : 43 : 14	Se aplicó tensión a la rejilla.

Los datos adquiridos se analizaron con el algoritmo de procesamiento mostrado en la Figura 42, el objetivo fue evaluar la capacidad del algoritmo para identificar la presencia de la señal reflejada por la rejilla. Así como calcular su ubicación en presencia de las otras variables. Los resultados del procesamiento se muestran en la siguiente sección.

VI.6.4 Resultados del procesamiento

La Figura 55 muestra en cuatro gráficas el resultado del procesamiento de los datos obtenidos durante los eventos de presencia y ausencia de la reflexión de Fresnell en el extremo de la fibra. La Figura 55a) muestra el módulo de la función de transferencia filtrada del sistema $|H_f(\omega)|$; calculado mediante la ecuación (62) para cada una de las frecuencias de modulación. En esta gráfica podemos visualizar dos picos; el primero tiene lugar en el momento en que se hace presente la reflexión de Fresnell en el sistema y el segundo corresponde al momento en que esta reflexión se bloquea. La segunda gráfica (Fig. 55b) muestra la fase de $H_f(\omega)$ calculada para cada una de las frecuencias de modulación.

La tercer gráfica (Fig. 55c) muestra el cálculo del coeficiente de correlación lineal entre la fase de la función de transferencia filtrada $H_f(\omega)$ y la frecuencia de modulación en su versión logarítmica (Ec. 72). Este cálculo es utilizado para detectar la presencia de la rejilla, en esta gráfica se observa que la presencia de la reflexión de Fresnell se detectó como una caída en el valor de R . En esta parte del algoritmo existe una diferencia con el utilizado en la simulación que consiste en la forma de calcular el coeficiente de correlación lineal. En este procesamiento se utilizó la siguiente expresión:

$$r = \frac{\sum \phi \cdot \omega}{\left(\sum \omega^2 \sum \phi^2 \right)^{1/2}} \quad (73)$$

en lugar de la ecuación (71). La ecuación (73) calcula el coeficiente de correlación lineal de los puntos de frecuencia y fase con respecto a una línea recta que cruza por el origen, esta ecuación dio mejores resultados discriminando la situación donde tenemos puntos alineados cuya recta de ajuste no cruza por el origen.

La cuarta gráfica (Fig. 55d) muestra el resultado del cálculo de distancia. En este cálculo también existe una diferencia con respecto al utilizado en la simulación donde se hizo una regresión lineal de los puntos de curva de fase para determinar la pendiente m_ϕ utilizada en la ecuación (28). En este caso sólo se calcula la pendiente de la recta que pasa por los puntos y por el origen, esto es más eficiente ya que sólo se calcula un parámetro de la regresión. La ecuación utilizada para el cálculo de la pendiente fue:

$$m_\phi = \frac{\sum \phi \cdot \omega}{\sum \omega^2} \quad (74)$$

La distancia promedio calculada con la ecuación (74) para el extremo de la fibra fue de 3710m, es importante mencionar que las longitudes de las fibras mostradas en la Figura 54 son aproximadas y no fueron medidas mediante otros métodos.

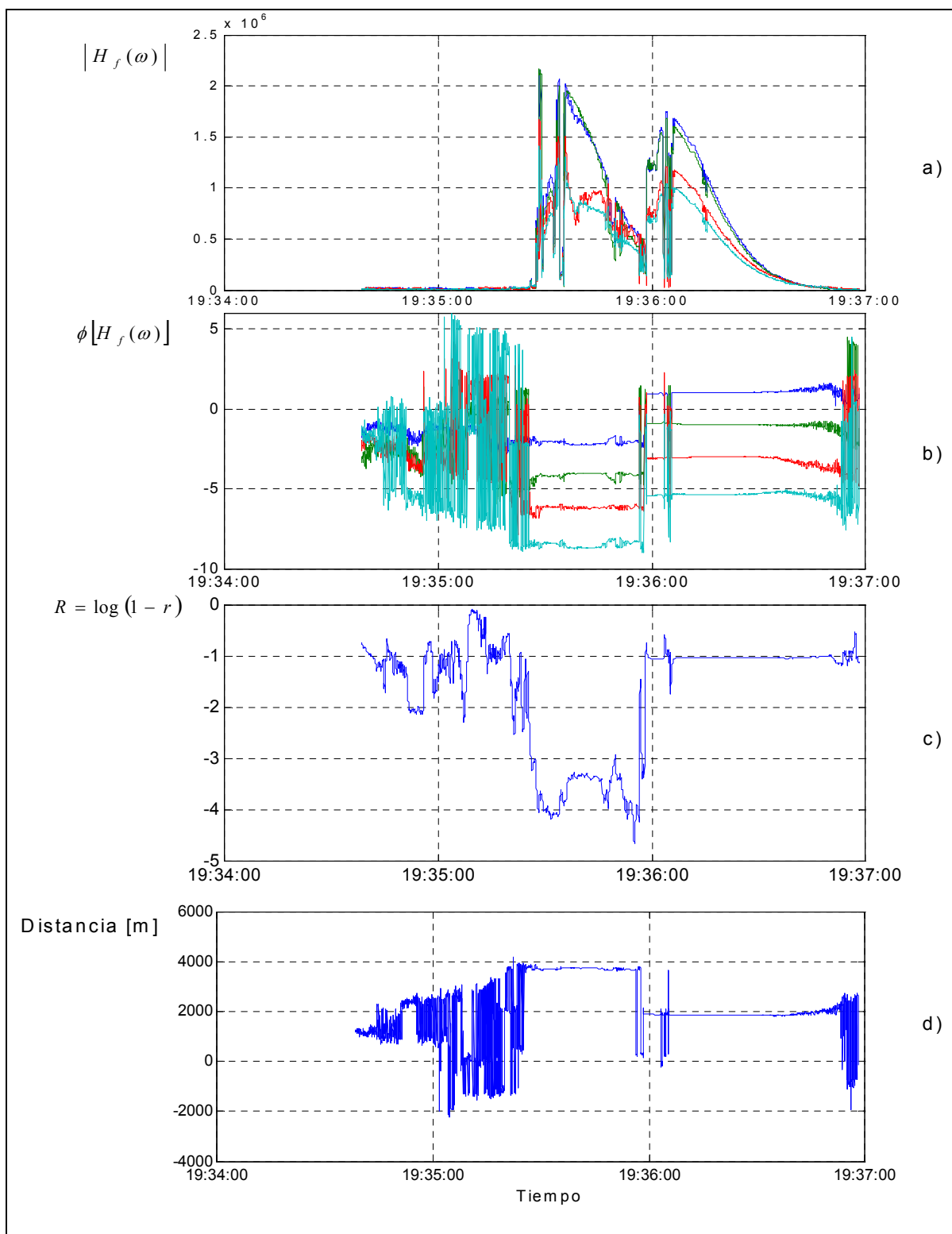


Figura 55. Resultados del procesamiento de los datos experimentales para los eventos de presencia y ausencia de reflexión de Fresnell.

La Figura 56 muestra los resultados del procesamiento para los datos correspondientes a los eventos de aplicación y liberación de tensión en la rejilla. En la Figura 56c se observa que el algoritmo detectó la presencia de la rejilla con una caída notoria en el valor de R . En esta gráfica podemos establecer un umbral de comparación para detectar la rejilla de $R < -2.45$ que permite evitar falsas detecciones. La distancia promedio calculada fue de $450m$, la diferencia del cálculo de esta distancia es debida al defasamiento adicional introducido por el sistema de adquisición ya que éste muestrea las señales de cada canal de manera secuencial introduciendo un retardo temporal de $6.7\mu s$ entre las señales.

La Figura 57 muestra el resultado del procesamiento para los datos correspondientes a los eventos de ausencia y presencia del RBS introducido por la sección de fibra de $3500m$. En este caso el cambio en el nivel de RBS no es detectado ya que el valor de R es mayor que -2.45 , que es el umbral establecido.

En la Figura 58 se muestra el procesamiento de los datos correspondientes a los eventos donde se bloqueó el RBS de la fibra de $3500m$ y posteriormente se tensionó la rejilla; nótese en la Figura 58c que nuevamente el cambio en el nivel de RBS no fue detectado, en cambio la presencia de la rejilla si fue detectada cuando $R < -2.4$. La distancia de la rejilla calculada fue aproximadamente $450m$. Este valor coincide con la distancia calculada para el caso de la Figura 56, donde se tenía la presencia de RBS de la fibra de $3500m$.

Los resultados de la evaluación del algoritmo muestran que es posible detectar la presencia de la rejilla, con o sin la presencia de RBS de la fibra de $3500m$. También el cálculo de la posición de la rejilla permanece inalterado por la presencia del RBS .

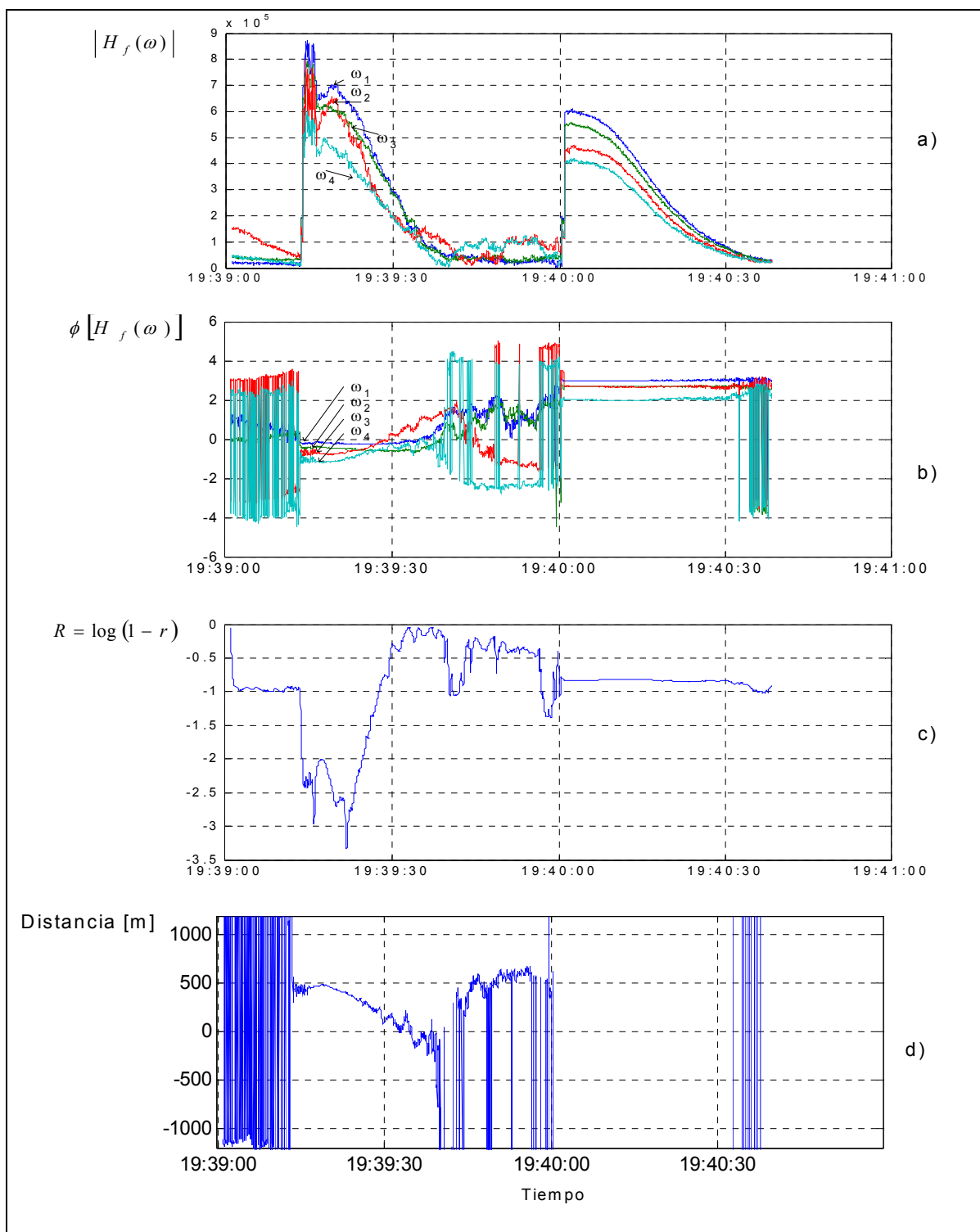


Figura 56. Resultados del procesamiento de los datos experimentales para los eventos de presencia y ausencia de la rejilla.

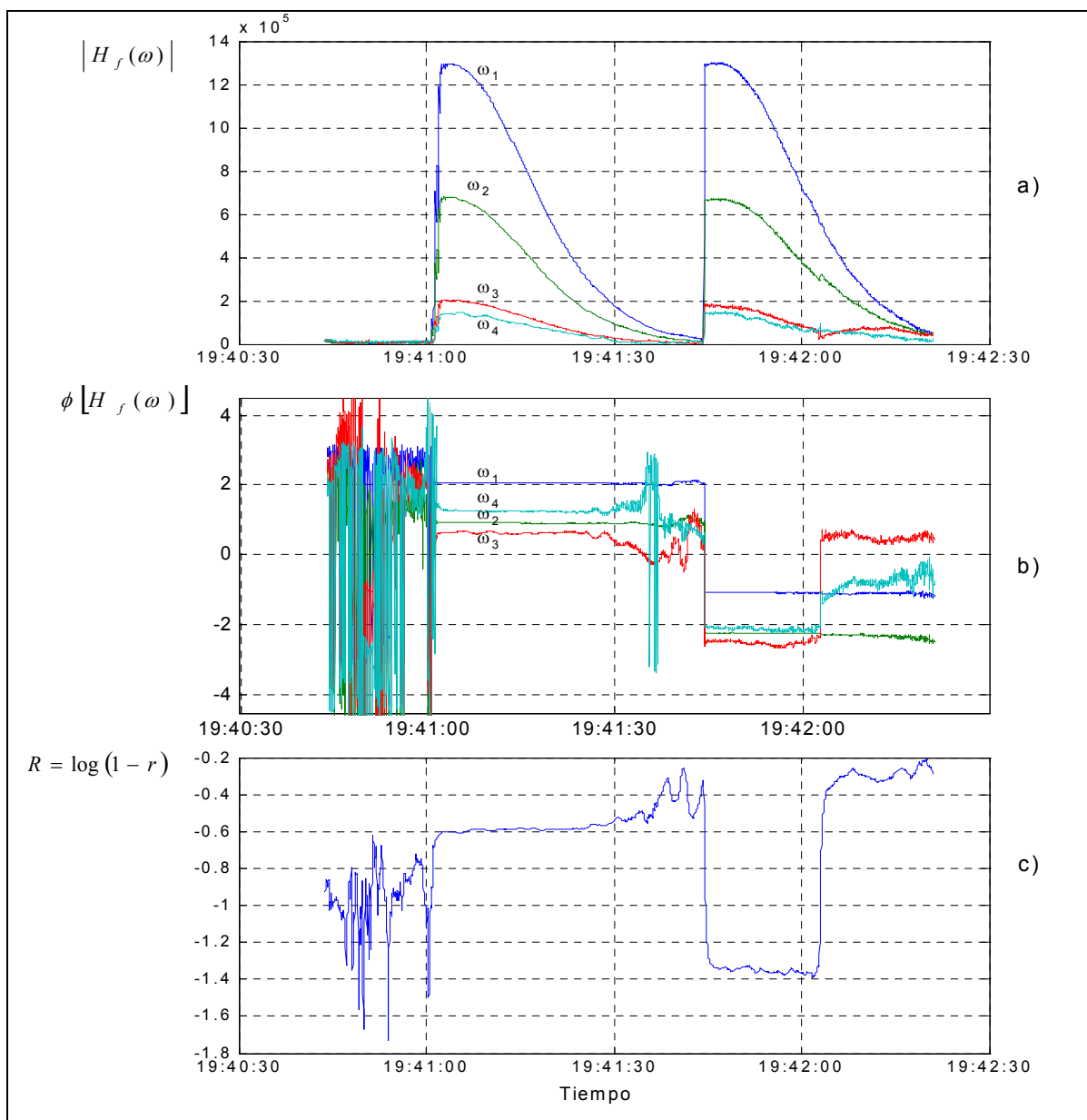


Figura 57. Resultados del procesamiento de los datos experimentales para los eventos de ausencia y presencia de *RBS* de la sección de fibra de 3500m.

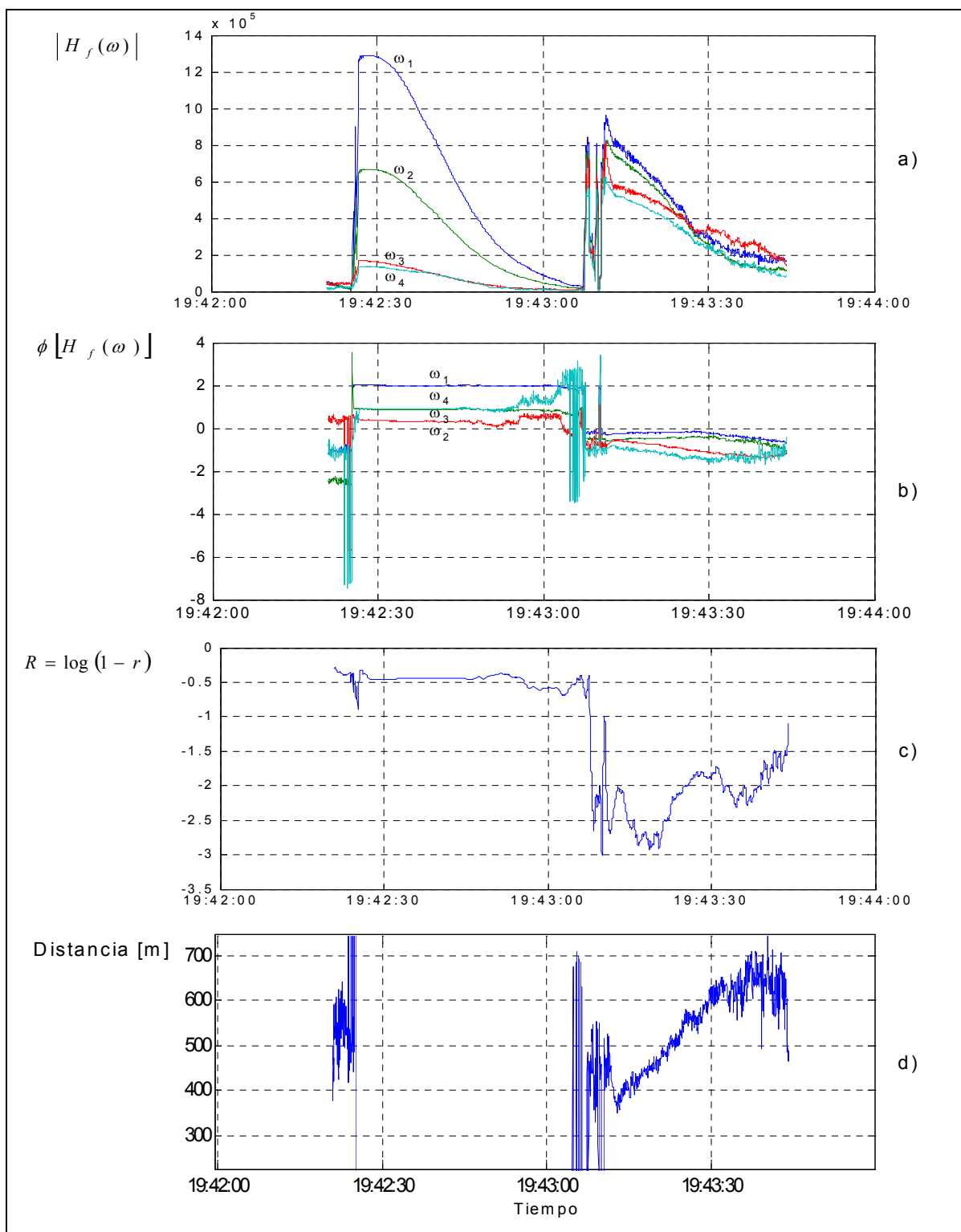


Figura 58. Resultados del procesamiento de los datos experimentales para los eventos de ausencia *RBS* de la sección de fibra de 3500m y presencia de la rejilla.

La precisión del cálculo de en la posición de la rejilla y del extremo de la fibra no puede ser calculada ya que no conocemos las distancias reales pero se puede estimar que el error en el cálculo de la posición es de 100-200m. Los resultados presentados aquí son preliminares y pueden mejorarse incrementando el tiempo de observación o haciendo modificaciones al algoritmo de procesamiento.

VII CONCLUSIONES

VII.1 Conclusiones

Se estudió de manera teórica el alcance de la técnica de interrogación síncrona en la detección y localización de eventos en sistemas de detección basados en rejillas de Bragg de baja reflectividad. Se mostró que con esta técnica es posible determinar la posición donde se encuentra una rejilla sometida a una perturbación.

Se estudiaron las fuentes de ruido que podemos encontrar en un sistema de sensado de fibra óptica y su influencia en la señal de información.

Se hizo un análisis de los errores de localización de rejillas introducidos por las señales de ruido con densidad de probabilidad gaussiana y el retroesparcimiento de Rayleigh, y se demostró que es posible disminuir sus efectos.

Se estudió un modelo matemático de *RBS*, tomado de la literatura, a partir del cual se desarrolló un algoritmo de caracterización del *RBS* de un sistema práctico, el resultado de la caracterización se utilizó para eliminar la componente de *RBS* de la función de transferencia del sistema. Con este procedimiento fue posible disminuir el error de localización de las rejillas en nuestras simulaciones.

Se estudió una técnica para detección y localización de rejillas de Bragg basada en filtrado de la función de transferencia del sistema con un filtro pasabajas de muy baja frecuencia. En esta técnica la caracterización del sistema se hace mediante este filtro de manera dinámica. Se evaluó mediante simulación y se analizaron datos obtenidos experimentalmente de forma preliminar, demostrándose que es posible detectar la

presencia de la rejilla, aun cuando se tienen cambios en el *RBS*, con un criterio sólido evitando condiciones de falsas alarmas.

Los resultados experimentales sobre la ubicación de la rejilla no tuvieron la precisión obtenida durante las simulaciones, en este caso los errores fueron grandes (aproximadamente 100m). Investigaciones preliminares muestran que tales errores pueden ser resultado de la respuesta del láser a la modulación de potencia ya que una modulación en la corriente de bombeo introduce variaciones pequeñas en la temperatura del láser originando variaciones en la longitud de onda. Tales variaciones en longitud de onda combinadas con la complejidad del espectro de reflexión (debido a la alta longitud de coherencia) producen una modulación adicional en la intensidad reflejada la cual se suma a la modulación principal. Dado que las variaciones por temperatura no son instantáneas, estas están desfasadas con respecto a la modulación principal. Esto produce distorsión en la fase de señal que es utilizada para calcular la distancia de la rejilla. De tal manera que los errores en localización se deben a una combinación de diferentes efectos.

VII.2 Trabajo futuro.

Se plantea como trabajo futuro extender la caracterización del retroesparcimiento de Rayleigh para un modelo matemático que considere la alta coherencia de la fuente de luz y los efectos térmicos introducidos con la modulación de la corriente de bombeo del láser.

Implementar el algoritmo en un sistema de procesamiento portátil. Esto es posible ya que los algoritmos utilizados no son complicados.

Referencias.

- Askins, C.G., Putnam, M.A. y Friebele, E.J. 1995. "Instrumentation for interrogating many-element fiber Bragg grating arrays". SPIE 2444: 257-266 p.
- Gysel, P. y Staubli, R. K. 1990. "Spectral properties of rayleigh backscattered light from single-mode fibers caused by a modulated probe signal". J of Lightwave Techn.8: 1792-1798 p.
- Goodman, J.1985. "Statistical optics". John Wiley, New York. 55 p.
- Heinzmann, P. y Hofstetter, R. 1985. "Temperature dependence of plastic clad silica (PCS) fiber characteristics". SPIE 584: 71-78 p.
- Hill, K. O. 1993. "Bragg gratings fabricated in monomode photosensitive optical fiber by UV exposure thorough a phase mask". Applied Physics Letters 62:1035-1037 p.
- Jin, W. 1998. "Investigation of interferometric noise in fiber-optic Bragg grating sensors by use of tunable laser sources". Appl Opt. 37:2517-25 p.
- Kogelnik, H. 1976. "Filter response of nonuniform almost-periodic structures". Bell. Syst. Tech. J., 55(1): 109-126 p.
- Lam, D. K. W. y Garside, B. K. 1981. "Characterization of single-mode optical fiber filters," Applied Optics, 20: 440-445 p.
- Márquez, B. 2004. "Estudio y desarrollo de redes grandes de sensores basados en rejillas de Bragg". Tesis de doctorado CICESE: 66-68 p.
- Meltz, G. y Morey, W. W. 1991. "Bragg grating formation and germanosilicate fiber photosensitivity". International Workshop on Photoinduced Self-Organization

Effects in Optical Fiber, Quebec City, Quebec, May 10-11, Proceedings SPIE, 1516:185-199 p.

- Meltz, G., Morey, W.W. y Glenn W.H. 1989. "Formation of Bragg gratings in optical fibres by transverse holographic method". Opt. Lett. 14(15):823 p.
- Nakazawa, M. 1983. "Rayleigh backscattering theory for single mode optical fibers". Opt. Soc. Am., 73(9):1175-1179 p.
- Othonos, A. y Kalli K. 1999. "Fiber Bragg Gratings Fundamentals and Applications in Telecommunications and Sensing". Artech House, Boston. 422 pp.
- Palais, J. 1998. "Fiber optic communications", Prentice Hall. New Jersey. 118 p.
- Proakis, G. y Manolakis, G. 1998. "Tratamiento digital de señales". Prentice Hall. Tercera edición. México. 976 pp.
- Sandbank, P. 1980. "Optical Fiber Communication Systems". John Wiley. New York. 347 pp.
- Shlyagin, M.G., Miridonov, S.V., Spirin, V.V. y Márquez B. I. 2003. "Distributed sensor using ultra-low-reflective Bragg gratings". Proc. of the 16th International Conference on Optical Fiber Sensors. Nara, Japan. 13-17 October 2003. 544-547 p.
- Spiegel, M. R. 1975. "Probability and statistics". Mc Graw Hill, New York. 263 pp.

Apéndice A. Atenuación en fibras ópticas.

La luz que viaja a través de una fibra óptica exhibe una potencia que decrementa exponencialmente con la distancia como resultado de la absorción y el esparcimiento. El material con que se fabrican las fibras es vidrio de sílice fundido (SiO₂) el cual tiene dos fuertes bandas de absorción: una en el infrarrojo mediano, resultado de transiciones vibracionales y otra en el ultravioleta debido a transiciones electrónicas y moleculares. El otro efecto que contribuye a la atenuación es el esparcimiento de Rayleigh el cual se hace presente debido a las inhomogeneidades localizadas aleatoriamente en el material que actúan como pequeños centros de esparcimiento; la intensidad del campo esparcido es proporcional a $1/\lambda^4$, de tal forma que campos con longitudes de onda pequeñas son esparcidos más que aquellos de mayor longitud de onda.

El coeficiente de atenuación α es definido usualmente en dB/km,

$$A = \frac{1}{L} 10 \log_{10} \frac{P(0)}{P(L)} \quad (75)$$

donde P(0) es la potencia incidente, P(L) es la potencia transmitida y L es la longitud de la fibra. Para una distancia de propagación de z kilómetros, la pérdida es αz dB y la relación de transmisión de potencia es :

$$\frac{P(z)}{P(0)} = 10^{-\alpha z / 10} \approx e^{-0.23\alpha z} \quad (\alpha_{\text{dB/km}}) \quad (76)$$

Si el coeficiente de atenuación es medido en km^{-1} , es vez de dB / km , entonces:

$$\frac{P(z)}{P(0)} = e^{-\alpha z} \quad (77)$$

donde $\alpha \approx 0.23 \alpha_{\text{dB/km}}$.

En fibras monomodales, el coeficiente de atenuación tiene valores entre 0.2 y 0.4 dB/km en el rango de longitudes de onda de 1.45 a 1.55 μm . En las simulaciones hechas en este trabajo, se tomó $\alpha_{\text{dB/km}}=0.25\text{dB/km}$ que convertido a metros nos da $\alpha=57.5 \mu m^{-1}$.