



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

**Sistema de referencia para reducción
de ruido en sensores de fibra óptica**

TESIS

Que para obtener el título de

Ingeniero en telecomunicaciones

P R E S E N T A

Alfredo Amaya Hernández

DIRECTORA DE TESIS

Dra. Celia A. Sánchez Pérez



Ciudad Universitaria, Cd. Mx., 2004

ÍNDICE

Introducción	1
1. Conceptos básicos	4
1.1 Propagación en fibras ópticas	5
1.1.1 Óptica geométrica	5
1.1.1.1 Ley de la reflexión	5
1.1.1.2 Ley de Snell y ley de la refracción	6
1.1.1.3 Reflexión total interna	7
1.1.2 Modos de propagación	10
1.2 Pérdidas en una fibra óptica	16
1.2.1 Pérdidas intrínsecas y extrínsecas	16
1.2.1.1 Absorción	16
1.2.1.2 Dispersión de Rayleigh	17
1.2.1.3 Curvaturas y microcurvaturas	18
1.2.2 Pérdidas en la conexión	19
1.2.2.1 Desalineamiento lateral	20
1.2.2.2 Desalineamiento angular	20
1.2.2.3 Separación de las fibras	21
1.2.2.4 Extremos lisos y paralelos	22
1.2.2.5 Variación del diámetro del núcleo	22
1.2.2.6 Pérdidas por empalmes y conectores	22
1.3 Tipos de fibra óptica	23
1.3.1 Fibras multimodo	23
1.3.1.1 Fibras de índice escalonado	23
1.3.1.2 Fibras de índice gradual	25
1.3.2 Fibras monomodo	27
1.3.2.1 Condición de propagación de un solo modo	28
1.3.2.2 Índice del modo	28
1.3.2.3 Distribución de campo	29
1.4 Dispositivos básicos de óptica integrada	30
1.4.1 Dispositivos pasivos	31

2. Sensores de fibra óptica	33
2.1 Sensores de fibra óptica basados en cambios espectrales	34
2.2 Sensores de fibra óptica interferométricos	37
2.2.1 Sensores de fibra óptica basados en el interferómetro de Sagnag	37
2.2.2 Sensores basados en el interferómetro de Mach-Zehnder y Michelson	39
2.3 Sensores de fibra óptica basados en cambios en intensidad	41
2.3.1 Sensores de intensidad híbridos	42
2.3.2 Sensores de efecto interno	43
2.3.3 Ejemplos de sensores de fibra óptica basados en cambios de intensidad	44
2.4 Algunas aplicaciones de sensores de fibra óptica	49
3. Problemas de ruido en los sensores de fibra óptica	55
3.1 Técnica de multiplexaje con auto-referencia	56
3.2 Técnica de medida diferencial	57
3.3 Reducción de error por un cancelador de ruido adaptable	59
4. Sistema de reducción de ruido	61
4.1 Principio físico de funcionamiento	62
4.2 Arreglo experimental	62
4.2.1 Sistema de prueba	64
4.3 Desarrollo experimental	66
4.4 Resultados	69
4.4.1 Cancelación de ruido inducido por variaciones de intensidad de la fuente	72
4.4.1.1 Análisis de la cancelación de ruido inducido por variaciones de intensidad de la fuente	80
4.4.2 Cancelación de ruido inducido por perturbaciones mecánicas	82
4.4.2.1 Análisis de la cancelación de ruido inducido por perturbaciones mecánicas	91

Índice

5. Conclusiones	93
6. Perspectivas	95
Referencias	97

INTRODUCCIÓN

Los sensores de fibra óptica modulados en intensidad han demostrado ser buenos candidatos, por su eficiencia y bajo costo, para una gran variedad de aplicaciones físicas, químicas y biológicas. Algunas ventajas que ofrecen estos sensores son: simplicidad, alta sensibilidad, confiabilidad y tamaño reducido [1]. Sin embargo estos sensores son altamente susceptibles al ruido inducido por variaciones de intensidad de la fuente, así como a la atenuación aleatoria en las fibras y conectores, causada por perturbaciones mecánicas y térmicas. Todos estos factores causan cambios de intensidad que no son debidos a la variable a medir, produciendo en algunos casos una disminución dramática en la resolución del sensor.

En recientes años, diferentes mecanismos de transducción basados en intensidad se han investigado y demostrado su aplicación en sensores de fibra óptica [2]. Sin embargo, su uso fuera del laboratorio está limitado debido al ruido inducido por perturbaciones externas sobre la fibra óptica. Debido a esto, el beneficio de la simplicidad y el bajo costo de este tipo de sensores se ve limitado. De hecho, algunos autores han propuesto algunas configuraciones con alta inmunidad al ruido para superar este inconveniente, dentro de los cuales podemos citar: el sistema auto-referenciado, el cual compara la señal sensada con una señal de referencia tomada de la misma fuente de luz [3]; un método de modulación Q para la modulación de intensidad diferencial [4]; y una conversión amplitud-fase usando rejillas de Bragg [5]. Estos sistemas permiten cancelar principalmente ruido en el sistema debido a variaciones de potencia de la fuente. Sin embargo, hasta la fecha ninguno de los sistemas propuestos es eficiente para cancelar ambos, las variaciones en intensidad de la fuente y los ruidos inducidos mecánicamente a lo largo de la fibra óptica y los conectores requeridos para aplicaciones de sensado remoto práctico. El sistema interferométrico basado en una topología de Sagnac, considera la cancelación del ruido mecánico, pero en un esquema al parecer complicado [6]. En otro enfoque, se ha propuesto un sistema adaptable para cancelar ruido, en una configuración referenciada, en la cual una compensación variante en el tiempo puede ser reducida por un procesamiento eléctrico [7].

Esta tesis tiene como objetivo proponer un sistema de referencia que sea capaz de cancelar el ruido inducido mecánicamente y por fluctuaciones de potencia de la fuente, para aplicarlo en sensores de fibra óptica basados en modulación de intensidad. Aquí proponemos un esquema nuevo de reducción de ruido, que consiste de un circuito cerrado o anillo traspuesto, en el cual las señales ópticas de sensado y de referencia se propagan en direcciones opuestas. Así ambas señales recorren el mismo camino óptico y sufrirán la misma atenuación durante la propagación debida a cambios de potencia de la fuente y a perturbaciones mecánicas, por lo que al relacionar estas dos señales se puede eliminar el ruido. Este sistema será caracterizado induciendo ruido provocado por curvaturas, microcurvaturas y presión, así como cambios de potencia en la fuente.

Este trabajo de tesis se expone en seis capítulos. El primer capítulo se enfoca a conceptos básicos de ayuda para entender el funcionamiento del sistema. En éste se abordan conceptos relacionados con la propagación de la luz en las fibras ópticas, esto es, se hace una revisión de la óptica geométrica así como también de la teoría modal a partir de un análisis electromagnético. Abordamos los tipos de fibra óptica, como son las fibras multimodo y monomodo, esto para tener un mejor conocimiento de las características de cada una de ellas, así como de la forma en que viaja la luz a través de ellas. Y por último se señalan los principales problemas que causan atenuación en las señales y que probablemente podemos encontrar en el sistema, esto para tratar de evitarlos al máximo para que éste funcione eficientemente. En el sistema se utilizan divisores de potencia, por lo que se dedica un subcapítulo para hablar un poco sobre óptica integrada y en específico sobre los divisores de potencia 1x2.

En el segundo capítulo se presentan algunos tipos de sensores de fibra óptica como son los sensores espectrales, los basados en los interferómetros de Sagnac, de Mach-Zehnder y Michelson, para plantear un panorama general en cuanto a diferentes técnicas de sensado. Se señala la importancia de los sensores de fibra óptica así como algunas de sus aplicaciones en la industria, medicina, etc. En cuanto a las aplicaciones, al final del capítulo se hace mayor énfasis en las relacionadas con los sensores basados en cambios de intensidad.

El tercer capítulo está enfocado a los sistemas de referencia, esto es, se señala que es un sistema de referencia y para que se implementa una referencia. También se ponen ejemplos de algunos tipos de sensores con referencia.

El cuarto capítulo está enfocado al sistema propuesto en este trabajo, empezando por una explicación de lo que es un sistema de referencia, esto como marco general del esquema presentado. Después se hace una explicación a detalle del sistema mencionando los componentes que se usan así como su función dentro éste. Igualmente se hace una explicación del funcionamiento general del sistema. Más adelante se hace la explicación de los experimentos realizados y se presentan los resultados obtenidos.

En el quinto capítulo se mencionan las perspectivas del sistema, de acuerdo con los resultados obtenidos en los experimentos. Por último se presenta un sexto capítulo donde se exponen las conclusiones que se desprenden del trabajo realizado.

Capítulo 1

CONCEPTOS BÁSICOS

Introducción

La fibra óptica es un medio de comunicación que ha reemplazado las señales eléctricas por señales de luz. Una fibra óptica es una barra de material transparente, usualmente hecha de vidrio o plástico, a través de la cual la luz puede propagarse. La estructura de una fibra consiste de un núcleo cubierto con un revestimiento. El núcleo y el revestimiento tienen características ópticas diferentes.

En este primer capítulo se explicará la forma en la cual la luz se propaga a través de la fibra óptica, para ello nos apoyaremos en los conceptos de la Óptica Geométrica, así como también en la teoría electromagnética. Esto nos dará al final del capítulo una noción clara de la propagación en la fibra óptica, para entender los mecanismos de propagación recíprocos en los que se basa la hipótesis del funcionamiento del sistema de referencia.

Otras características importantes que revisaremos son las pérdidas en la fibra, tanto extrínsecas como intrínsecas; así como también las pérdidas debidas a conexiones. Para poder disminuir las pérdidas, es de suma importancia tener una idea clara sobre éstas y sobre los parámetros que las ocasionan, ya que gran parte de la luz se pierde en las conexiones. Una pérdida que es de gran interés para nosotros es la que se genera en los empalmes (conexión fibra-fibra), debido a que ésta afecta en gran medida a nuestro arreglo experimental.

También se hará mención de varios tipos de fibra óptica y algunas de sus características, enfocándonos a la fibra monomodal utilizada en este trabajo. Es de gran importancia tener una idea clara sobre las características de éstas, ya que se comprenderá mejor la propagación de la luz en la fibra óptica.

En este arreglo experimental se utilizan en gran medida los divisores de potencia, por lo que en último el subcapítulo se hará una breve revisión de este tipo de dispositivos.

1.1 Propagación en fibras ópticas

1.1.1 Óptica Geométrica

El comportamiento de la luz es algunas veces más fácil de explicar usando trazos de rayos que usando la teoría electromagnética. Los efectos de reflexión y refracción son mucho más fáciles de explicar usando rayos.

Para empezar a entender la forma en la cual se propaga la luz en una fibra óptica, comenzaremos por revisar las tres principales leyes de la Óptica Geométrica. Éstas son: la ley de la reflexión, la ley de la refracción y la ley de Snell.

1.1.1.1 Ley de la Reflexión

Cuando un rayo de luz incide sobre una superficie reflejante, el rayo rebota como una pelota cuando ésta es arrojada sobre una pared. La *ley de reflexión* indica que el ángulo de incidencia es igual al ángulo de reflexión, como se muestra en la figura (1.1.1). Los ángulos incidente y reflejado, θ_1 y θ_2 , respectivamente, se encuentran entre los rayos y la normal a la superficie:

$$\theta_1 = \theta_2 \quad (1.1.1)$$

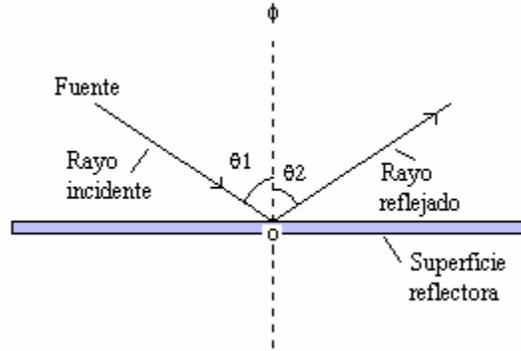


Figura 1.1.1 Ley de la reflexión: θ_1 -ángulo de incidencia, θ_2 -ángulo de reflexión, ϕ -perpendicular a la superficie

Un resultado directo de esta ley es que si θ_1 es 90° , θ_2 también será de 90° y el rayo reflejado estará en la misma línea que el rayo incidente.

1.1.1.2 Ley de Snell y ley de la Refracción

Cuando un rayo viaja a través de un límite entre dos materiales con diferente índice de refracción, n_1 y n_2 (figura 1.1.2), aparecen los fenómenos de reflexión y refracción. La figura (1.1.2) ilustra el caso donde $n_1 > n_2$; esto es, la luz viaja de un material con alto índice de refracción a un material de bajo índice de refracción.

El rayo refractado (el rayo que continúa en la misma dirección que el rayo incidente), está desviado; esto es, el ángulo θ_2 no es igual a θ_1 . La relación entre θ_1 y θ_2 está dada por la *ley de la refracción de Snell*.

$$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2 \quad (1.1.2)$$

De acuerdo con esta ley, un rayo que viaja de un material de alto a bajo índice de refracción, se alejará de la normal al plano de incidencia. El ángulo del rayo de incidencia

será más pequeño que el ángulo del rayo refractado, y ocurrirá contrariamente si el rayo viaja de un material de bajo a alto índice de refracción.

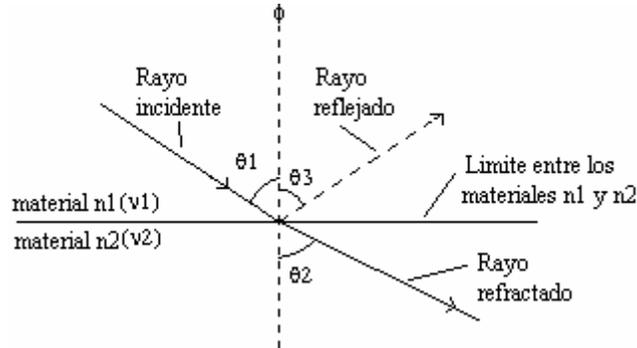


Figura 1.1.2 Reflexión y refracción: θ_1 -ángulo de incidencia, θ_2 -ángulo de refracción, θ_3 -ángulo de reflexión y $n_1 > n_2$

Es importante mencionar que los tres rayos mencionados anteriormente (el incidente, el refractado y el reflejado) se localizan en un mismo plano.

1.1.1.3 Reflexión total interna

Ya conocidas las tres principales leyes de la Óptica Geométrica, ahora haremos una revisión de la *reflexión total interna*, que es el principio básico de propagación de la luz en una fibra óptica.

Refiriéndonos a la situación descrita en la figura (1.1.2), e investigando una condición particular, a saber, qué sucede cuando θ_2 , el ángulo de refracción, es igual a 90° (Figura 1.1.3).

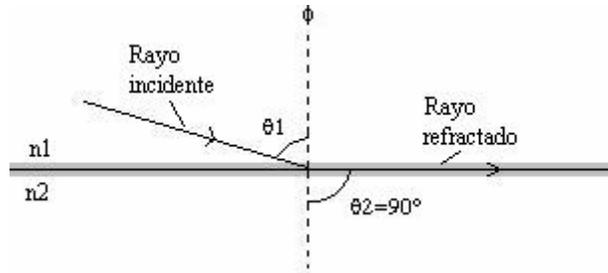


Figura 1.1.3 Refracción en el ángulo crítico, $n_1 > n_2$ y $\theta_1 < \theta_c$, porque $\theta_2 = 90^\circ$ y $\theta_1 = \theta_c$.

Es claro que para $\theta_2 = 90^\circ$, el haz refractado no está viajando a través del material con índice n_2 . Aplicando la ley de Snell sobre la refracción a este caso, obtenemos:

$$\text{sen } \theta_1 / \text{sen } \theta_2 = n_2 / n_1$$

Pero como $\theta_2 = 90^\circ$, tenemos

$$\text{sen } \theta_1 = n_2 / n_1$$

El ángulo de incidencia θ_1 para el cual $\theta_2 = 90^\circ$ es llamado el ángulo crítico θ_c :

$$\text{sen } \theta_c = n_2 / n_1$$

Por lo tanto,

$$\theta_c = \text{angsen}(n_2 / n_1) \tag{1.1.3}$$

Pero como n_2 es menor que n_1 , la fracción n_2/n_1 es menor que 1 y θ_c es menor que 90° . Estamos tratando aquí con rayos que viajan entre materiales de diferente índice de refracción. Si un rayo incide sobre el límite entre materiales de índices n_1 y n_2 , en el ángulo crítico, el rayo refractado viajará a lo largo del límite, nunca entrará al material con índice n_2 .

Es importante mencionar que para casos en que el rayo incide con un ángulo mayor al ángulo crítico, éste es reflejado. Esto es, el rayo incidente es reflejado cuando $\theta_1 > \theta_c$.

Esta condición es referida como *reflexión total interna*, la cual solo puede ocurrir cuando la luz viaja de un material de alto índice de refracción a uno de más bajo índice.

La luz se propaga en las fibras ópticas bajo esta condición. En la figura (1.1.4) se muestran dos rayos, uno (la línea continua) es inyectado en un ángulo más bajo que el otro (línea punteada). Analizando primero el rayo no continuo, en el punto A, entre el aire y el núcleo, se presenta el fenómeno de refracción, y el rayo continúa en un ángulo más pequeño, cerrándose hacia el eje central de la fibra; esto es, $\theta_{L2} > \theta_1$. El rayo entonces llega a la interfaz núcleo-revestimiento en el punto B. Una vez más, la refracción toma lugar y el rayo se desvía y continúa en el revestimiento. Finalmente, el rayo se desvía de nuevo en el punto C, en la interfaz revestimiento-aire, pero esta vez saliendo de la fibra. Por lo que se dice que el rayo no fue confinado y por lo tanto no se propaga a través de la fibra.

Ahora, siguiendo el segundo rayo (línea continua). De nuevo, la refracción toma lugar en el punto A. En el punto B', en la interfaz núcleo-revestimiento, ocurre la reflexión total interna. Este rayo es confinado en el núcleo de la fibra. Por conveniencia se asume que el ángulo de incidencia en la interfaz núcleo-revestimiento es el ángulo crítico (α_c , para el caso de la fibra, donde el núcleo tiene un índice de refracción n_1 y el revestimiento n_2). De la ecuación (1.1.3)

$$\alpha_c = \text{angsen}(n_2 / n_1) \quad (1.1.4)$$

Un rayo incidente con un ángulo más grande que α_c se propagará en la fibra.

El rayo crítico (línea continua), en la figura (1.1.4), hace un ángulo φ_c con el eje central de la fibra. Los rayos con ángulos de propagación más grandes que φ_c no se propagarán. Como se puede ver $\theta_1 > \varphi_c$, y el rayo con el ángulo θ_1 no es confinado en la fibra.

El ángulo φ_c es llamado *ángulo crítico de propagación*. Por geometría $\text{sen } \alpha_c = \cos \varphi_c = n_2/n_1$.

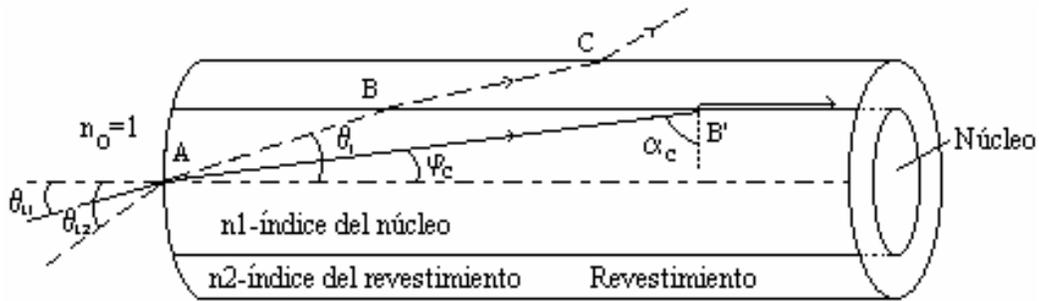


Figura 1.1.4 Propagación de luz en una fibra de índice escalonado.

Aunque la Óptica Geométrica nos da una idea del confinamiento de la luz en las fibras ópticas, nos falta ahora presentar un análisis a partir de la teoría electromagnética que nos dará un mejor conocimiento sobre la propagación.

1.1.2 Modos de propagación

En el apartado anterior sólo se examinaron las trayectorias seguidas por las ondas electromagnéticas que constituyen la luz, y no se tomó en cuenta la naturaleza de estas ondas; tal es el punto de vista de la óptica geométrica. Sin embargo, este enfoque es insuficiente, ya que no se tomó en cuenta la información sobre las propiedades energéticas de la luz, por lo que es necesario hacer uso de otro concepto (*modos de propagación*) para poder explicarnos exactamente lo que ocurre con ésta en su propagación a través de la fibra.

Un modo óptico se refiere a una solución específica de la ecuación de onda, que satisface las condiciones de frontera apropiadas, y tiene la propiedad de que su distribución espacial no cambia con la propagación. Los modos de la fibra pueden ser clasificados como modos guiados, modos tunelizados, y modos radiados. La siguiente discusión la enfocaremos exclusivamente a modos guiados, que es el concepto que nos interesa en esta sección. Por conveniencia se asume que la fibra es ideal con una capa infinitamente gruesa de revestimiento.

Para resolver la ecuación de onda empezaremos por expresarla en coordenadas cilíndricas (ρ , φ y z) como:

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial \rho^2} + \frac{1}{\rho} \frac{\partial E_z}{\partial \rho} + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2 E_z}{\partial \varphi^2} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial z^2} + n^2 k_0^2 E_z = 0 \quad (1.1.5)$$

donde para una fibra de índice escalonado de radio a , el índice de refracción es de la forma:

$$n = \begin{cases} n_1, & \text{para } \rho \leq a, \\ n_2, & \text{para } \rho > a \end{cases} \quad (1.1.6)$$

Por simplicidad de notación, la tilde sobre \tilde{E} ha sido quitada y la dependencia de frecuencia de todas las variables es implícitamente entendida. La ecuación (1.1.5) es escrita para la componente axial E_z del vector de campo eléctrico. Ecuaciones similares pueden ser escritas para las otras cinco componentes de E y H . Aunque, no es necesario resolver las 6 ecuaciones, puesto que dos componentes, de entre las seis, son independientes. Es acostumbrado elegir E_z y H_z como las componentes independientes y obtener E_ρ , E_φ , H_ρ y H_φ en términos de ellas. La ecuación (1.1.5) es fácilmente resuelta usando el método de separación de variables y escribiendo E_z como

$$E_z(\rho, \varphi, z) = F(\rho) \Phi(\varphi) Z(z) \quad (1.1.7)$$

Sustituyendo la ecuación (1.1.7) en la ecuación (1.1.5), obtenemos las tres ecuaciones diferenciales:

$$d^2 Z/dz^2 + \beta^2 Z = 0, \quad (1.1.8)$$

$$d^2 \Phi/d\varphi^2 + m^2 \Phi = 0, \quad (1.1.9)$$

$$\frac{d^2 F}{d\rho^2} + \frac{1}{\rho} \frac{dF}{d\rho} + \left(n^2 k_0^2 - \beta^2 - \frac{m^2}{\rho^2} \right) F = 0. \quad (1.1.10)$$

La ecuación (1.1.8) tiene una solución de la forma $Z = \exp(j\beta z)$, donde β es la constante de propagación. Similarmente la ecuación (1.1.9) tiene una solución general $\Phi = \exp(jm\varphi)$; la constante m se restringe solamente a tomar valores enteros, puesto que el campo debe ser periódico en φ con un periodo de 2π .

La ecuación (1.1.10) es la ecuación diferencial bien conocida para las funciones de Bessel. Su solución general en las regiones del núcleo y el revestimiento está dada por:

$$F(\rho) = \begin{cases} AJ_m(\kappa\rho) + A'Y_m(\kappa\rho), & \text{para } \rho \leq a, \\ CK_m(\gamma\rho) + C'I_m(\gamma\rho), & \text{para } \rho > a \end{cases} \quad (1.1.11)$$

$$(1.1.12)$$

donde A , A' , C y C' son constantes y J_m , Y_m , K_m e I_m son diferentes tipos de funciones de Bessel. Los parámetros κ y γ son definidos por

$$\kappa^2 = n_1^2 k_0^2 - \beta^2, \quad (1.1.13)$$

$$\gamma^2 = \beta^2 - n_2^2 k_0^2 \quad (1.1.14)$$

La simplificación considerable ocurre cuando usamos las condiciones de frontera, esto es, el campo óptico para un modo guiado debe ser finito en $\rho = 0$ y decae a cero cuando $\rho = \infty$. Puesto que $Y_m(\kappa\rho)$ tiene una singularidad en $\rho = 0$, $F(0)$ puede seguir siendo finito solamente si $A' = 0$. Similarmente, $F(\rho)$ desaparece en infinito solamente si $C' = 0$. La solución general de la ecuación (1.1.5) es de la forma:

$$E_z = \begin{cases} AJ_m(\kappa\rho)\exp(jm\varphi)\exp(j\beta z), & \text{para } \rho \leq a \\ CK_m(\gamma\rho)\exp(jm\varphi)\exp(j\beta z), & \text{para } \rho > a \end{cases} \quad (1.1.15)$$

$$(1.1.16)$$

El mismo método puede ser usado para obtener H_z , el cual también satisface la ecuación (1.1.5). De hecho, la solución es la misma pero con diferentes constantes B y D , esto es,

$$H_z = \begin{cases} BJ_m(\kappa\rho)\exp(jm\varphi)\exp(j\beta z), & \text{para } \rho \leq a \\ DK_m(\gamma\rho)\exp(jm\varphi)\exp(j\beta z), & \text{para } \rho > a \end{cases} \quad (1.1.17)$$

$$(1.1.18)$$

Las otras cuatro componentes E_ρ , E_φ , H_ρ y H_φ , pueden ser expresadas en términos de H_z y E_z usando las ecuaciones de Maxwell. El resultado es

$$E_\rho = \frac{j}{\kappa^2} \left(\beta \frac{\partial E_z}{\partial \rho} + \mu_0 \frac{\omega}{\rho} \frac{\partial H_z}{\partial \varphi} \right) \quad (1.1.19)$$

$$E_\varphi = \frac{j}{\kappa^2} \left(\frac{\beta}{\rho} \frac{\partial E_z}{\partial \varphi} - \mu_0 \omega \frac{\partial H_z}{\partial \rho} \right) \quad (1.1.20)$$

$$H_\rho = \frac{j}{\kappa^2} \left(\beta \frac{\partial H_z}{\partial \rho} - \epsilon_0 n^2 \frac{\omega}{\rho} \frac{\partial E_z}{\partial \varphi} \right) \quad (1.1.21)$$

$$H_\varphi = \frac{j}{\kappa^2} \left(\frac{\beta}{\rho} \frac{\partial H_z}{\partial \varphi} + \epsilon_0 n^2 \omega \frac{\partial E_z}{\partial \rho} \right) \quad (1.1.22)$$

Las ecuaciones (1.1.15)-(1.1.22) expresan el campo electromagnético en las regiones del núcleo y el revestimiento de una fibra óptica en términos de cuatro constantes A, B, C y D. Estas constantes son determinadas aplicando las condiciones de frontera, esto es, las componentes tangenciales de E y H son continuas a través de la interfaz núcleo-revestimiento. Requiriendo la continuidad de E_z , H_z , E_φ y H_φ en $\rho = a$, obtenemos un sistema de cuatro ecuaciones homogéneas satisfechas por A, B, C y D. Estas ecuaciones tienen una solución no trivial solamente si el determinante de la matriz de coeficientes desaparece. Esta condición nos proporciona una ecuación de valor propio cuya solución determina la constante de propagación β . Puesto que los detalles algebraicos son directos, escribimos la ecuación de valor propio directamente:

$$\left(\frac{J'_m(\kappa a)}{\kappa J_m(\kappa a)} + \frac{K'_m(\gamma a)}{\gamma K_m(\gamma a)} \right) \left(\frac{J'_m(\kappa a)}{\kappa J_m(\kappa a)} + \frac{n_2^2}{n_1^2} \frac{K'_m(\gamma a)}{\gamma K_m(\gamma a)} \right) = \left(\frac{m\beta}{n_1 a k_0} \right)^2 \left(\frac{1}{\kappa^2} + \frac{1}{\gamma^2} \right)^2 \quad (1.1.23)$$

donde la prima indica diferenciaciones con respecto al argumento.

Para un sistema dado de parámetros k_0 , a , n_1 y n_2 , la ecuación de valor propio puede ser resuelta numéricamente para determinar la constante de propagación β . En general, debería tener múltiples soluciones para cada valor entero de m . Es acostumbrado enumerar estas soluciones en orden numérico decreciente y denotarlos por β_{mn} para un valor de m dado ($n=1,2,\dots$). Cada valor β_{mn} corresponde a un posible modo de propagación del campo óptico cuya distribución espacial es obtenida de las ecuaciones (1.1.15)-(1.1.22), puesto que la distribución del campo no cambia con la propagación (excepto para un factor de fase) y satisface todas las condiciones de frontera, es un modo óptico de la fibra. En general, E_z y H_z son diferentes de cero (excepto para $m=0$), en contraste con las guías de onda planas, para las cuales uno de ellos puede ser cero. Los modos de la fibra son por lo tanto referidos como modos híbridos y son denotados por HE_{mn} o EH_{mn} dependiendo si $H_z > E_z$ o viceversa. En el caso especial en que $m=0$, HE_{0m} y EH_{0m} son también denotados por TE_{0n} y TM_{0n} , respectivamente, puesto que corresponden a los modos transversal-eléctricos o transversal-magnéticos de la propagación.

Un modo es únicamente identificado por su constante de propagación β . Esto es útil para introducir una cantidad $\bar{n} = \beta/k_0$; éste es llamado el índice del modo (o índice efectivo) y tiene el significado físico que el modo se propaga en un índice de refracción efectivo \bar{n} cuyo valor se encuentra en el rango $n_1 > \bar{n} > n_2$. Un modo cesa de ser guiado cuando $\bar{n} \leq n_2$. Esto puede ser entendido observando que el campo óptico de los modos guiados decae exponencialmente dentro de la capa del revestimiento.

$$K_m(\gamma\rho) \approx (\pi/\gamma\rho)^{1/2} \exp(-\gamma\rho) \quad \text{para } \gamma\rho \gg 1 \quad (1.1.24)$$

Cuando $\bar{n} \leq n_2$, $\gamma^2 \leq 0$ de la ecuación (1.1.14), y el decaimiento exponencial no ocurre. El modo se dice alcanza el corte cuando γ llega a ser cero o cuando $\bar{n} = n_2$. De las ecuaciones (1.1.13) y (1.1.14) $\kappa = k_0(n_1^2 - n_2^2)^{1/2}$ cuando $\gamma = 0$.

Un parámetro que juega un papel importante en determinar la condición de corte está definido como

$$V = k_0 a (n_1^2 - n_2^2)^{1/2} \approx (2\pi/\lambda) a n_1 \sqrt{2\Delta} \quad (1.1.25)$$

Ésta es llamada *frecuencia normalizada*. Ésta también es útil para introducir una *constante de propagación normalizada* b definida por

$$b = \frac{\beta/k_0 - n_2}{n_1 - n_2} = \frac{\bar{n} - n_2}{n_1 - n_1} \quad (1.1.26)$$

La figura (1.1.5) muestra una gráfica de b como una función de V para algunos modos de orden inferior de la fibra obtenidos al resolver la ecuación de valor propio (1.1.23). Una fibra con un gran valor de V soporta muchos modos. Un cálculo aproximado del número de modos para una fibra multimodo está dado por $V^2/2$. El número de modos decrece rápidamente cuando v es reducido. Debajo de ciertos valores de V todos los modos, excepto el modo HE_{11} , alcanzan el corte. Tales fibras soportan un solo modo y son llamadas fibras monomodo.

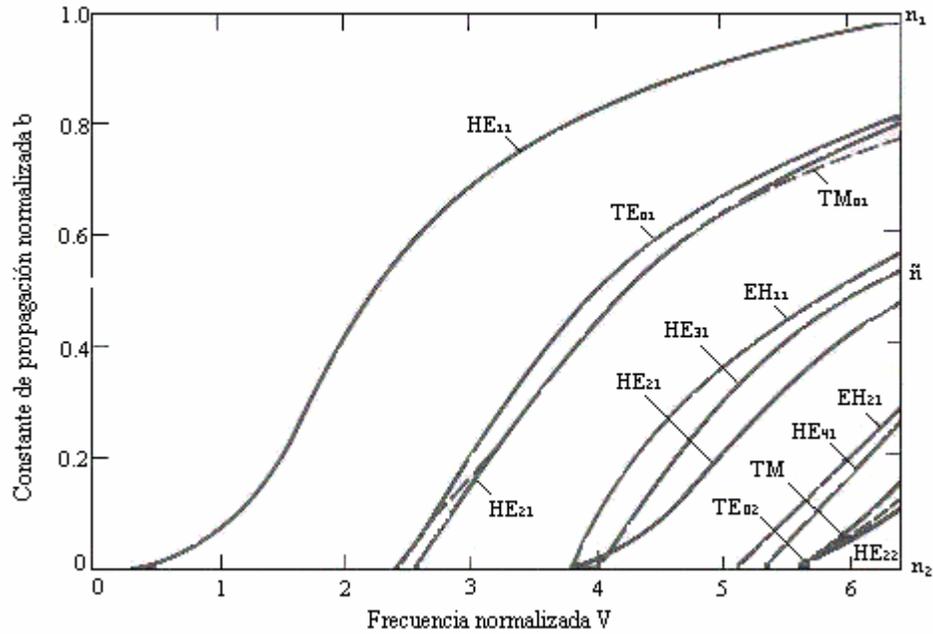


Figura 1.1.5 Constante de propagación b como función de la frecuencia normalizada V para modos de bajo orden. La escala de la derecha muestra el índice de modo \tilde{n} .

1.2 Pérdidas en una fibra óptica

Las pérdidas en la fibra son un factor limitante fundamental pues reducen la potencia promedio que llega al receptor. Puesto que los receptores ópticos necesitan una cierta cantidad mínima de potencia para recuperar exactamente la señal, la transmisión a distancia es inherentemente limitada por pérdidas en la fibra.

1.2.1 Pérdidas intrínsecas y extrínsecas

1.2.1.1 Absorción

Las fibras ópticas son hechas de silicio fundido. La absorción del material puede ser dividido en dos categorías. La absorción intrínseca corresponde a las pérdidas causadas por el silicio puro, mientras que la absorción extrínseca está relacionada a las pérdidas causadas

por impurezas. Cualquier material absorbe a ciertas longitudes de onda correspondientes a las resonancias electrónicas y vibratorias asociadas con moléculas específicas. Para las moléculas del silicio, la resonancia electrónica ocurre en la región ultravioleta ($\lambda < 0.4\mu\text{m}$), mientras que la resonancia vibratoria ocurre en la región del infrarrojo ($\lambda > 0.7\mu\text{m}$). Debido a la naturaleza amorfa del silicio fundido, estas resonancias están en forma de bandas de absorción cuyos extremos se extienden dentro de la región visible.

La absorción extrínseca resulta de la presencia de impurezas. Las impurezas de los metales de transición tales como el hierro (Fe), cobre (Cu), cobalto (Co), níquel (Ni), manganeso (Mn), y cromo (Cr) absorben fuertemente en el rango de longitudes de onda de 0.6-1.6 μm . Su cantidad debe ser reducida debajo de una parte por billón ($< 10^{-9}$) para obtener un nivel de pérdidas debajo de 1dB/km. La principal fuente de absorción extrínseca en fibras avanzadas es la presencia de vapor de agua. La resonancia vibratoria del ión OH ocurre en 2.73 μm . Sus tonos armónicos y combinación con el silicio produce gran absorción en las longitudes de onda de 1.39 μm , 1.24 μm y 0.95 μm . Incluso una concentración de una parte por millón puede causar pérdidas de 50dB/km en 1.39 μm . Típicamente, la concentración del ión OH debería ser reducido debajo de 10^{-8} para obtener pérdidas debajo de 10dB/km en esta longitud de onda.

1.2.1.2 Dispersión de Rayleigh

La dispersión de Rayleigh es un mecanismo fundamental de pérdidas que se presenta por fluctuaciones microscópicas locales en densidad. Las fluctuaciones de la densidad conducen a fluctuaciones del índice de refracción sobre una escala más pequeña que la longitud de onda λ . La dispersión de la luz en tal medio es conocida como *dispersión de Rayleigh*. La sección transversal de la dispersión varía como λ^{-4} y es dominante en longitudes de onda cortas.

Esto es, la energía de la luz golpea con obstrucciones dispersas en todas direcciones y la mayor parte no continúa en la dirección original de propagación. Esta energía dispersa

de la luz es perdida. Y como ya se mencionó, las obstrucciones son típicamente variaciones en la densidad del material y el índice de refracción o partículas dentro de éste; de tamaño comparable a λ .

Las pérdidas intrínsecas de las fibras de silicio debidas a la dispersión de Rayleigh pueden ser escritas como

$$\alpha_R = C/\lambda^4 \quad (1.2.1)$$

donde la constante C está en el rango $0.7-0.9(\text{dB/km})\text{-}\mu\text{m}^4$ dependiendo de las componentes del núcleo de la fibra.

La contribución de la dispersión de Rayleigh puede ser reducida debajo de 0.01dB/km en una longitud de onda más grande, cerca de $3\mu\text{m}$. Las fibras de silicio no pueden ser usadas en esta región de longitud de onda, puesto que la absorción en el infrarrojo comienza a dominar las pérdidas de la fibra más allá de $1.6\mu\text{m}$.

1.2.1.3 Curvaturas y microcurvaturas

Las curvaturas en una fibra constituyen otra fuente de pérdidas. Una fibra puede no seguir una trayectoria rigurosamente recta, y por el contrario sufrir curvaturas. Cuando se estudiaron las propiedades de propagación en la fibra, se supuso que ésta era recta. En particular, las condiciones de reflexión total suponían una interfaz núcleo-revestimiento también recta. Si la fibra está curvada, el ángulo de reflexión ya no es constante entre una reflexión y otra. La razón puede ser entendida usando la técnica de trazo de rayos. Normalmente, un rayo guiado golpea la interfaz núcleo-revestimiento en un ángulo más pequeño que el ángulo crítico para curvaturas apretadas. El rayo entonces escaparía de la fibra. En la descripción de modo, una parte de la energía del modo se dispersará en la capa del revestimiento, o se transformará en otro modo (sólo si el cambio de ángulo da lugar a un nuevo ángulo correspondiente a un modo que puede propagarse efectivamente.). La pérdida por curvatura es proporcional a $\exp(-R/R_c)$, donde R es el radio de la curvatura en

la fibra y R_c está dada por $R_c = a/(n_1^2 - n_2^2)$ (donde “a” es el radio del núcleo). Para una fibra monomodo $R_c = 0.2-0.4\text{mm}$ típicamente, y la pérdida de curvatura es insignificante ($<0.01\text{dB/km}$) para un radio de curvatura $R > 5\text{mm}$. Puesto que las curvaturas más macroscópicas exceden $R = 5\text{mm}$, las pérdidas por macrocurvaturas son insignificantes en la práctica.

Una fuente mayor de pérdidas, particularmente en la forma de la fibra, es relacionada con las distorsiones axiales aleatorias las cuales invariablemente ocurren durante el cableado cuando la fibra es presionada contra una superficie que no es perfectamente lisa. Tales pérdidas son referidas como *pérdidas por microcurvaturas*. Las microcurvaturas causan un incremento en las pérdidas de la fibra tanto en las fibras multimodo como en las monomodo y pueden resultar en una pérdida excesivamente grande ($\sim 100\text{dB/km}$) si no son tomadas algunas precauciones para minimizarlas. Para una fibra monomodo, las pérdidas por microcurvaturas pueden ser minimizadas eligiendo una frecuencia normalizada v lo más cercana al valor de corte de 2.405 tal que la energía del modo sea confinada al núcleo. En la práctica, la fibra es diseñada para tener un valor de v en el rango de 2-2.4 en la longitud de onda de operación.

1.2.2 Pérdidas en la conexión

En un sistema de comunicaciones por fibra óptica puede ser necesario conectar las fibras entre sus extremos, ya sea para alargar un enlace, conectar una fibra a una fuente o a un detector, o cuando sea necesario hacer una derivación en el enlace, o simplemente porque la fibra se rompió. Las pérdidas en las conexiones pueden presentarse de diferentes maneras, como a continuación se mencionan.

1.2.2.1 Desalineamiento lateral

Un modelo simple asume que la potencia está uniformemente distribuida sobre el núcleo de la fibra. Con esto asumido, la pérdida por desalineamiento lateral es simplemente debido a un corrimiento de los núcleos de las fibras transmisora y receptora, esto es, el eje de la fibra es paralelo al eje del núcleo de la otra fibra, pero los dos ejes no son colineales. Esto lo podemos ver en la figura (1.2.1)

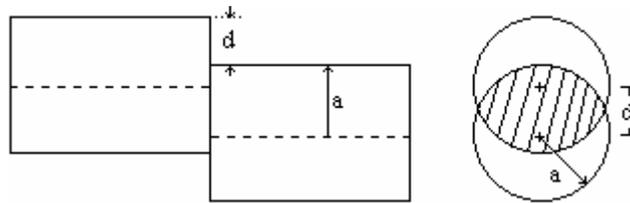


Figura 1.2.1 Corrimiento de los núcleos de las fibras transmisora y receptora. Los núcleos están desalineados por la distancia d .

Podemos concluir que la densidad de potencia en el final de una fibra larga será más baja en los bordes del núcleo que en los puntos más cercanos a su centro.

1.2.2.2 Desalineamiento angular

En este caso los ejes de las dos fibras forman un ángulo (figura 1.2.2). Esto provoca que no todos los rayos que salen de la fibra transmisora entren a la fibra receptora con ángulos más pequeños que el ángulo crítico de propagación ϕ_c (Capítulo 1.1, Ley de Snell), lo cual provocará que estos rayos no sean confinados en el núcleo y por lo tanto no se propagarán.

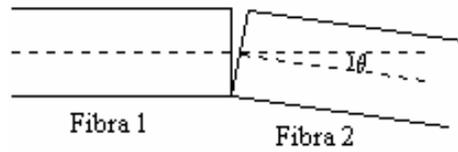


Figura 1.2.2 Acoplamiento entre dos fibras idénticas en las cuales sus ejes Forman un ángulo θ en un plano dado

1.2.2.3 Separación de las fibras

Cuando existe un espacio entre las fibras que son ensambladas, dos fenómenos distintos de pérdidas ocurren. Primero, hay dos límites entre el medio de la fibra y el aire. Así las dos superficies reflejantes contribuyen a las pérdidas. Una forma de eliminar estas pérdidas es llenar el espacio con líquido adaptador de índice, un líquido transparente cuyo índice de refracción es igual que el del núcleo de la fibra. Esto es hecho a menudo en empalmes y conectores.

El segundo mecanismo de pérdidas es mostrado en la figura (1.2.3). Cuando un espacio se presenta, algunos rayos transmitidos no son interceptados por la fibra receptora. Cuando el espacio se incrementa, más grande cantidad de potencia pierde el núcleo receptor debido a la divergencia del haz.

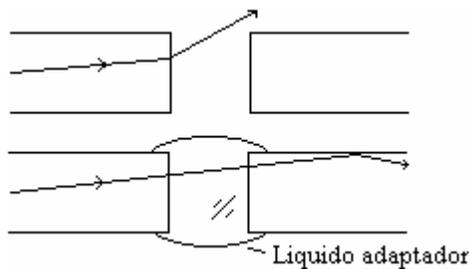


Figura 1.2.3 Un fluido adaptador de índice disminuye las pérdidas por separación de fibras reduciendo la divergencia del haz.

1.2.2.4 Extremos lisos y paralelos

Si la cara de entrada de una fibra no es perpendicular a su eje, se vuelve a tener una pérdida comparable a la que resulta del desalineamiento angular. Y si las caras de las fibras son rugosas, la difusión en las irregularidades produce pérdidas suplementarias. Para remediar este problema también es útil recurrir al líquido adaptador de índice.

1.2.2.5 Variación del diámetro del núcleo

Las conexiones entre fibras que tienen diferentes diámetros de núcleo son comunes. Las pérdidas existen cuando el radio del núcleo de la fibra transmisora es más grande que el radio del núcleo de la fibra receptora. No hay pérdidas cuando la fibra receptora es más grande que la fibra transmisora.

1.2.2.6 Pérdidas por empalmes y conectores

Los conectores son utilizados para interconectar fibras ópticas en sistemas de comunicaciones, de sensado, de ruteo y de manera general en cualquier sistema de fibra óptica. Ellos pueden ser divididos en dos categorías. Una unión permanente entre dos fibras es conocida como empalme de fibras, mientras que una conexión desmontable entre ellas es realizada usando un conector de fibras. Los conectores son usados para ligar el cable de la fibra con el transmisor (o el receptor), mientras que los empalmes son utilizados para unir segmentos de fibra. El problema principal en el uso de empalmes y conectores está relacionado con las pérdidas. Siempre se pierde algo de potencia, ya que los extremos de las dos fibras nunca están perfectamente alineados en la práctica.

Las pérdidas por empalme debajo de 0.1dB son realizadas usando la técnica de empalme por fusión. Las pérdidas por conectores son generalmente más grandes. Los conectores avanzados proveen un promedio de pérdidas alrededor de 0.3dB.

1.3 Tipos de fibra óptica

1.3.1 Fibras multimodo

Este tipo de fibra recibe este nombre debido a que permiten una gran cantidad de modos de propagación (capítulo 1.1) y podemos encontrar dos tipos importantes de ellas, que son las fibras de índice escalonado y las fibras de índice gradual. En lo siguiente haremos una revisión de ambas.

1.3.1.1 Fibras de índice escalonado

Las fibras de índice escalonado consisten de un núcleo central cuyo índice de refracción es n_1 , rodeado por un revestimiento cuyo índice de refracción es n_2 . La figura (1.3.1) muestra la estructura.

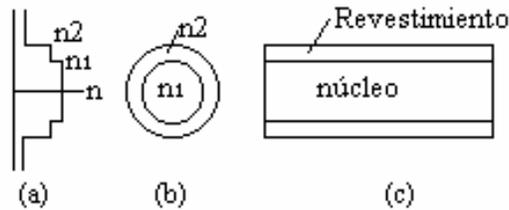


Figura 1.3.1 Fibra de índice escalonado. (a) Perfil del índice de refracción. (b) Vista del extremo. (c) Vista transversal.

Como se puede apreciar en el perfil de índice (figura 1.3.1a), el valor del índice de refracción en todo el núcleo es el mismo, y el índice de refracción del revestimiento es diferente (más pequeño). Se puede ver claramente que este cambio, en la interfaz núcleo-revestimiento, se da bruscamente. Éste es el motivo por el cual a esta fibra se le conoce como de índice escalonado.

En este tipo de fibra se requiere que el ángulo de reflexión sea igual o más grande que el ángulo crítico θ_c (definido en el capítulo 1.1). Un parámetro importante de la fibra es *cambio fraccional del índice de refracción* Δ . Está dado por

$$\Delta = \frac{n_1 - n_2}{n_1} \quad (1.3.1)$$

Este parámetro es siempre positivo porque n_1 debe ser más grande que n_2 . Típicamente, Δ es del orden de 0.01.

Las fibras de índice escalonado tienen tres formas comunes: un núcleo de vidrio, revestido con un vidrio que tiene levemente un índice de refracción más bajo; un núcleo de vidrio de silicio, revestido con plástico; y un núcleo de plástico, revestido con otro plástico. Generalmente, el escalón en el índice de refracción es más pequeño para todas las fibras de vidrio, un poco más grande las fibras silicio-plástico y más grande para las plástico-plástico.

Las pérdidas de atenuación en las fibras vidrio-vidrio es generalmente más baja que en una fibra silicio-plástico o que en una fibra plástico-plástico. Las pérdidas en las fibras vidrio-vidrio son de pocos dB/km. Las pérdidas en las fibras silicio-plástico alrededor de 8 dB/km. Y las fibras plástico-plástico podrían tener pérdidas de varios cientos de dB/km [8].

Revisando la estructura de la fibra de índice escalonado nos indica que la luz puede también ser atrapada por reflexión total interna en el límite externo del revestimiento, si el material que lo envuelve tiene un índice de refracción más bajo. La luz que viaja por el revestimiento se atenúa más rápidamente que la luz que viaja por el núcleo, esto es porque el límite externo del revestimiento está normalmente en contacto con un material con pérdidas.

1.3.1.2 Fibras de índice gradual

Las fibras de índice gradual tienen un material de núcleo cuyo índice de refracción decrece gradualmente con la distancia del eje de la fibra a la periferia. Esta estructura, ilustrada en la figura (1.3.2), parece ser completamente diferente de las fibras de índice escalonado.

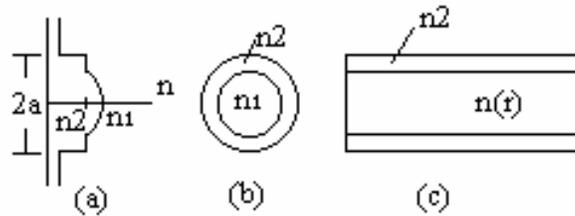


Figura 1.3.2 Fibra de índice gradual. (a) Perfil del índice de refracción. (b) Vista del extremo. (c) Vista transversal.

Mostraremos como la fibra de índice gradual guía la luz atrapando rayos, semejante a las fibras ópticas de índice escalonado. Como se puede apreciar en el perfil de índice, el valor del índice de refracción en el núcleo no es constante. Esta variación de índice está descrita por

$$n(r) = n_1 \sqrt{1 - 2(r/a)^\alpha \Delta} \quad r \leq a \quad (1.3.2a)$$

$$n(r) = n_1 \sqrt{1 - 2\Delta} = n_2 \quad r > a \quad (1.3.2b)$$

donde

n_1 = índice de refracción a lo largo del eje de la fibra.

n_2 = índice de refracción fuera del núcleo (índice del revestimiento).

α = parámetro que describe la variación del perfil de índice de refracción.

Δ = parámetro que determina la escala de cambio del perfil.

La luz viaja a través de la fibra en forma oscilatoria, como muestra la figura (1.3.3).

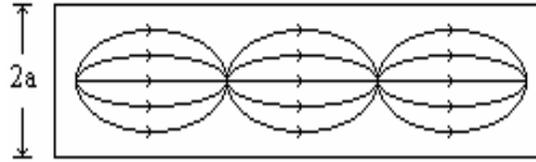


Figura 1.3.3 Trayectorias de los rayos de luz a lo largo de una fibra óptica de índice gradual

El cambio de índice de refracción hace que los rayos sean continuamente redirigidos hacia el eje de la fibra, y la variación particular en las ecuaciones (1.3.2a) y (1.3.2b), los hace ser periódicamente reenfocados. Podemos ilustrar este cambio de dirección modelando el cambio continuo en el índice por una serie de saltos pequeños, como se muestra en la figura (1.3.4). Este modelo puede ser hecho más exacto incrementando el número de saltos. El desvío de los rayos en cada pequeño salto se hace siguiendo la *Ley de Snell*.

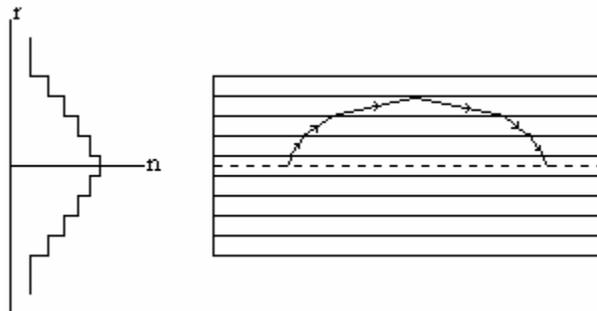


Figura 1.3.4 Modelo escalonado de una fibra óptica de índice gradual

Un rayo que cruza el eje de la fibra toca una serie de límites, cada vez que viaja dentro de una región de más bajo índice de refracción, así se desvía más lejos hacia el eje horizontal. En uno de los límites se aleja del eje, el ángulo del rayo excede el ángulo crítico y es totalmente reflejado hacia el eje de la fibra. Ahora los rayos van de bajo a más alto índice, así se desvían hacia la normal hasta que cruzan el eje de la fibra. En este punto el

proceso se repite. De esta manera la fibra atrapa un rayo, haciéndolo oscilar y propagarse dentro de la fibra.

Los rayos cruzan el eje casi horizontalmente en la figura (1.3.3) y son regresados después de viajar una distancia corta lejos del eje. Los rayos más inclinados viajan más lejos del eje. Algunos rayos pueden ser tan inclinados que no todos ellos serán regresados. Ellos nunca son desviados lo suficiente para sufrir reflexiones. Estos rayos no serán atrapados. Ahora vemos que solamente los rayos dentro de un rango angular limitado se propagarán a lo largo de la fibra de índice gradual.

1.3.2 Fibras monomodo

Como su nombre lo indica, la energía luminosa en una fibra monomodo es concentrada en un único modo. Esto se logra reduciendo Δ y/o el diámetro del núcleo a un punto donde la *frecuencia normalizada* sea menos de 2.4. Este valor relativamente pequeño significa que el radio de la fibra y Δ , la diferencia de índice de refracción relativa, deben ser pequeñas.

En las fibras monomodo parte de la luz se propaga en el revestimiento. El revestimiento debe entonces tener bajas pérdidas y ser relativamente grueso. Típicamente, para un diámetro de núcleo de $10\mu\text{m}$, el diámetro del revestimiento es cerca de $120\mu\text{m}$. La fibra monomodo es la más baja en pérdidas y la más alta en tasa de datos; es también la más costosa. Las fibras monomodo han sido experimentalmente usadas para una tasa de transmisión de datos de 1000 GHz [9].

La fibra monomodo soporta solamente el modo HE_{11} , el cual es también conocido como el *modo fundamental* de la fibra. La frecuencia normalizada determina el número de modos soportados por una fibra. La condición de corte de los modos es también determinada por este parámetro. El modo fundamental no tiene corte y es siempre soportado por una fibra.

1.3.2.1 Condición de propagación de un solo modo

Esta condición es determinada por el valor de V en el cual los modos TE_{01} y TM_{01} alcanzan el corte. La ecuación de valor propio para estos dos modos puede ser obtenida fijando $m = 0$ en la ecuación (1.1.23) y está dado por

$$\kappa J_0(\kappa a) K'_0(\gamma a) + \gamma J'_0(\kappa a) K_0(\gamma a) = 0 \quad (\text{modos } TE_{0n}) \quad (1.3.3)$$

$$\kappa n_2^2 J_0(\kappa a) K'_0(\gamma a) + \gamma n_1^2 J'_0(\kappa a) K_0(\gamma a) = 0 \quad (\text{modos } TM_{0n}) \quad (1.3.4)$$

Un modo alcanzará el corte cuando $\gamma = 0$. Puesto que $\kappa a = v$ cuando $\gamma = 0$, la condición de corte es simplemente dada por

$$J_0(v) = 0 \quad (1.3.5)$$

El valor más pequeño de v para el cual $J_0(v) = 0$ es 2.405. Una fibra diseñada de tal manera que $V < 2.405$ soportará solamente el modo fundamental HE_{11} . Ésta es la condición de propagación de un solo modo.

Podemos usar la ecuación (1.1.25) para estimar el radio del núcleo de las fibras. Las fibras monomodo para telecomunicaciones son diseñadas con un núcleo de $10\mu\text{m}$; el radio del núcleo es más pequeño por cerca de un factor de 2 para fibras diseñadas para operar en la región visible del espectro [10].

1.3.2.2 Índice del modo

El índice del modo \bar{n} en la longitud de onda de operación puede ser obtenida usando la ecuación (1.1.26), acorde con la cual

$$\bar{n} = n_2 + (n_1 - n_2) \approx n_2(1 + b\Delta) \quad (1.3.6)$$

y usando la figura (1.1.5), la cual provee b como una función de v para el modo HE_{11} . Una aproximación analítica para b es

$$b(V) \approx (1.1428 - 0.9960/v)^2 \quad (1.3.7)$$

valor que se encuentra dentro del 0.2% para v en un rango de 1.5 a 2.5.

1.3.2.3 Distribución de campo

La distribución de campo del modo fundamental es obtenida usando las ecuaciones (1.1.15)-(1.1.22). Las componentes axiales E_z y H_z son absolutamente pequeñas para $\Delta \ll 1$. Así el modo HE_{11} tiene una polarización lineal para las fibras de guiado débil. También es denotada como LP_{01} (LP- linear polarization) siguiendo una terminología alternativa, en la cual todos los modos de las fibras son asumidos con una polarización lineal. Una de las componentes transversales puede ser tomada como cero para un modo linealmente polarizado. Si fijamos $E_y = 0$, la componente E_x de campo eléctrico para el modo HE_{11} está dada por

$$E_x = E_0 \begin{cases} [J_0(\gamma\rho)/J_0(\kappa a)] \exp(j\beta z) & \text{para } \rho \leq a \\ [K_0(\kappa\rho)/K_0(\kappa a)] \exp(j\beta z) & \text{para } \rho \geq a \end{cases} \quad (1.3.8)$$

donde E_0 es una constante relacionada a la potencia transportada por el modo. La componente dominante del campo magnético correspondiente está dada por $H_y(\epsilon_0/\mu_0)^{1/2}E_x$. De igual manera está linealmente polarizado a lo largo del eje x . La fibra también soporta otros modos polarizados linealmente a lo largo del eje y . En este sentido una fibra monomodo actualmente soporta dos modos polarizados ortogonalmente que son degenerados, así tienen el mismo índice de modo \bar{n} .

1.4 Dispositivos básicos de óptica integrada

La óptica integrada es la tecnología de construir sobre substratos dispositivos y redes ópticas. Es similar a la construcción de circuitos electrónicos integrados. Los términos optoelectrónica integrada y fotónica integrada también son usados para describir este campo. Fotónica se refiere a algún sistema combinando óptica y electrónica. La óptica integrada ofrece la capacidad de combinar componentes ópticos y electrónicos sobre un solo substrato para producir sistemas o subsistemas funcionales. Los componentes integrados a menudo tienen dimensiones del orden de la longitud de onda de la luz. Esta tecnología tiene muchas de las mismas ventajas de los circuitos integrados: manejable, compacto y bajo costo. Transmisores, receptores y repetidores ópticos pueden ser diseñados en su totalidad para la interconexión a grandes distancias por fibra óptica.

La óptica integrada provee componentes tanto activos como pasivos. Los dispositivos pasivos incluyen componentes tales como acopladores direccionales, divisores de haz, aisladores, filtros, lentes y prismas. Los dispositivos activos incluyen moduladores, interruptores, fuentes de luz y detectores de luz. Los acopladores direccionales interconectan guías de onda de película delgada adyacentes; los divisores de haz dirigen la entrada de un haz de luz dentro de dos o más guías de onda de salida. Los aisladores son líneas de transmisión unidireccionales. Rechazan la luz reflejada que puede trastornar la operación del diodo láser, haciéndolo inestable. Los filtros separan varias portadoras de frecuencia óptica que pueden estar viajando a lo largo de la misma fibra en un sistema multiplexado por división de longitud de onda. Los moduladores de óptica integrada actúan como moduladores externos, reemplazando los moduladores internos actuales comúnmente encontrados en sistemas de fibra. Aunque más costosos, los moduladores externos pueden operar a velocidades más altas que los moduladores actuales. Los interruptores ópticos son útiles como dispositivos de puente para evitar nodos inoperables en una red de área local.

En este capítulo nos enfocaremos solamente a los dispositivos que son de nuestro interés, que son los pasivos.

1.4.1 Dispositivos pasivos

Los dispositivos pasivos son generalmente construidos modificando la estructura de una guía de onda. Se sabe que variando el grueso de una película cambia su índice de refracción. Por lo tanto, las variaciones del grueso causarán desviaciones del rayo, siguiendo la ley de Snell.

El patrón de una guía de onda usada para un acoplador direccional es mostrado en la figura (1.4.1). Este patrón es fabricado en el sustrato por intercambio iónico, implantación iónica, deposición de vapor químico, o alguna otra forma de técnica de fabricación. Suponemos que la potencia entra por el puerto 1. Algo de esta potencia sale por el puerto 3 y algo sale por el puerto 4. Idealmente, la luz no alcanza el puerto 2 y la luz no es perdida. En la práctica, pocas decenas de dB son pérdidas, y el acoplamiento al puerto 2 está por debajo de los 30dB de la potencia de entrada. El porcentaje de luz acoplada dentro de la guía de onda adyacente puede ser variada de 0 a 100 convenientemente eligiendo la longitud de la región de acoplamiento. El acoplamiento ocurre entre guías de onda adyacentes porque se traslapan sus campos evanescentes.

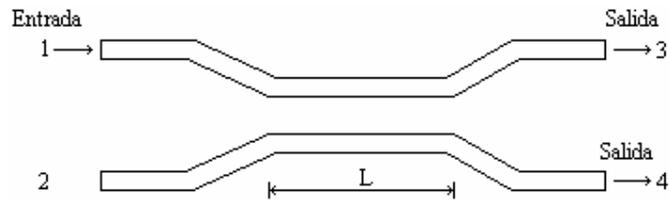


Figura 1.4.1 Acoplador direccional.

Un eficiente acoplamiento requiere que el factor de acoplamiento sea el mismo para cada guía de onda. La condición de acoplamiento de fase es fácilmente satisfecha por las dos guías de onda idénticas cuando tienen el mismo índice de refracción. Las dos salidas son de 3dB en relación con la potencia de entrada. Los acopladores direccionales son

descritos por la cantidad de potencia, en dB, acoplada a la guía de onda adyacente. En el ejemplo antes descrito, el dispositivo es un acoplador 3dB. Si la potencia en el puerto 4 fuera solo 10% de la potencia de entrada, el dispositivo sería un acoplador 10dB.

El diagrama de una guía de onda utilizada como divisor de haz es mostrado en la figura (1.4.2). Típicamente este brazo en “Y” divide la potencia uniformemente entre los puertos de salida. Más puertos de salida pueden ser acomodados conectando en serie varios brazos “Y” como se indica en la figura (1.4.3).

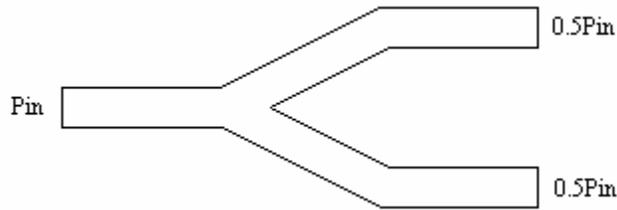


Figura 1.4.2 Divisor de potencia “Y” o acoplador 1x2

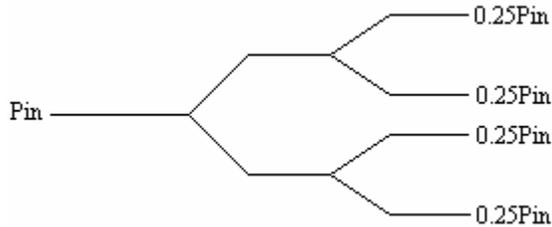


Figura 1.4.3 Divisor de 4 puertos construido con divisores Y en cascada

Capítulo 2

SENSORES DE FIBRA ÓPTICA

Introducción

Los sensores de fibra óptica han recibido considerable atención en los años recientes debido a su inherente inmunidad a la interferencia electromagnética, su seguridad en ambientes peligrosos o explosivos, alta sensibilidad, medidas remotas a grandes distancias. El tamaño pequeño, bajo costo, bajo peso, composición pasiva (todo dieléctrico), funcionamiento a altas temperaturas, gran ancho de banda y facilidad de instalación hace de los sensores de fibra óptica sistemas ideales para la aplicación en varias áreas de la ingeniería, incluyendo numerosos procesos químicos en línea o análisis médico y supervisión de operaciones. Por otra parte, el extenso uso de dispositivos de fibra óptica en la industria de las telecomunicaciones ha resultado en una reducción substancial del costo del sensor de fibra óptica.

Como resultado los sensores de fibra óptica han sido desarrollados para una amplia variedad de aplicaciones en la industria, medicina, defensa e investigación. Algunas de estas aplicaciones incluyen giroscopios para sistemas de navegación automotores, sensores de tensión para estructuras inteligentes, y para la medida de varios parámetros físicos y eléctricos como temperatura, presión, nivel líquido, aceleración, voltaje y corriente en usos de control de procesos. La información es codificada la mayoría de los sensores de fibra

óptica por un cambio en polarización, fase, frecuencia, intensidad, longitud de onda o la combinación de algunas de éstas [1].

Los sensores de fibra óptica pueden ampliamente ser clasificados con base en su principio de operación como sensores basados en cambios de intensidad o del tipo interferométrico. También son clasificados como intrínsecos o extrínsecos. En el tipo intrínseco, la fibra funciona como elemento de transmisión y sensado. Mientras que en el tipo extrínseco, la fibra actúa simplemente como medio de transmisión, llevando luz a, y desde el medio de sensado.

2.1 Sensores de fibra óptica basados en cambios espectrales

Los sensores de fibra óptica basados en cambio espectrales dependen de un haz de luz modulado en longitud de onda por un efecto ambiental. En esta clase de sensores las fibras ópticas son empleadas para transmitir la emisión óptica, del objeto a ser monitoreado, a un espectrómetro óptico localizado remotamente.

Uno de los más simples es el sensor de cuerpo negro (blackbody), que se muestra en la figura (2.1.1). Una cavidad de cuerpo negro está ubicada al final de una fibra óptica. Cuando la cavidad sube su temperatura, comienza a crecer y actuar como codificador de luz [2]. Los detectores en combinación con filtros de banda estrecha son usados para determinar el perfil de la curva de cuerpo negro y a su vez la temperatura. Estos tipos de sensores han sido utilizados con éxito para medir temperatura dentro de algunos grados centígrados bajo campos de intensidad RF.

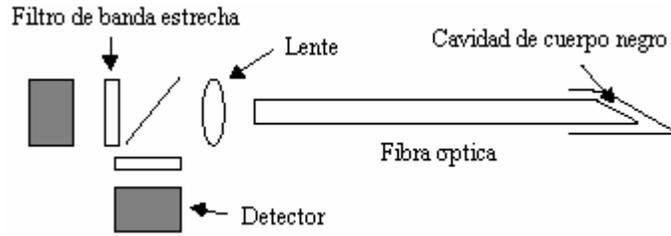


Figura 2.1.1. Sensor que permite la medida de temperatura y es más efectivo en temperaturas de más de 300°

Otro tipo de sensor de temperaturas basado en análisis espectral utiliza cambios en la absorción. El perfil de absorción de la prueba es dependiente de la temperatura y puede ser usado para determinar la temperatura.

Los sensores de fibra basados en señales fluorescentes son ampliamente usados para aplicaciones médicas y sensado químico; también pueden ser usados para medir parámetros físicos como temperatura, viscosidad, y humedad. Un ejemplo es el sensor “end-tip”, en donde la luz se propaga dentro de la fibra hacia una prueba de material fluorescente. La señal resultante es capturada por la misma fibra y regresada a la salida de un demodulador. La fuente de luz puede ser pulsada, y las pruebas se han hecho que dependan de la tasa de tiempo del decaimiento del pulso de luz. En el modo continuo, parámetros tales como viscosidad, contenido de vapor de agua y materiales compuestos de termoplásticos pueden ser monitoreados.

Una alternativa es usar las propiedades evanescentes de la fibra y pistas grabadas con material fluorescente. Enviando un pulso de luz a través de la fibra y observando el resultado fluorescente, una serie de regiones de sensado pueden ser multiplexadas por división de tiempo. También pueden ser introducidos materiales fluorescentes para dopar la fibra.

En muchos casos a los usuarios de sensores les gustaría tener el análogo en fibra óptica de los sensores electrónicos convencionales. Un ejemplo es la galga de tensión eléctrica ampliamente usada por ingenieros estructurales. Este sensor es fabricado

“grabando” una rejilla óptica dentro del núcleo de una fibra óptica. Esta puede ser hecha de varias formas. Un método, ilustrado en la figura (2.1.2), usa dos rayos laser de longitud de onda corta que son angulados para formar un patrón de interferencia a través de la fibra óptica. El patrón de interferencia consiste de bandas de luz y oscuridad que representan cambios locales en el índice de refracción en la región del núcleo de la fibra. El tiempo de la exposición para hacer estas rejillas varía de minutos a horas, depende de la concentración de dopante en la fibra, la longitud de onda usada y el nivel de potencia óptica[2].

Otros métodos que han sido usados incluyen el uso de máscaras de fase así como patrones de interferencia.

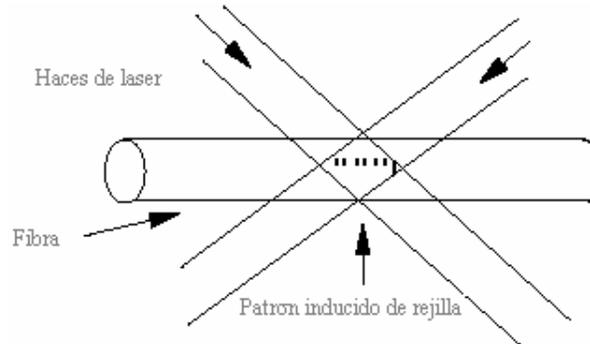


Figura 2.1.2 Sensor de fibra óptica de rejilla

Una vez que han sido fabricadas las rejillas, el problema principal es como extraer la información. Cuando es usada como sensor de tensión, la rejilla se une a, o encaja a una estructura. Como la rejilla es expandida o comprimida, el periodo de la rejilla se expande o contrae, cambiando la respuesta espectral de la rejilla.

2.2 Sensores de fibra óptica interferométricos

Una de las áreas de interés ha sido el desarrollo de sensores de fibra óptica interferométricos de alto rendimiento. En este subcapítulo haremos mención de tres sensores de este tipo, los basados en el interferómetro de Sagnac y el interferómetro de Mach-Zehnder y Michelson.

2.2.1 Sensor de fibra óptica basado en el interferómetro de Sagnac

La aplicación más importante de un sensor de fibra óptica de este tipo es el girocompás de fibra óptica. El girocompás de fibra óptica ofrece el prospecto de un sensor inercial de estado sólido con partes no movibles, confiabilidad sin precedente, y un potencial bajo costo.

Dos tipos de girocompás de fibra óptica están siendo desarrollados. El primer tipo es un girocompás de anillo abierto con una rango dinámico del orden de 1000 a 5000 (el rango dinámico es sin unidades), con una exactitud del factor de posicionamiento de cerca del 0.5% y sensibilidades que varían de menos que $0.01^\circ/\text{hr}$ a $100^\circ/\text{hr}$ y más arriba [9]. Estos girocompases son generalmente usados para aplicaciones de bajo costo donde el rango dinámico y la linealidad no son problemas cruciales. El segundo tipo es el girocompás de anillo cerrado que puede tener un rango dinámico de 10^6 y un factor de escala de linealidad de 10ppm o mejor [11]. Estos tipos de girocompases son sobre todo dirigidos a aplicaciones de navegación de media o alta exactitud.

El girocompás de anillo abierto se ilustra en la figura (2.2.1). Aquí es usada una fuente de luz de banda ancha. El haz de luz de entrada pasa a través de un polarizador que es usado para asegurar la reciprocidad de los rayos de luz contrarios que se propagan a través de la bobina de fibra óptica. El segundo acoplador central divide los dos rayos de luz dentro de la bobina, donde pasan a través de un modulador usado para generar una señal de salida variante en el tiempo indicativa de la rotación. El modulador está desplazado del

centro de la bobina para generar una diferencia de fase relativa entre los rayos de luz contrarios que se propagan. Después de pasar a través de la bobina, los dos rayos de luz se recombinan al pasar de nuevo por el polarizador y son dirigidos hacia el detector.

Cuando el girocompás es rotado a la derecha, la bobina entera es desplazada, levemente incrementando el tiempo que le toma a la luz atravesar la bobina. El haz de luz propagado a la derecha tiene que ir a través de una trayectoria óptica levemente más grande que el rayo contrario, el cual se está moviendo en una dirección opuesta al movimiento de la bobina. La diferencia de fase total es proporcional a la tasa de rotación.

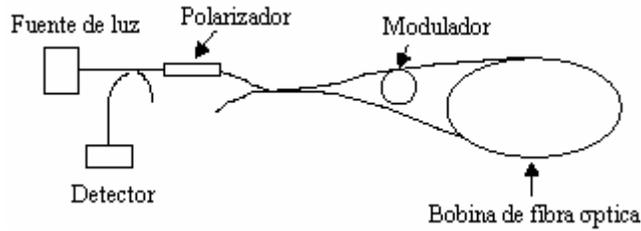


Figura 2.2.1 Los girocompases de fibra óptica de anillo abierto son sensores de rotación más simples y de más bajo costo

Es posible usar el interferómetro de Sagnac para otras tareas de sensado y medidas. Los ejemplos incluyen medidas con una resolución de 100 micras sobre distancias cerca de 1km, que varían lentamente de tensión [12], medidas espectroscópicas de longitudes de onda de cerca de 2nm [13], caracterizaciones de fibra óptica tales como expansión térmica para aproximaciones de cerca de 10ppm [13]. En cada una de estas aplicaciones son usados desplazadores de frecuencias en el anillo de Sagnac para obtener una variación de frecuencia controlable entre los rayos de luz que se propagan contrariamente.

Otras clases de sensores de fibra óptica, basados en el interferómetro de Sagnac, pueden ser usados para medir señales ambientales que varían rápidamente, como el sonido. En la figura (2.2.2) se ilustran dos anillos de Sagnac interconectados que pueden ser usados como un sensor acústico distribuido [2]. La sensibilidad de este sensor acústico de Sagnac depende de la localización de la señal. Si la señal está en el centro del anillo, la

amplificación es cero porque ambos rayos de luz contrarios llegan al centro del anillo al mismo tiempo. Cuando la señal se mueve lejos del centro, la salida se incrementa.

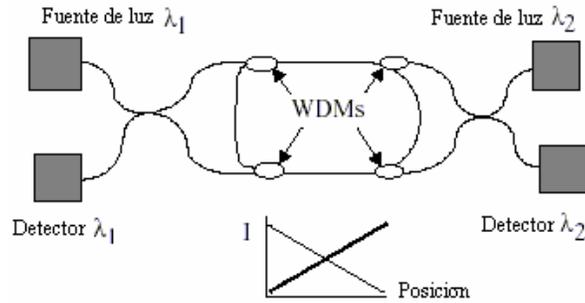


Figura 2.2.2 Sensor acústico distribuido basado en anillos de Sagnac entrelazados

2.2.2 Sensores basados en el interferómetro de Mach-Zehnder y Michelson

Una de las grandes ventajas de los todos los interferómetros de fibra óptica, tal como los de Mach-Zehnder y Michelson en particular, es que tienen gran flexibilidad geométrica y alta sensibilidad que permite la posibilidad de implementar una gran variedad arreglos de alto rendimiento.

Los elementos básicos del interferómetro de Mach-Zehnder son la fuente de luz/módulo acoplador, un transductor y un demodulador homodino. Uno de los problemas básicos con el interferómetro de Mach-Zehnder es que la sensibilidad varía como una función de la fase relativa de los haces de luz en los dos brazos del interferómetro. Una forma de resolver este problema es introducir un estirador piezoeléctrico de fibra dentro de uno de los brazos y ajustar la longitud de trayectoria relativa de los dos brazos para una sensibilidad óptima.

El interferómetro de Michelson es en muchos aspectos similar al de Mach-Zehnder. La diferencia principal es que los espejos han sido puestos sobre los extremos de los brazos del interferómetro. El resultado de esto es un alto nivel de reflexión hacia dentro de la fuente. En combinación con la reciente introducción de espejos conjugados en fase para eliminar problemas de polarización, el interferómetro de Michelson está llegando a ser una alternativa para sistemas que pueden tolerar los costos actuales relativamente altos de estos componentes.

Para implementar un sensor de fibra eficiente basado en los interferómetros de Mach-Zehnder o Michelson, es necesario construir un transductor apropiado. Este puede implicar un revestimiento de fibra que podría ser optimizado para responder a un campo acústico, eléctrico o magnético. La figura (2.2.3) muestra un revestimiento bipartito, que consisten de una capa primaria y una secundaria. Estas capas son diseñadas para que tengan una respuesta óptima para ondas de presión y para obtener un desacoplamiento acústico mínimo entre el medio en el en que se propagan estas ondas y la fibra óptica [2].

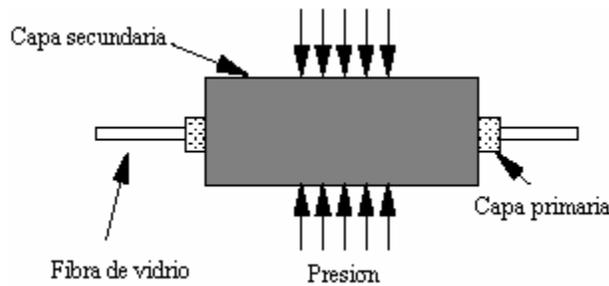


Figura 2.2.3 Las capas pueden ser usadas para optimizar la sensibilidad del sensor

En muchos casos los detalles mecánicos de los transductores diseñados son críticos al buen funcionamiento, tal como un sensor sísmico. Generalmente los interferómetros de Mach-Zehnder y Michelson pueden ser configurados con sensibilidades que son mejores que 10^{-6} radianes por raíz cuadrada Hertz. Para receptores ópticos, el nivel de ruido decrece como una función de la frecuencia. Este fenómeno da lugar a especificaciones en radianes por raíz cuadrada Hertz. El mejor funcionamiento para estos sensores es usualmente

alcanzado en altas frecuencias debido a problemas asociados con los sensores, también con señales ambientales debido a fluctuaciones de temperatura, vibraciones y acústicos que limitan la sensibilidad al utilizar bajas frecuencias.

2.3 Sensores de fibra óptica basados en cambios de intensidad

Los sensores de intensidad ópticos requieren modificaciones significantes de la fibra para modular la intensidad óptica. Los sensores de intensidad de fibra óptica son hechos a menudo de fibras multimodo con pequeños sensores que pueden medir parámetros en ciertos puntos localizados. La portadora óptica es entregada al sensor localizado remotamente y la señal que regresa es modulada en intensidad por el sensor. Más que alta sensibilidad, los sensores de intensidad tienden a acentuar la pasividad eléctrica, inmunidad al ruido electromagnético, y flexibilidad para una gama muy amplia de aplicaciones [14].

Dependiendo del mecanismo de modulación de intensidad, los sensores de intensidad pueden ser clasificados en dos principales clases, los sensores híbridos y los sensores de efecto interno.

En los sensores híbridos toda la modulación de intensidad se realiza uniendo un dispositivo miniaturizado a la superficie del extremo de una fibra. El acercamiento híbrido permite la elección de una gran gama de materiales de modulación y mecanismos limitados solamente por la imaginación del diseñador.

Los sensores de efecto interno son construidos activando ciertos fenómenos de modulación de intensidad de la misma fibra óptica, vía su manipulación mecánica. Hay dos principales mecanismos de modulación de intensidad interna que pueden ser usados, los mecanismos de pérdidas por microcurvaturas y el efecto de modulación de intensidad

modal. Los dispositivos hechos con este efecto tienen la ventaja de la simplicidad estructural.

2.3.1 Sensores de intensidad híbridos

Los sensores de intensidad híbridos también pueden ser clasificados de acuerdo a su mecanismo de modulación. Principalmente existen dos tipos de sensores híbridos: los que utilizan válvulas para transmisión de luz y los sensores de dispersión. A continuación se hace una breve revisión de estos dos sensores.

La mayoría de estos dispositivos trabajan sobre la interrupción de la trayectoria de la luz con grados que varían la gama de sensado y linealidad. Los sensores no lineales son útiles como sensores de umbral para la detección de la existencia o proximidad de objetos. Los sensores lineales son útiles para dar el estado cuantitativo del parámetro de interés.

También es posible construir sensores de intensidad reflejando luz de una superficie o colectando luz dispersa de la sustancia de interés. Las válvulas de transmisión de luz son altamente versátiles y pueden ser modificadas para sensar más parámetros. Sin embargo, su exactitud está restringida por la variación de la transmisión, la fuente de luz y por los fotodetectores, y el convertidor analógico/digital en el dispositivo de monitoreo. Las válvulas de reflexión de luz son a menudo usadas como sensores no lineales o sensores de señal de interruptores de encendido-apagado [14].

Los sensores de dispersión generan a menudo una frecuencia óptica modulada en intensidad o un cambio espectral óptico, y la exactitud de los sensores no es muy afectada por las fluctuaciones de intensidad debido al sistema de transmisión. Por lo tanto los sensores de dispersión son más confiables que otros tipos de sensores particularmente para aplicaciones cuando la fibra de transmisión es larga y cuando un gran número de conectores de fibra o empalmes están implicados [14].

2.3.2 Sensores de efecto interno

Los sensores de fibra óptica también pueden ser construidos con modulación de intensidad óptica completamente realizada con la misma fibra óptica. Básicamente, hay dos fenómenos de modulación interna de intensidad que son útiles, los de efecto “*fiberdyne*” y los de efecto de pérdidas por microcurvatura. Estos efectos pueden ocurrir incluso en una transmisión por fibra óptica no prevista como sensor, y por lo tanto pueden degradar el funcionamiento de los sensores de intensidad. Sin embargo, cuando son utilizados correctamente, estos efectos hacen posible sensores altamente versátiles [14].

Cuando una fibra multimodo es mecánicamente torcida o doblada, cada modo experimenta un cambio en velocidad de fase. La mezcla de estos modos ópticos perturbados causa una distribución de potencia óptica dentro de la fibra óptica, y puede ser detectado por un proceso de filtrado modal. Este efecto es conocido como “*fiberdyne*”.

Es bien conocido que las pérdidas de transmisión en una fibra óptica se incrementan cuando la fibra está sujeta a microcurvaturas. Básicamente, los modos ópticos guiados en el núcleo de la fibra son desacoplados de la región del núcleo hacia la región del revestimiento cuando la fibra es doblada. Esto puede ser visto simplemente debido al cambio del ángulo de incidencia en la interfaz núcleo-revestimiento por la curvatura en la fibra.

Para hacer un buen sensor de intensidad por microcurvaturas, estos modos en el revestimiento deben ser removidos tan pronto como sea posible para prevenir que la luz no se acople de nuevo hacia el núcleo. Si llega a ocurrir este re-acoplamiento causará una fuerte oscilación de la energía modal en el núcleo como una función de la curvatura y reducirá la confiabilidad del sensor.

2.3.3 Ejemplos de sensores de fibra óptica basados en cambios de intensidad

El sensor de fibra óptica más simple es del tipo híbrido; está basado en la modulación de intensidad. La figura (2.3.1) muestra un sensor de vibración que consiste de dos fibras ópticas sostenidas en cercana proximidad una a la otra. La luz es inyectada dentro de una de las fibras ópticas; cuando esto sucede, la luz se expande dentro de un cono de luz cuyo ángulo depende de la diferencia entre los índices de refracción del núcleo y la cubierta de la fibra óptica. La luz capturada por la segunda fibra óptica depende de su ángulo de aceptación y la distancia entre las fibras ópticas. Cuando la distancia d es modulada, alternadamente da lugar a una modulación en intensidad de la luz capturada [14].

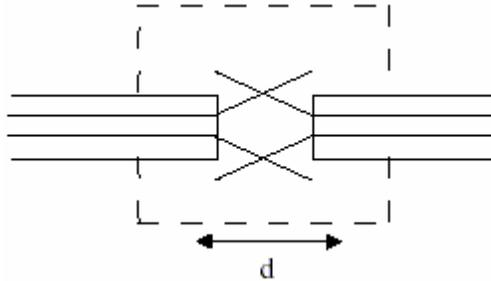


Figura 2.3.1 Los sensores de vibración y distancia pueden ser usados como indicadores de apertura de puertas y medir niveles de vibración en maquinaria

Una variación de este tipo de sensor está mostrada en la figura (2.3.2). Aquí un espejo se usa, que se monta flexiblemente, para responder a un efecto externo tal como presión. Como la posición del espejo cambia, la separación efectiva entre las dos fibras cambia dando lugar a una modulación en intensidad [2].

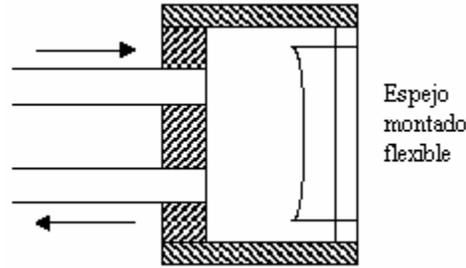


Figura 2.3.2 Sensor de microvibraciones y microdesplazamientos

Un ejemplo de un sensor de posición lineal usando multiplexado por división de longitud de onda está ilustrado en la figura (2.3.3). Aquí una fuente de luz de banda ancha es usada para acoplar luz dentro de un sistema. Una sola fibra es usada para llevar el rayo de luz a un elemento de multiplexado que divide la luz dentro de fibras separadas que son usadas para interrogar la tarjeta codificadora y determinar la posición lineal. Los cuadros sobre la tarjeta de la figura (2.3.3) representan zonas altamente reflectivos, mientras el resto de la tarjeta tiene baja reflectancia. Las señales reflejadas son entonces recombinadas y separadas por un segundo elemento de multiplexado de modo que cada señal interrogada es leída por un detector por separado.

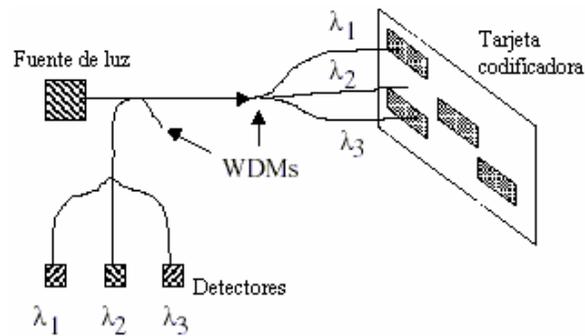


Figura 2.3.3 Sensor de posición usando la técnica de multiplexado en longitud de onda.

Un segundo método para interrogar un sensor de posición usando una sola fibra es usar métodos de multiplexado por división de tiempo. En la figura (2.3.4) una fuente de luz es pulsada. Entonces el pulso de luz se propaga dentro de la fibra óptica y es dividido

dentro de múltiples fibras de interrogación. Cada una de estas fibras se arregla de modo que tengan líneas de retraso, que separan la señal de regreso de la placa del codificador por un tiempo que es más grande que la duración del pulso. Cuando las señales de regreso son recombinadas dentro del detector, el resultado total es una señal codificada correspondiente a la posición de la tarjeta codificadora [15].

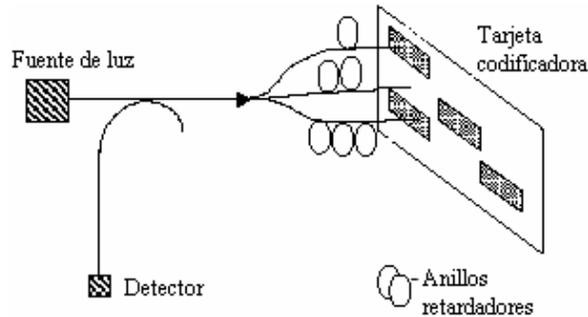


Figura 2.3.4 Sensor de posición lineal usando multiplexado por división de tiempo.

Otra clase de sensores de intensidad está basada en el principio de la reflexión total interna. En el caso del sensor de índice de refracción de la figura (2.3.5), la luz se propaga dentro del núcleo de la fibra y golpea el extremo angulado de ésta. Si el medio dentro del cual el extremo angulado de la fibra es ubicado tiene un bajo índice de refracción, entonces toda la luz es virtualmente reflejada cuando ésta golpea la superficie y regresa vía la fibra. Sin embargo, si el índice de refracción del medio comienza a acercarse al del vidrio, algo de la luz se propaga fuera de la fibra óptica y es pérdida, resultando en una modulación de intensidad [2].

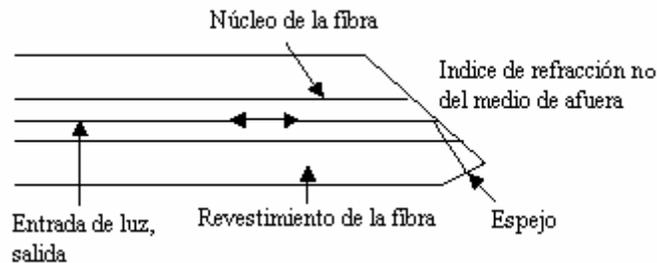


Figura 2.3.5 Sensor usando las propiedades del ángulo crítico de una fibra óptica o índice de refracción.

El confinamiento de un rayo de luz propagado en la región de los núcleos de las fibras y de la transferencia de potencia de dos núcleos ubicados muy cerca pueden ser usados para producir una serie de sensores por campo evanescente. La figura (2.3.6) muestra dos núcleos de fibra que han sido ubicados muy cerca uno del otro. Para una fibra monomodo, esta distancia es del orden de 10 a 20 μm .

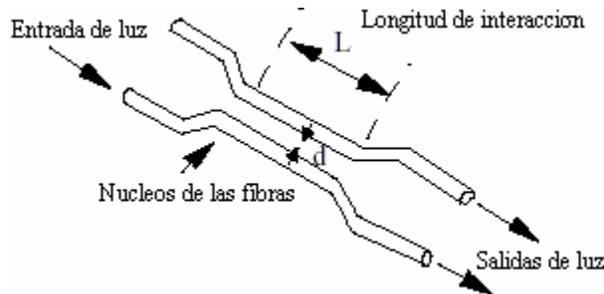


Figura 2.3.6 Sensor basado en el inter-acoplamiento de luz entre dos núcleos ubicados a proximidad.

Cuando una fibra monomodo es usada, hay una fuga considerable del modo más allá de la región del núcleo en el revestimiento o el medio alrededor. Si un segundo núcleo de fibra es ubicado cerca, esta cola evanescente tenderá a inter-acoplarse al núcleo de la fibra adyacente. La cantidad de luz inter-acoplada dependerá de un número de parámetros, incluyendo la longitud de onda de la luz, el índice de refracción relativo del medio en el cual las fibras son ubicadas, la distancia entre los núcleos, y la longitud de la interacción. Este tipo de sensor puede ser usado para medir longitud de onda, filtros espectrales, índice de refracción, y efectos ambientales actuando sobre el medio alrededor de los núcleos [16].

Otra forma en que la luz puede ser desacoplada de una fibra óptica es cuando los radios de curvatura en la fibra exceden el ángulo crítico necesario para confinar la luz en el núcleo y hay fugas hacia el revestimiento. Microcurvaturas locales de la fibra pueden causar que esto ocurra, lo cual da lugar a la modulación en intensidad de luz propagándose a través de la fibra óptica. Este tipo de sensores han sido utilizados para sensar vibración, presión, y otros efectos ambientales. La figura (2.3.7) muestra una disposición típica de

este tipo de dispositivos que consiste de una fuente de luz, una sección de fibra óptica posicionada en un transductor de microcurvaturas diseñado para modular en intensidad la luz en respuesta a un efecto ambiental, y un detector. En algunos casos los transductores de microcurvaturas pueden ser implementados usando cables de fibra especial o fibra óptica que es simplemente optimizada para ser sensible a las pérdidas por microcurvaturas [2].

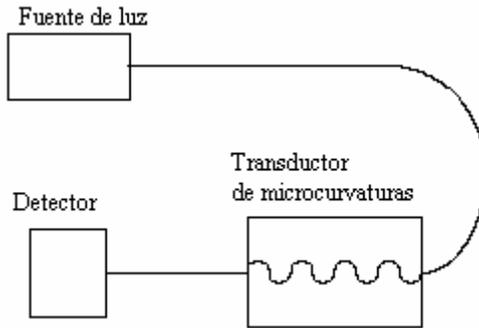


Figura 2.3.7 Los sensores de microcurvaturas en fibra óptica

Un último ejemplo de sensor de intensidad es el dispositivo de rejilla mostrado en la figura (2.3.8). Aquí un rayo de luz óptico de entrada es colimado utilizando un lente y pasa a través de un sistema dual de rejilla. Una de las rejillas está fija mientras la otra se mueve; así la posición relativa entre las rejillas cambia, dando lugar a una señal modulada en intensidad a la salida de la fibra óptica [17].

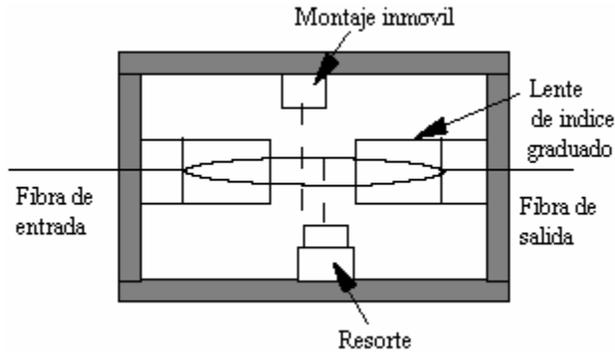


Figura 2.3.8 Sensor de vibración o aceleración utilizando rejillas.

Una de las limitaciones de este tipo de dispositivos es que como la rejilla se mueve de una posición totalmente transparente a una posición totalmente opaca, la sensibilidad relativa del sensor cambia.

Los sensores de intensidad tienen una serie de limitaciones impuestas por pérdidas variables en el sistema que no están relacionadas a efectos ambientales que se quiere medir. Algunas de las fuentes potenciales de error incluyen pérdidas variables debido a conectores y empalmes, pérdidas por microcurvaturas, pérdidas por macrocurvaturas y arrastramiento mecánico y desalineamiento de fuentes de luz y detectores. Para evitar este problema, los sensores de intensidad emplean longitudes de onda duales. Una de las longitudes es usada para calibrar todos los errores debidos a variaciones de intensidad indeseados punteando la región de sensado. Una solución alternativa es usar sensores de fibra óptica que sean inherentemente resistentes a errores inducidos por variaciones de intensidad [2].

2.4 Algunas aplicaciones de sensores de fibra óptica

Los sensores de fibra óptica están siendo desarrollados y usados en dos principales formas. La primera es como un reemplazo directo de sensores ópticos y electrónicos existentes, donde los sensores de fibra ofrecen un funcionamiento significativamente mejorado, confiabilidad, seguridad, y/o ventajas de costo para el usuario final. La segunda área es el desarrollo y despliegue de sensores de fibra óptica en nuevas áreas de mercado [2].

En el caso del reemplazo directo, el valor inherente del sensor de fibra, al cliente, tiene que ser suficientemente alto para desplazar a la tecnología en desuso.

El más obvio ejemplo de un sensor de fibra óptica exitoso en esta área es el sensor girocompás, el cual está desplazando los girocompases mecánicos y de anillo láser para

dispositivos de exactitud media. Como esta tecnología madura, puede ser esperado que el girocompás dominará grandes segmentos de este mercado.

Esfuerzos significativos de desarrollo están en curso en el área de “*fly-by-light*”, donde las tecnologías del sensor electrónico convencional están apuntadas a ser reemplazadas por tecnologías de sensores de fibra óptica equivalentes que ofrecen sensores con relativa inmunidad a interferencia electromagnética, ahorros significativos de peso, y mejoras de seguridad.

En la fabricación, los sensores están siendo desarrollados para ser utilizados en procesos de control. A menudo los puntos de venta para estos sensores son mejorados en monitoreo ambiental y seguridad, especialmente en áreas donde descargas eléctricas pueden ser peligrosas.

Otra área donde los sensores de fibra óptica están siendo producidos en masa es en el campo de la medicina, donde están siendo usados para medir parámetros de gases en la sangre y niveles de dosificación. Porque estos sensores son completamente pasivos, no presentan ninguna amenaza de descarga eléctrica al paciente y su seguridad inherente los ha conducido a una introducción relativamente rápida.

La industria automotriz, industria de la construcción, y otros usuarios de sensores tradicionales permanecen con una utilización limitada de los sensores de fibra, principalmente debido a consideraciones de costo. Esto puede cambiar con las mejoras en optoelectrónica y las comunicaciones por fibra óptica continúen expandiéndose; así como con la aparición continua de nuevos sensores de fibras óptica.

Nuevos sensores, una vez desarrollados, tendrán muy probablemente gran impacto en estas áreas. Un ejemplo típico de esto es en el área de las estructuras inteligentes de fibra óptica. Los sensores de fibra óptica están siendo encajados o están siendo unidos a materiales durante los procesos de fabricación para reforzar los procesos de control, para aumentar la evaluación no destructiva una vez que se hayan hecho las piezas, para formar

sistemas de apreciación de calidad y de daños una vez que se hayan ensamblado las piezas dentro de la estructura. Un sistema básico de estructura inteligente de fibra óptica es mostrado en la figura (2.4.1).

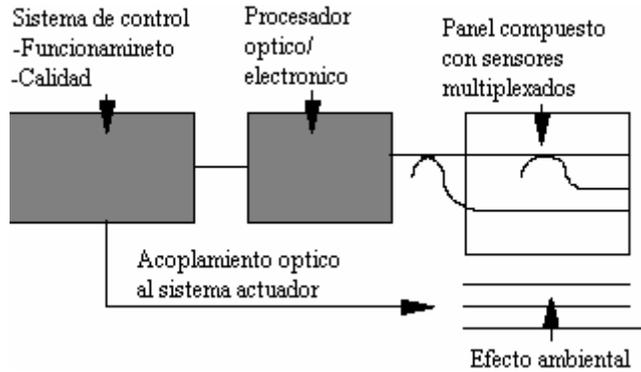


Figura 2.4.1 Sensor insertado o unido a piezas que sienten efectos ambientales que son multiplexados y redirigidos.

Los sensores de fibra óptica pueden ser insertados en un panel y multiplexados para minimizar el número de direcciones. Las señales del panel se retro-alimentan a un procesador óptico/electrónico para decodificar. La información es formateada y transmitida a un sistema de control que puede optimizar el funcionamiento o determinar la calidad. El sistema de control entonces actuaría, vía acoplamiento óptico de la fibra, para modificar la estructura en respuesta al efecto ambiental.

La figura (2.4.2) muestra como el sistema podría ser usado en un proceso de fabricación. Aquí los sensores se unen a una pieza que se procesará en una autoclave. Los sensores pueden ser usados para monitorear temperatura interna, tensión y grado de pureza.

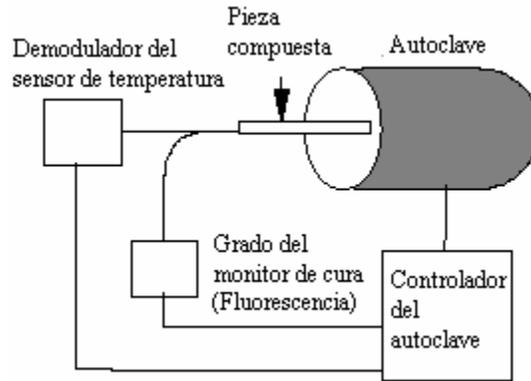


Figura 2.4.2 Sistema de control de procesos industriales de fabricación

Estas medidas pueden ser usadas para controlar el proceso de autoclave, mejorar la producción y la calidad de las piezas [2].

Áreas interesantes para sistemas de control de calidad y de daños están sobre grandes estructuras tales como edificios, puentes, presas, aviones y naves espaciales. Para soportar este tipo de estructuras, será necesario números muy grandes de sensores que son rápidamente re-configurables y redundantes. Será también absolutamente necesario demostrar el valor y eficiencia del costo de estos sistemas a los usuarios finales.

Una solución para este problema es usar sensores de fibra óptica que tienen el potencial para ser fabricados a bajo costo en serie mientras ofrecen características de funcionamiento de alta eficiencia. Dos candidatos bajo investigación son las rejillas de fibra etalons descritos anteriormente. Ambos ofrecen las ventajas de los sensores basados en el comportamiento espectral y tienen la perspectiva de fabricación en línea rápida. Estos sensores pueden ser ubicados en longitud de onda y multiplexados por división de tiempo, la arquitectura se muestra en la figura (2.4.3). Aquí los sensores son multiplexados a lo largo de las cadenas de fibra y un interruptor óptico es usado para soportar todas las cadenas. Potencialmente las cadenas de fibra pueden tener decenas o cientos de sensores, y los interruptores ópticos pueden soportar un gran número de cadenas. Para evitar la

También es posible usar sensores de fibra óptica en combinación con puentes de comunicación de fibra óptica para monitorear acumulación de tensión en lugares de avería crítica y acumulación de la bóveda de volcanes. Estas redes de fibra extensamente dispersas pueden ofrecer los primeros medios reales para recopilar información necesaria para formar modelos de predicción para prevención de desastres [2].

Capítulo 3

PROBLEMA DE RUIDO EN LOS SENSORES DE FIBRA ÓPTICA

Entre los sensores de fibra óptica, aquellos basados en la modulación de intensidad presentan interesantes ventajas, las más importantes son su simplicidad y bajo costo. Uno puede usar estos sensores para medir una amplia variedad de parámetros usando fuentes de luz baratas y esquemas de detección simples [5].

Sin embargo, los sensores basados en la modulación de intensidad sufren de una importante desventaja: las oscilaciones de potencia en la fuente de luz o pérdidas indeseadas a lo largo de la trayectoria de transmisión, que son indistinguibles de las variaciones inducidas en el transductor. También, cuando la señal se propaga a través de los componentes del sistema sensor ésta sufre de atenuación óptica y ruido.

El desarrollo de un sensor de fibra óptica con referencia puede minimizar estos factores de ruido a través de la cancelación de las variaciones comunes. Por lo que una señal de referencia debe de ser proporcionada, la cual puede ser calibrada fuera de la respuesta del sensor. Esta señal experimenta las pérdidas en el sistema y debe ser obviamente multiplexada sobre la misma fibra de la señal medida [7].

Sin embargo, la cancelación de señales análogas es altamente susceptible a condiciones ambientales. Las perturbaciones ambientales no pueden ser suprimidas de estos sistemas sensores de fibra óptica debido a la vibración, a los cambios de temperatura,

variaciones de volumen del modo causadas por lo selectivo de los acopladores, variaciones de responsabilidad de los fotodetectores y las características de desacoplamiento entre las trayectorias de sensado y referencia, etc. Esto causará una perturbación a la salida la cual no es fácil de corregir, a menos que se monitoree independientemente el sensor y se añada el offset de corrección a la señal de salida [7].

A continuación mostramos algunos ejemplos de sensores basados en la modulación de intensidad y que utilizan una señal referencia.

3.1 Técnica de multiplexaje con auto-referencia

Esta técnica provee el multiplexaje de un número de sensores y permite transducir fluctuaciones de intensidad, para ser determinadas de forma independiente de las pérdidas ópticas en otras partes del sistema. Esta técnica de multiplexaje auto-referenciado, está basado en el uso de unidades sensoras que tienen incorporado, dentro de los anillos ópticos recirculadores, un transductor de fibra óptica que modula en intensidad [18].

Las unidades ópticas están conectadas en paralelo a través de un par de fibras ópticas (transmisor/receptor) y son interrogadas vía pulsos ópticos de alta velocidad o de frecuencia. Un diagrama esquemático de una unidad sensora es mostrada en la figura (3.1). En este caso un pulso de energía óptica con potencia I_0 es acoplado a la entrada de la unidad sensora. En el acoplador óptico C_1 , una porción de la potencia óptica de entrada es acoplada dentro del anillo óptico recirculador. El resto de la potencia de entrada sale de la unidad sensora para ser transmitida a otra unidad o pérdida del sistema. La luz acoplada dentro del anillo viaja a un segundo acoplador C_2 , donde una fracción de la energía óptica sale del anillo y es transmitida de regreso hacia la localización del procesamiento de la señal. El resto de la señal óptica en el anillo es modulada por el transductor óptico M_1 , tiene una fracción de su señal desacoplada por C_1 y continua para tener una fracción adicional de su potencia óptica desacoplada por C_2 . El resultado total de la recirculación es transmitir un tren de pulsos de regreso hacia la localización del procesamiento de la señal. El primer

pulso es proporcional a la potencia óptica acoplada dentro del anillo, el segundo pulso es proporcional a la modulación de intensidad, el tercero al cuadrado de la modulación de intensidad, etc. Las intensidades relativas de los pulsos dentro del tren dependerán principalmente de los parámetros de la unidad sensora y serán relativamente insensibles a las pérdidas ópticas entre la ubicación del procesamiento y la unidad sensora.

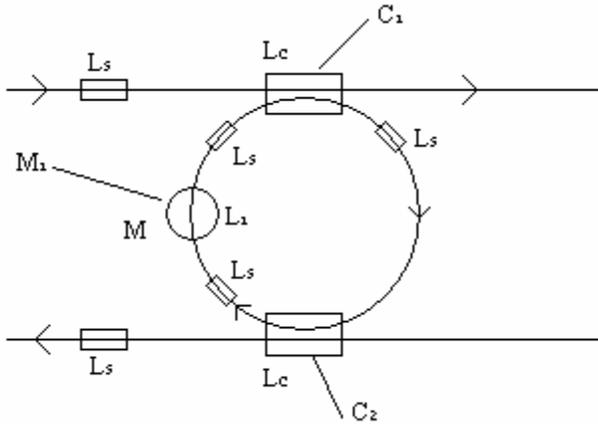


Figura 3.1 Esquema del anillo sensor autoreferenciado

3.2 Técnica de medida diferencial

Una medición diferencial para sensores de fibra óptica basados en la modulación de intensidad que logra un alto rechazo a la interferencia de pérdidas en la fibra, es el siguiente ejemplo que presentamos. El sensor es ubicado en un resonador e interrogado por dos frecuencias subportadoras [4].

En el sensado por modulación, la modulación de intensidad producida por un sensor ocurre en un resonador. La idea es mostrada en la figura (3.2) para un resonador en forma de anillo. El sensor podría ser un dispositivo operante a un solo punto en el resonador o una modulación distribuida de su transmisión. La función de transferencia del resonador para la subportadora para la modulación de intensidad está adelgazada en la frecuencia de

resonancia característica. La luz acoplada dentro de la fibra es modulada en intensidad con una subportadora en una frecuencia de resonancia (normalmente la resonancia fundamental) y también modulada en alguna otra frecuencia, ambas durante intervalos de tiempo alternados o simultáneamente. La pérdida inducida por el sensor es detectada por su influencia sobre el factor Q del resonador. Como la atenuación del sensor se incrementa, el factor decrece y el pico de la respuesta en frecuencia se ensancha. El cambio en la forma espectral de la resonancia es evidente. La relación del factor de modulación en la resonancia y fuera de la resonancia decrece con el incremento de la atenuación del sensor.

La relación del índice de modulación medido en el receptor con la subportadora fuera de la resonancia y que para la subportadora en la frecuencia de resonancia provee un indicador del factor Q del anillo, es independiente de la atenuación del circuito.

Si las variaciones de las pérdidas en el anillo son conocidas por ser debidas solo al sensor, la medición de Q provee un método robusto de interrogarlo. El método utiliza transmisión óptica incoherente y puede ser usada con fibra multimodo.

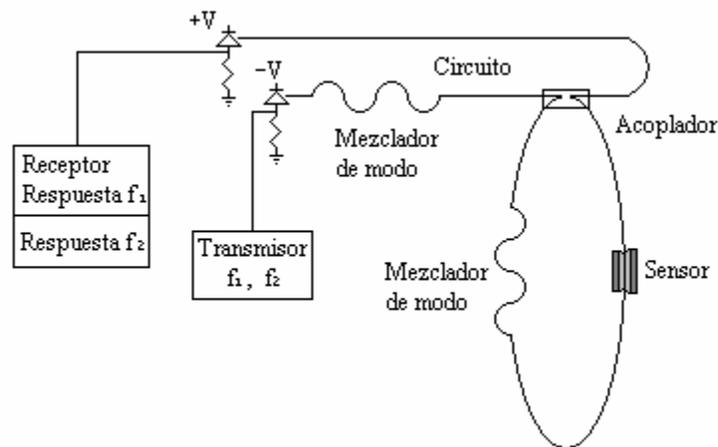


Figura (3.2) Concepto de un sistema sensor con modulación Q, usando un anillo resonador.

3.3 Reducción de error por un cancelador de ruido adaptable

El tercer ejemplo es una estrategia para suprimir las perturbaciones de un sensor de fibra óptica basado en intensidad introduciendo un método de cancelación de ruido adaptable. El offset en la variación de tiempo entre el brazo de sensado y el brazo de referencia puede ser reducido considerablemente por la estrategia propuesta comparada a la substracción directa [7].

El cancelador de ruido adaptable (ANC, por sus siglas en inglés) es capaz de ejecutar resultados satisfactorios sin un completo conocimiento de las características de la señal apropiada. En un ambiente no estacionario, el ANC es capaz de rastrear el dato de una variación de tiempo si las variaciones son lentas; todavía en un ambiente estacionario, el filtro adaptable, en el ANC, es capaz de converger a la solución Wiener en un sentido estático.

Un diagrama esquemático del sistema es mostrado en la figura (3.3). La salida de luz de un láser He-Ne, es dividida en dos por un acopador 3dB 1x2 y es entonces acoplada dentro de dos fibras multimodo: el brazo de sensado y el brazo de referencia. La salida de luz de estas dos fibras es convertida en dos voltajes eléctricos, V_r y V_s , a través de fotodetectores duales. Estas son filtradas por un filtro pasobanda y entonces digitalizadas. El voltaje $V_r(k)$ debe ser idealmente igual a $V_s(k)$.

El ANC es implementado por el algoritmo por su simplicidad; este no requiere de ninguna medición de la función de correlación pertinente, ni inversión de matriz. Después del apropiado filtro y substracción, el ruido en V_s puede ser suprimido significativamente.

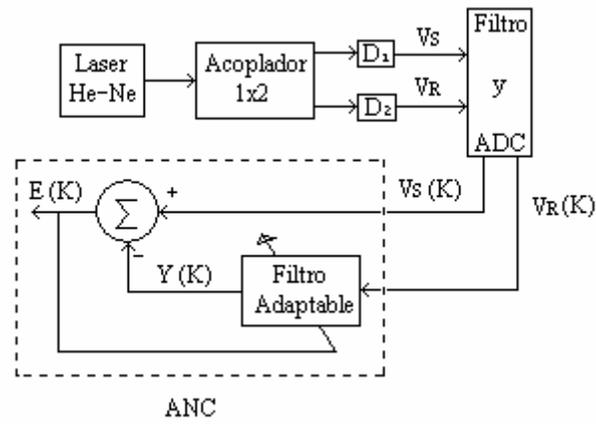


Figura (3.3) Diagrama esquemático de un sistema sensor experimental

Capítulo 4

SISTEMA DE REDUCCIÓN DE RUIDO

Los sensores de fibra óptica modulados en intensidad son muy atractivos puesto que son conceptualmente simples, confiables, compactos y ofrecen una amplia gama de aplicaciones a bajo costo. Sin embargo, para asegurar medidas exactas, la implementación de un canal de referencia es vital. Tal canal debería proporcionar insensibilidad a fluctuaciones en la intensidad de la fuente y a las pérdidas de transmisión ópticas variables en el acoplamiento de la fibra, acopladores y conectores, los cuales son a menudo indistinguibles de los efectos causados por el transductor.

La implementación de una cierta técnica de referencia para eliminar efectos de modulación no deseada, en general, depende de los mecanismos de transducción del sensor.

En este trabajo se propone un sistema referenciado capaz de cancelar el ruido inducido mecánicamente y el ruido inducido por fluctuaciones de potencia de la fuente, para aplicarlo en sensores de fibra óptica basados en modulación de intensidad.

Así, de manera general, el principal objetivo de este trabajo es demostrar que el sistema cumple adecuadamente con el propósito para el cual fue diseñado, dicha tarea será realizada de forma experimental.

En este cuarto capítulo se hará una descripción del sistema referenciado utilizado para cancelar el ruido, aquí se mencionarán los elementos que lo componen así como su función dentro de éste, esto es, se describirá el arreglo experimental. Posteriormente se

mencionará el desarrollo experimental y por último se indicaran los principales resultados obtenidos a partir de las pruebas experimentales realizadas sobre el sistema.

4.1 Principio físico de funcionamiento

El sistema comienza con la fuente óptica la cual nos provee tanto la señal de referencia como la señal de sensado, después de pasar por un divisor de potencia. Estas señales, después de pasar cada una por unos divisores de potencia, siguen la misma trayectoria, sólo que en sentido contrario, esto se hace buscando que las trayectorias sean recíprocas y cualquier alteración en la fibra afecte de igual forma a ambas señales y así tener un sistema referenciado; esta referencia se puede ser hecha tomando la resta o la división de las dos señales y así detectar solo los cambios debidos al sensor. El único lugar donde no es recíproca la trayectoria es en donde, a futuro, podrá hacerse el puenteo, pero considerando que el tramo que sí es recíproco es de mucha mayor longitud que esta parte, se considera que el segmento puenteado no afecta a dicha reciprocidad. Otro tramo del sistema donde las señales no son recíprocas es en los brazos de salida, en estos segmentos hay que tener cuidado de no hacerles alguna manipulación por error durante el desarrollo del experimento, porque afectaría en gran medida los resultados. Ver figura (4.2.1)

Una cosa importante que hay que mencionar es que el sistema de referencia funcionará siempre y cuando, el cambio provocado por la perturbación sea el mismo, sin importar el sentido de propagación de la luz (en propagación y contrapropagación).

4.2 Arreglo experimental

El arreglo experimental utilizado es mostrado en la figura (4.2.1). En un arreglo con fibra óptica siempre es necesario tener una fuente óptica, por lo que en este arreglo

experimental el primer elemento que encontramos es un diodo láser (diodo láser Luminent), el cual emite a una longitud de onda $\lambda = 1.5\mu\text{m}$. Este diodo láser está conectorizado, lo que permite acoplar dicho láser con la fibra óptica. Cabe mencionar que la fibra usada en todo el sistema es fibra monomodo a la longitud de onda de la fuente.

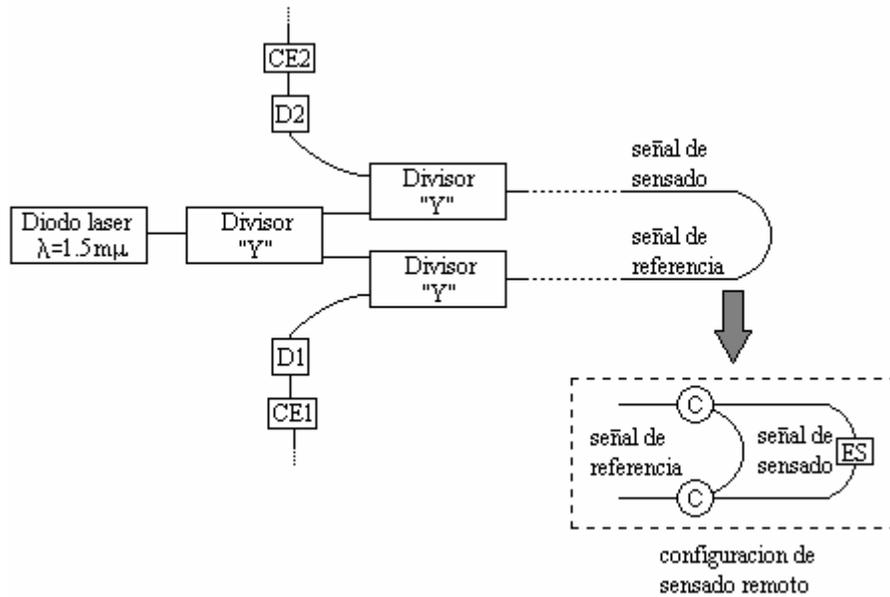


Figura 4.2.1 Esquema del arreglo experimental del sistema de referencia.

Después de la fibra óptica el siguiente elemento con el que nos encontramos es un divisor de potencia 1x2. Este divisor permite separar la señal que proviene de la fuente en dos haces de igual potencia, a los que llamaremos señal de referencia y señal de sensado.

Estas señales son acopladas, cada una, a un divisor de potencia, idénticos al mencionado anteriormente, solo que en este caso las señales son introducidas por uno de los brazos de salida, y los brazos de entrada se unen entre ellos, formando así un anillo cerrado, en el cual se propagan las señales de referencia y de sensado en direcciones opuestas.

Después de que cada una de las señales, la de sensado y la de referencia, han realizado todo el recorrido (en direcciones opuestas), entran al otro divisor de potencia, de donde partió la señal que se encontraba propagándose en sentido contrario. Dichos elementos dividirán cada una de estas señales en dos haces, de los cuales solo nos importan aquellos que serán acoplados a los fotodetectores (D1 y D2) que son utilizados para monitorear ambas señales. Los detectores usados son fotodiodos AlGaAs con amplificadores de trans-impedancia de ganancia variable para detectar la señal de sensado y la de referencia.

Cada fotodetector está conectado a un circuito electrónico (CE1 y CE2), los cuales nos permiten dar ganancia a las señales. Esta ganancia nos permite balancear el sistema, ya que las potencias en los brazos de salida pueden no ser las mismas, ya sea por pérdidas, porque los divisores no dividen exactamente al 50% la potencia o por una diferencia en los caminos ópticos de cada brazo.

Cabe mencionar que en una aplicación práctica para el sensado, en la parte del anillo, la señal de referencia es puenteada del elemento sensor (ES), como se muestra en el esquema ubicado en el extremo inferior derecho de la figura (4.2.1). Este puenteo puede ser introducido usando dos circuladores o también se pueden usar dos acopladores de fibra óptica de 3dB y dos aisladores, aunque la desventaja de esta última configuración es que la mitad de la potencia óptica es pérdida, por lo que en el arreglo experimental se utilizan los circuladores. En general, el elemento sensor puede ser algún dispositivo óptico cuyas características, tales como transmitancia o reflectividad, sean afectadas por las manipulaciones mecánicas o las fluctuaciones de la fuente.

4.2.1 Sistema de prueba

Para monitorear las señales de salida se utilizaron dos configuraciones diferentes. En la primera de ellas, los circuitos electrónicos (CE1 y CE2) fueron conectados directamente a cada uno de los canales de un osciloscopio (Digital Oscilloscope, Tektronix

TDS520C) el cual nos permite guardar en un archivo los datos obtenidos en las gráficas, ver figura (4.2.2). El osciloscopio nos permite observar las señales por separado y además habilitar otra línea de gráfica en la cual podemos observar la diferencia entre las dos señales. En esta configuración los datos que guardamos son de las señales que se registran exactamente en el momento de aplicar alguna perturbación mecánica. Con esto se puede registrar el comportamiento del sistema en el instante en el que se aplica la perturbación.

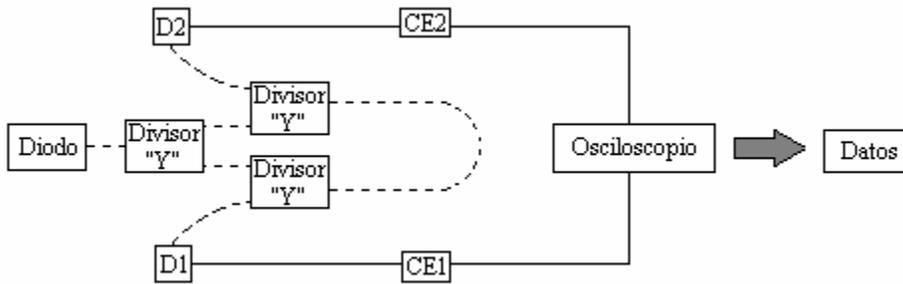


Figura 4.2.2 Primera configuración para monitorear las señales.
Donde la línea punteada representa fibra óptica y la línea continua cable eléctrico

En la segunda configuración, los circuitos se conectan a un preamplificador (Stanford Research Systems, SR560) y éste a su vez se conecta a un multímetro de 6 dígitos (Agilent, 34401A), el cual está equipado con un puerto serial que puede ser conectado a una computadora, para guardar los datos, ver figura (4.2.3). Con el amplificador, en una sola línea de gráfica, podemos ver cada una de las señales o la diferencia de éstas de manera alternada. En esta configuración podemos observar el comportamiento del sistema antes, durante y después de aplicar alguna perturbación mecánica o de variación de potencia de la fuente. La mayoría de los resultados son presentados con este tipo de configuración.

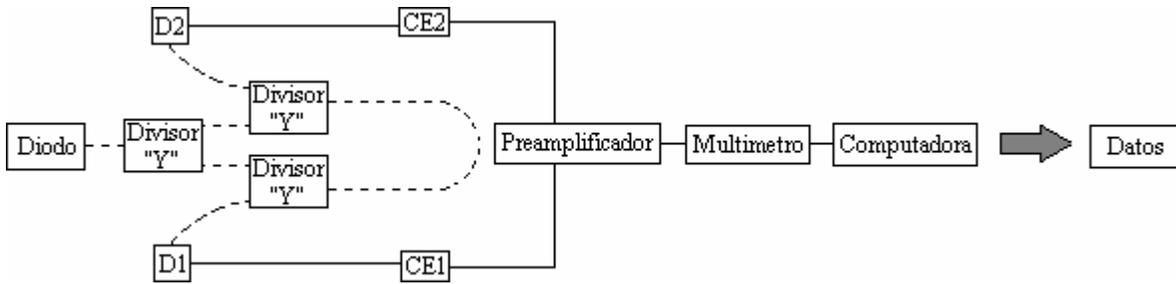


Figura 4.2.3 Segunda configuración para monitorear.
 Donde la línea punteada representa fibra óptica y la línea continua cable eléctrico

Es importante mencionar que la mayoría de las conexiones entre los elementos del sistema fueron hechas por medio de empalmes de las fibras ópticas. El diodo láser y los detectores fueron directamente conectorizados FC/PC.

Para evaluar el funcionamiento del esquema para la cancelación de ruido, montamos un sistema de fibra óptica usando fibra monomodo. El anillo fue cerrado fusionando las fibras portadoras de los haces de referencia y la de sensado. Nosotros no introdujimos un elemento sensor ni el puente, puesto que nuestra intención era solamente verificar el funcionamiento del sistema en variaciones de la potencia de salida del laser y para pérdidas por curvaturas o microcurvaturas. La longitud de la fibra utilizada en el anillo era aproximadamente de 3m.

4.3 Desarrollo experimental

Para el monitoreo del funcionamiento del sistema, para perturbaciones mecánicas, éstas fueron aplicadas en la zona de lazo común, en donde los recorridos son recíprocos. Las perturbaciones mecánicas se aplicaron indistintamente en el brazo de sensado y de referencia; como se recordará, para éste trabajo de tesis no se realizó el puenteo, por lo que decimos que es indistinto. Esto es, las señales de sensado y la de referencia viajan por el mismo brazo, entonces al aplicar alguna perturbación, se supone que ésta afectará de igual

forma a ambas señales, por lo que podemos obtener el sistema de referencia. De igual forma, se supone que las fluctuaciones afectarán de igual manera a ambas señales para las pruebas de variaciones de potencia de la fuente.

A partir de éste funcionamiento del sistema, se pretende demostrar que el sistema es capaz de cancelar el ruido provocado tanto por perturbaciones mecánicas como por las variaciones de la fuente. Para hacerlo, se toman mediciones de los voltajes de salida de ambos brazos, esto es, de las señales de sensado y de referencia antes y durante alguna perturbación, y también se toma la diferencia de ambos voltajes. Lo que queremos ver cuando se toman los voltajes de ambas señales es, primero saber a que voltaje se encontraban las señales antes de la perturbación y cuando se toma durante la perturbación, saber cuanto atenúa esa perturbación a esas señales. Cuando se toma la diferencia de las señales lo que esperamos observar es si las señales fueron afectadas de igual forma, esto es simple de ver, ya que cuando no es así, la diferencia cambia cuando es aplicada la perturbación. Las formas para obtener dichos voltajes fueron especificados en el subcapítulo anterior.

Ahora bien, las pérdidas en este arreglo juegan un papel muy importante y más en donde las trayectorias no son recíprocas, dichas pérdidas pueden ser ocasionadas por las mismas fibras, los empalmes o por los conectores. Se mencionan los empalmes porque los divisores de potencia fueron acoplados a la fibra por medio de empalmes; como se vio en el capítulo 1, estos pueden ocasionar grandes pérdidas, por eso es fundamental tener en el arreglo experimental buenos empalmes. Las pérdidas por conexión son también de relevancia, ya que de estos también depende la potencia que puede ser recolectada por los fotodetectores. Como se señaló previamente, a la salida de cada fotodetector se colocó un circuito electrónico, los cuales dan ganancia a las señales, esto con el fin de compensar dichas pérdidas. También sirven para compensar la diferencia en las trayectorias, esto es, las diferencias que se pueden presentar en el tramo donde se hace la separación de las señales de referencia y de sensado, cuando esto sea realizado.

La confiabilidad de los resultados depende en gran medida de que lo bien que esté balanceado el sistema y ésta es la principal función de los circuitos electrónicos. Otra alternativa para balancearlo es utilizar un atenuador variable, el cual puede ser ubicado en cualquiera de los brazos de salida, y con esto compensar las pérdidas en el otro brazo.

Otro parámetro importante a considerar para obtener buenos resultados es el offset que presentan los circuitos, como es sabido todo circuito presenta ruido electrónico y si no se considera éste, al final los resultados no serán en todo reales. Esta cuantización se hace midiendo la salida de cada uno de los circuitos o la diferencia, sin que esté conectada la fuente óptica al sistema.

Antes de comenzar a tomar cualquier medida lo primero que se hace es balancear el sistema ajustando la ganancia de los detectores al valor de la diferencia de los offset de estos. Esta diferencia era alrededor de 23mV, por lo que al momento de balancear se buscaba que la diferencia en los brazos de salida estuviera lo más cercano posible a este valor. Este balanceo se hacía con la fuente ya funcionando.

En este sistema se realizaron manipulaciones mecánicas como curvaturas, movimiento de la fibra y microcurvaturas, buscando que el sistema pudiera cancelar el ruido provocado por estas perturbaciones. También se realizaron pruebas con la fuente como cambios bruscos de intensidad, buscando con esto que el sistema respondiera de buena forma a fluctuaciones de la fuente. En el siguiente subcapítulo se muestran los principales resultados obtenidos

En cada uno de los casos que se presentan en el siguiente subcapítulo se especifica el valor al cual fue balanceado el sistema, la intensidad de la corriente alimentación, radio de las curvaturas y microcurvaturas, y en el caso de variaciones de potencia de la fuente se indican dichas variaciones.

4.4 Resultados

En esta sección mostramos los principales resultados obtenidos en la caracterización del sistema de referencia mostrado en la figura (4.2.1).

A continuación se propone un análisis sencillo para cuantizar los resultados, esto es, para tener una forma de comparar cada uno de los resultados y decidir en cual caso el sistema conduce eficientemente a la cancelación de ruido.

Refiriéndonos al esquema mostrado en la figura (4.2.1), la señal de salida (S_{out}) del sistema es tomado como el cociente del voltaje de salida de la señal de sensado (V_s) y el voltaje de la señal de referencia (V_r).

$$S_{out} = \frac{V_s}{V_r} = \frac{A_s T_{fol}^+ \kappa}{A_r T_{va}^- T_{fol}^- (1 - \kappa)} T_{SE} \quad (4.3.1)$$

Donde A_s y A_r son los factores de amplificación en los detectores de las señales de sensado y la de referencia (sus unidades son V/W), T_{fol}^+ es el coeficiente de transmisión del arreglo en la dirección de propagación positiva y T_{fol}^- en la dirección de contra-propagación. T_{va}^- es el factor de transmisión cuando un atenuador variable es usado y T_{SE} es el coeficiente de transmisión del elemento sensor. Finalmente, el factor κ corresponde al coeficiente de acoplamiento del divisor a la entrada del arreglo. Así, la potencia óptica que entra al anillo y que se propaga en la dirección positiva puede ser expresada como $P_{in}^+ = \kappa P_0$, donde P_0 es la potencia de salida del láser. Similarmente, la potencia propagada en la dirección opuesta está dada por $P_{in}^- = (1 - \kappa) P_0$. Se puede observar que la señal de salida, dada por la ecuación (4.3.1), es independiente la potencia del láser, P_0 . Haciendo ajustes en la ganancia de los circuitos (C1 y C2) de cada uno de los detectores a la salida o

en el atenuador variable (T_{va}^-), podemos compensar las pérdidas de inserción de las salidas de los acopladores y de los dispositivos usados para generar el puenteo de la señal de referencia, por lo tanto la señal de salida dada por la ecuación (4.3.1) llega a ser:

$$S_{out} = T_{SE} \quad (4.3.2)$$

En principio se puede cancelar una diferencia del camino óptico del brazo del sistema que corresponde al sentido de propagación positivo con respecto al brazo en contra-propagación. Sin embargo, alguna pequeña no linealidad en los detectores puede introducir una dependencia de la señal de salida sobre P_0 . Otra posible fuente de ruido puede ser la dependencia al estado de polarización del acoplador de entrada. En este caso, las fluctuaciones de polarización del láser causarían una variación en la señal de salida que podría no ser cancelada por el sistema. Este inconveniente puede ser evitado si se utiliza en el sistema elementos insensibles a la polarización.

Ahora considerando que una perturbación mecánica externa es aplicada a lo largo de la trayectoria recíproca, un factor de intensidad adicional a lo largo de las direcciones positiva (α^+) y negativa (α^-) sería inducido. Entonces, la señal de salida en la presencia de la perturbación, S_{out}^p , estaría dada por:

$$S_{out}^p = \frac{\alpha^+}{\alpha^-} T_{SE} \quad (4.3.3)$$

Para la cancelación de ruido, la técnica de referencia se basa en la hipótesis de que las perturbaciones analizadas en esta tesis son recíprocas, por lo que los factores de intensidad en ambas direcciones (α^+ y α^-) serían iguales. Sin embargo, en muchos casos la perturbación puede no producir factores de atenuación exactamente recíprocos y el ruido puede no ser cancelado completamente. Podemos definir un coeficiente de cancelación de ruido, CCR, como el cociente del cambio de la señal de salida debido a una perturbación

externa sin una señal de referencia y el cambio correspondiente de la señal de salida en el sistema referenciado. Así obtenemos,

$$CCR = \frac{\text{Medición sin referencia}}{\text{Medición en el sistema referenciado}}$$

Ahora bien, la señal de salida en un sistema cuando existe una perturbación es,

$$S_{out} = \alpha^+ T_{se} \quad (4.3.4)$$

Ahora restando la magnitud del coeficiente de transmisión del elemento sensor para cuantizar la cancelación del ruido solo debido a la perturbación, obtenemos

$$CCR = \frac{S_{out} - T_{SE}}{S_{out}^p - T_{SE}} \quad (4.3.5)$$

Sustituyendo las ecuaciones (3.3.3) y (3.3.4) en esta última, obtenemos

$$CCR = \frac{\alpha^+ T_{SE} - T_{SE}}{\frac{\alpha^+}{\alpha^-} T_{SE} - T_{SE}}$$

$$CCR = \frac{T_{SE} (\alpha^+ - 1)}{T_{SE} \left(\frac{\alpha^+}{\alpha^-} - 1 \right)}$$

$$CCR = \frac{\alpha^- (\alpha^+ - 1)}{\alpha^+ - \alpha^-}$$

Pero $\Delta\alpha = \alpha^+ - \alpha^-$, por lo que obtenemos

$$CCR = \frac{\alpha^- (\alpha^+ - 1)}{\Delta\alpha} \quad (4.3.6)$$

donde $\Delta\alpha = \alpha^+ - \alpha^-$ se obtiene directamente de las gráficas; lo que corresponde al ruido no cancelado.

4.4.1 Cancelación de ruido inducido por variaciones de intensidad de la fuente

Los primeros resultados que se presentan demuestran la eficacia del sistema en cuanto a la cancelación de ruido debido a variaciones de intensidad de la fuente.

En la primera prueba el sistema se balanceo a un valor de 23.4mV (offset de los detectores para $P_0=0$), la salida de cada uno de los detectores se incremento hasta un voltaje alrededor de 1.6V y la corriente de la fuente estaba próxima a los 15mA.

En la figura (4.3.1) mostramos la gráfica que corresponde al comportamiento del sistema en esta prueba, en la cual se hace una variación brusca de la potencia de salida de la fuente. Como se puede apreciar en la gráfica este aumento es del 100%, ya que la salida del brazo V_s es de 1.58V y al hacer el incremento, éste es de 3.14V.

Durante los primeros 100s de esta prueba, se monitoreo la diferencia de las señales de salida ($V_s - V_r$), como se puede apreciar en la gráfica, la señal de salida se mantiene en el valor que fue balanceado. Después durante los siguientes 200s se monitorean cada uno de los brazos de salida, solo que uno de los brazos, V_r , se gráfica negativo, esto es, $-V_r$. Esto último para poder observar las dos salidas, ya que las dos son positivas y prácticamente tienen el mismo valor, y si no graficamos la parte negativa de alguna de las dos, se confundirían.

A partir de los 300s se vuelve a monitorear la diferencia de los dos brazos ($V_s - V_r$) hasta los 400s, que es donde se realiza el incremento de la potencia de la fuente láser. Esta es la parte que nos interesa analizar, ya que aquí es donde analizaremos la eficacia del puente para cancelar este tipo de ruido.

A partir de los 500s se vuelve a monitorear cada una de las salidas, primero el de la salida del brazo referido como V_s y después el voltaje da la salida referido como V_r , esto para tener la referencia del incremento de la potencia de la fuente en la gráfica. Y por último se monitorea nuevamente la diferencia de las señales ($V_s - V_r$), de los 700s a los 800s.

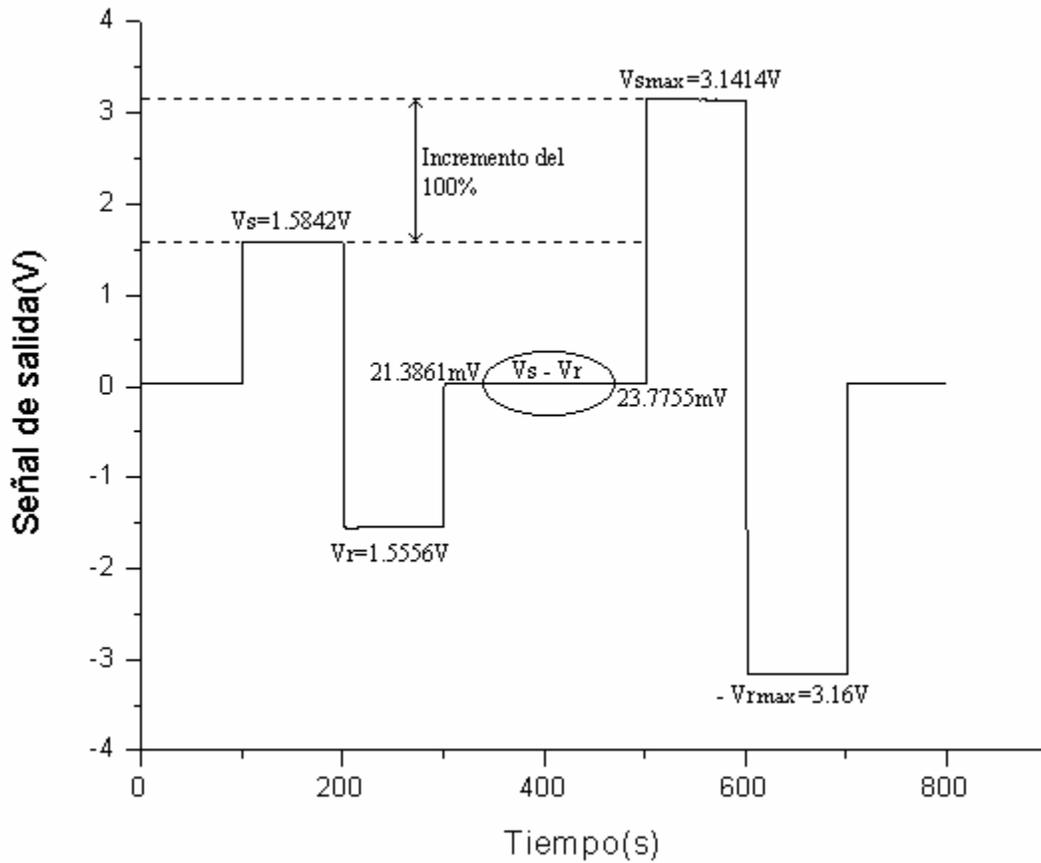


Figura 4.3.1 Monitoreo de la señal de salida (Sout) cuando se realiza un incremento de potencia de la señal de entrada del 100%

En la figura (4.3.2) se hace una ampliación de la zona donde se induce el cambio de potencia que se encuentra encerrada en el círculo en la figura (4.3.1).

Se puede apreciar que existe un pequeño escalón de aproximadamente 2.3894mV, que comparándolo con el incremento de 1.58V a 3.15V podemos decir que el ruido fue bien cancelado.

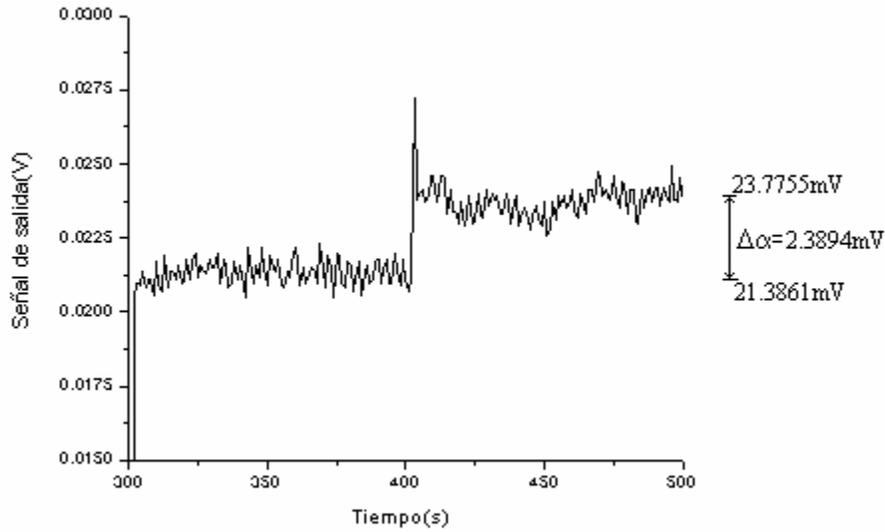


Figura 4.3.2 Ampliación de la figura (3.3.1) en la zona donde se realiza el incremento de potencia de la señal de entrada

Para tener una mejor idea de lo bien que se canceló el ruido se procederá a cuantizar la cancelación a partir del CCR. Lo primero que tenemos que hacer es encontrar los valores de los factores de intensidad en las direcciones positiva (α^+) y negativa (α^-). Estos los calculamos haciendo un cociente de los voltajes V_s y V_{smax} para la dirección positiva y un cociente entre los voltajes V_r y V_{rmax} para la dirección negativa.

$$\alpha^+ = \frac{V_{smax}}{V_s} \quad (4.3.7)$$

y

$$\alpha^- = \frac{V_{rmax}}{V_r} \quad (4.3.8)$$

De la gráfica (4.3.1) obtenemos los valores de los voltajes, estos fueron obtenidos como promedios para tener una mejor aproximación de los resultados. De aquí tenemos que $V_s=1.5842V$, $V_r=1.5556V$, $V_{smax}=3.1414V$ y $V_{rmax}=3.16V$, con estos valores obtenemos,

$$\alpha^+ = \frac{3.1414V}{1.5842V} \rightarrow \alpha^+ = 1.9829$$

y

$$\alpha^- = \frac{3.16V}{1.5556V} \rightarrow \alpha^- = 2.0314$$

De la gráfica (4.3.2), podemos obtener $\Delta\alpha$ directamente, este valor es de 2.3894×10^{-3} . Ahora utilizando estos valores en la ecuación (4.3.6), podemos determinar el CCR,

$$CCR = \frac{2.0314(1.9829 - 1)}{2.3894 \times 10^{-3}} \rightarrow CCR = 835$$

De esta prueba obtuvimos un $CCR=835$, que significa que el sistema de referencia propuesto reduce el ruido causado por esta perturbación en un factor de aproximadamente 800 veces con respecto a un sistema sin referencia. Como podemos apreciar, entre más grande sea el CCR, mejor será la cancelación del ruido del sistema.

En la siguiente prueba verificamos el comportamiento del sistema para una disminución de la potencia de la fuente. Para esta prueba el puente fue balanceado en 23mV (valor del offset de los detectores), y la salida de cada uno de los detectores se incremento hasta un voltaje alrededor de 1.6V en cada brazo. La corriente de alimentación de la fuente tenía un valor de 15.06mA.

En la gráfica (4.3.3) se muestra el comportamiento del sistema en esta prueba. Primeramente se comenzó por monitorear la diferencia de las dos señales de salida, esto se hizo durante los primeros 100s, y podemos observar de la gráfica que el sistema conservó el valor al que fue balanceado. Durante los siguientes 100s se monitoreo solo un brazo de

salida, es este caso el voltaje V_s , que tenía un valor de 1.52V, y durante los siguientes 100s (200s-300s) se monitoreo el otro brazo, el cual registraba un voltaje $V_r=1.49V$, igualmente que en la prueba anterior graficado como $-V_r$. A partir de los 300s se monitoreo nuevamente la diferencia de las señales.

Enseguida se vuelve a monitorear cada una de las salidas por separado, esto para tener una referencia del decremento en la señal, esto se realiza de los 500s a los 700s. Y por último se vuelve a monitorear la diferencia de la señales (V_s-V_r).

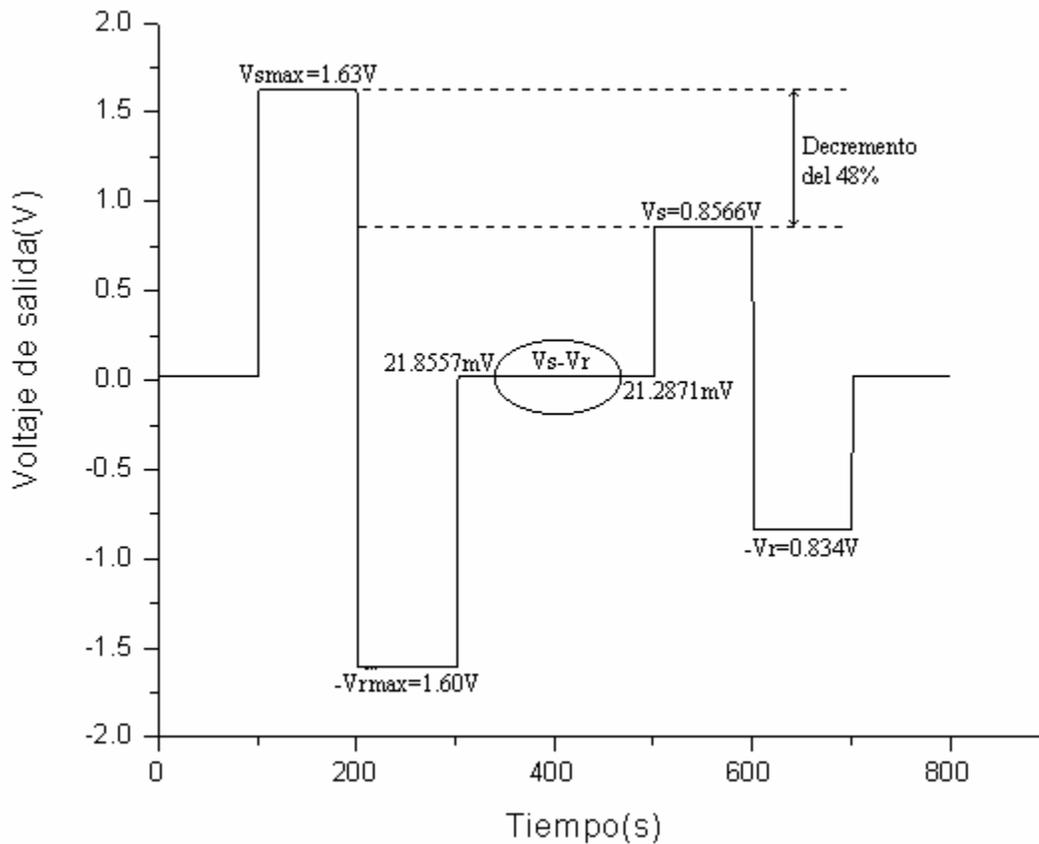


Figura 4.3.3 Monitoreo de la señal de salida cuando se realiza un decremento de potencia.

El instante que nos interesa analizar se presenta desde los 400s. En esta zona, señalada en la gráfica por un círculo, es donde realizamos el decremento de la potencia. En la gráfica de la figura (4.3.4) se muestra una ampliación de esta zona.

En esta gráfica podemos observar que la cancelación del ruido fue mucho mejor que en la prueba anterior. Comparando con el decremento realizado, que fue aproximadamente del 48% (de 1.63V a 0.8566V), la cancelación fue buena. De hecho, en la gráfica el escalón que se presenta es casi imperceptible, numéricamente éste es de 0.6mV. Pero para poder hacer una comparación con todos los resultados, esta cancelación la vamos a cuantizar.

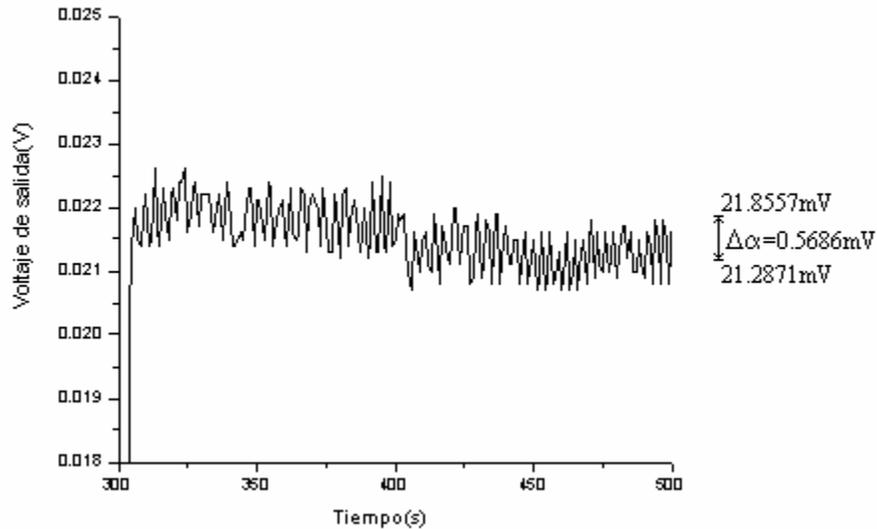


Figura 4.3.4 Ampliación de la zona donde se realiza el decremento de potencia

De la gráfica (4.3.3) podemos obtener los valores de los voltajes que necesitamos para los factores de intensidad en las direcciones positiva (α^+) y negativa (α^-). Estos voltajes son $V_{s\text{max}}=1.63\text{V}$, $V_{r\text{max}}=1.60\text{V}$, $V_s=0.8566\text{V}$ y $V_r=0.8340\text{V}$, utilizando estos valores en las ecuaciones (3.3.7) y (3.3.8),

$$\alpha^+ = \frac{1.63\text{V}}{0.8566\text{V}} \rightarrow \alpha^+=1.9029$$

y

$$\alpha^- = \frac{1.60\text{V}}{0.834\text{V}} \rightarrow \alpha^-=1.9185$$

y de la gráfica (3.3.4) podemos obtener el valor del ruido no cancelado $\Delta\alpha=0.5686 \times 10^{-3}$. Con estos valores utilizados en la ecuación (4.3.6) obtenemos el valor del CCR

$$\text{CCR} = \frac{1.9029(1.9185-1)}{0.5686 \times 10^{-3}} \rightarrow \text{CCR} = 3074$$

Por la magnitud del CCR, que es igual 3074, podemos decir que el ruido fue mejor cancelado que en la prueba anterior en un factor de más de 3 veces.

En la siguiente prueba se vuelve a hacer un incremento de potencia, solo que en este caso se intercambiaron los fotodetectores para descartar la posibilidad de que exista una diferencia de transimpedancia responsable de un menor CCR obtenido en el aumento de la corriente y los resultados encontrados se comentan al final. El sistema en este caso fue balanceado en 23.2mV (offset de los detectores), la ganancia que detectamos en cada brazo de salida era de aproximadamente 1.58V. La fuente óptica tenía una corriente de alimentación de 15mA.

En la gráfica (4.3.5) se muestra el comportamiento del sistema cuando el incremento de potencia fue del 108%.

En esta prueba se realizó lo mismo que en las anteriores, esto es, se monitorea la diferencia de las señales de sensado y la de referencia, después se monitorea cada una de las señales, nuevamente se vuelve a monitorear la diferencia de las señales y a partir de los 400s se monitorea la diferencia de las señales cuando el incremento de la potencia ha sido realizado, este es el instante que nos interesa analizar, por eso en la gráfica (4.3.6) se hace una ampliación de la zona señalada en la gráfica (4.3.5) por un círculo.

Por último, en esta prueba se vuelven a monitorear cada una de las señales por separado para tener una referencia del incremento en la señal.

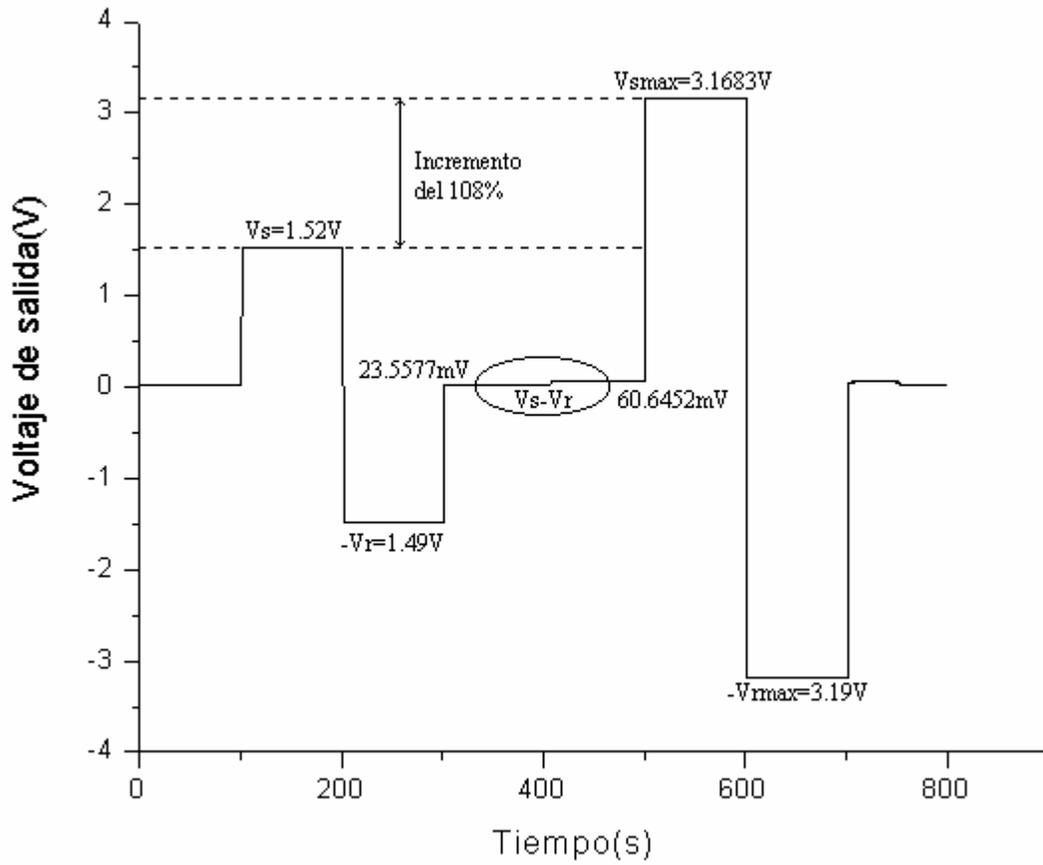


Figura 4.3.5 Monitoreo de la señal de salida cuando se incrementa la potencia y los detectores han sido invertidos en el lazo común.

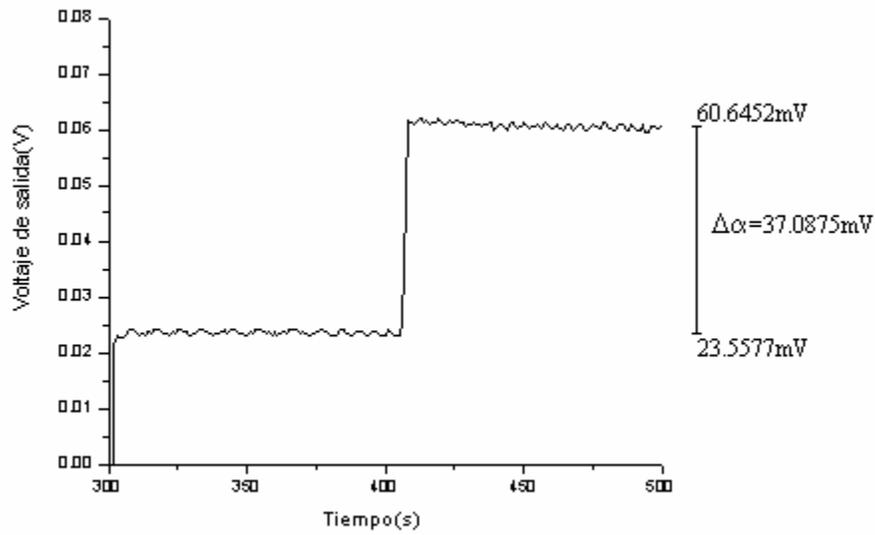


Figura 4.3.6 Ampliación de la zona a analizar cuando la potencia se incremento en un 108%

En esta ampliación podemos ver que el escalón es mucho mayor que en la primera prueba, esto nos indica que la cancelación fue menor. Ahora vamos a cuantizar esta cancelación. De la gráfica (4.3.5) obtenemos los valores necesarios para calcular los factores de intensidad en las direcciones positiva (α^+) y negativa (α^-). Estos valores son $V_s= 1.52V$, $V_r=1.49V$, $V_{smax}=3.1683V$ y $V_{rmax}=3.19V$, que utilizándolos en las ecuaciones (4.3.7) y (4.3.8), obtenemos dichos factores,

$$\alpha^+ = \frac{3.1683V}{1.52V} \rightarrow \alpha^+=2.0844$$

y

$$\alpha^- = \frac{3.19V}{1.49V} \rightarrow \alpha^-=2.1409$$

Así mismo, de la gráfica (4.3.6) obtenemos el valor del ruido no cancelado que es $\Delta\alpha=37.0875 \times 10^{-3}$, y con estos valores podemos obtener el CCR,

$$CCR = \frac{2.1409(2.0844 - 1)}{37.0875 \times 10^{-3}} \rightarrow CCR=63$$

Este valor de $CCR=63$ es mucho menor que el de la primera prueba, lo que nos indica que la cancelación fue mucho menor. Esto lo atribuimos a una posible diferencia en la transimpedancia en los fotodetectores y a una división no igual en los divisores de potencia.

4.4.1.1 Análisis de la cancelación de ruido inducido por variación de intensidad de la fuente

Es un hecho que el sistema demostró una buena eficacia para la cancelación del ruido cuando se hace alguna variación de la potencia de la fuente. Ahora en esta parte mencionaremos algunos aspectos importantes que encontramos al observar los resultados.

La cancelación del ruido la cuantizamos a partir del coeficiente de cancelación de ruido, CCR. Este valor nos indica lo bien que cancela el sistema el ruido, de analizar la ecuación (4.3.5) sabemos que entre mayor sea la magnitud del CCR, mejor será cancelado el ruido.

Si comparamos los valores del CCR cuando aumentamos o disminuimos la potencia de la fuente, encontramos que la cancelación de ruido fue mucho mejor cuando disminuimos la potencia de la fuente que cuando la aumentamos. Esto lo confirmamos con la cuantización de la cancelación, ya que en la primera y tercera prueba (donde se incremento la potencia) obtenemos valores de CCR mucho menores (CCR=835 y CCR=63, respectivamente) que en la prueba en la que disminuimos la potencia (CCR=3074).

Analizando los resultados arrojados por las gráficas se encontró en el sistema un comportamiento muy interesante. Si observamos los voltajes de cada uno de los brazos de salida antes de realizar el incremento de la potencia, nos damos cuenta de que el brazo que llamamos S tiene un voltaje mayor que el voltaje del brazo que llamamos R. Como se mencionó anteriormente, estos voltaje deben ser prácticamente los mismos, pero en este caso existe una pequeña diferencia. Ahora, si observamos los voltajes de cada uno de los brazos, después de incrementar la potencia de la fuente, nos damos cuenta de que el voltaje de salida en el brazo R es ahora mayor que el voltaje del brazo S.

Este comportamiento del sistema lo atribuimos a los divisores de potencia 1x2, ya que la división de potencia puede no ser exactamente al 50% en cada brazo, lo que ocasiona que la potencia en alguna de las señales sea mayor, y que se manifieste mayormente cuando se incrementa la potencia. Esta teoría es reforzada con el tercer experimento, en el cual los fotodetectores son intercambiados de brazo, en el cual se vuelve a observar dicho efecto. Este efecto asociado con una posible diferencia en la transimpedancia de los fotodetectores puede ocasionar que el sistema no funcione adecuadamente, por lo que el valor del CCR disminuyo considerablemente en comparación con los otros dos experimentos.

4.4.2 Cancelación de ruido inducido por perturbaciones mecánicas

En esta parte nuevamente se volvieron a realizar tres pruebas, éstas tienen por objetivo el comprobar que la eficacia del sistema para cancelar el ruido provocado por perturbaciones mecánicas. Las perturbaciones aplicadas son macrocurvaturas y microcurvaturas.

En la primera prueba que realizamos se buscó demostrar la eficacia del sistema para cancelar el ruido provocado por grandes curvaturas. Para ello el sistema fue balanceado en 23.3mV (offset de los detectores), cada brazo de salida tenía aproximadamente un voltaje de salida de 1.6V y la fuente tenía una corriente de alimentación de 15.01mA

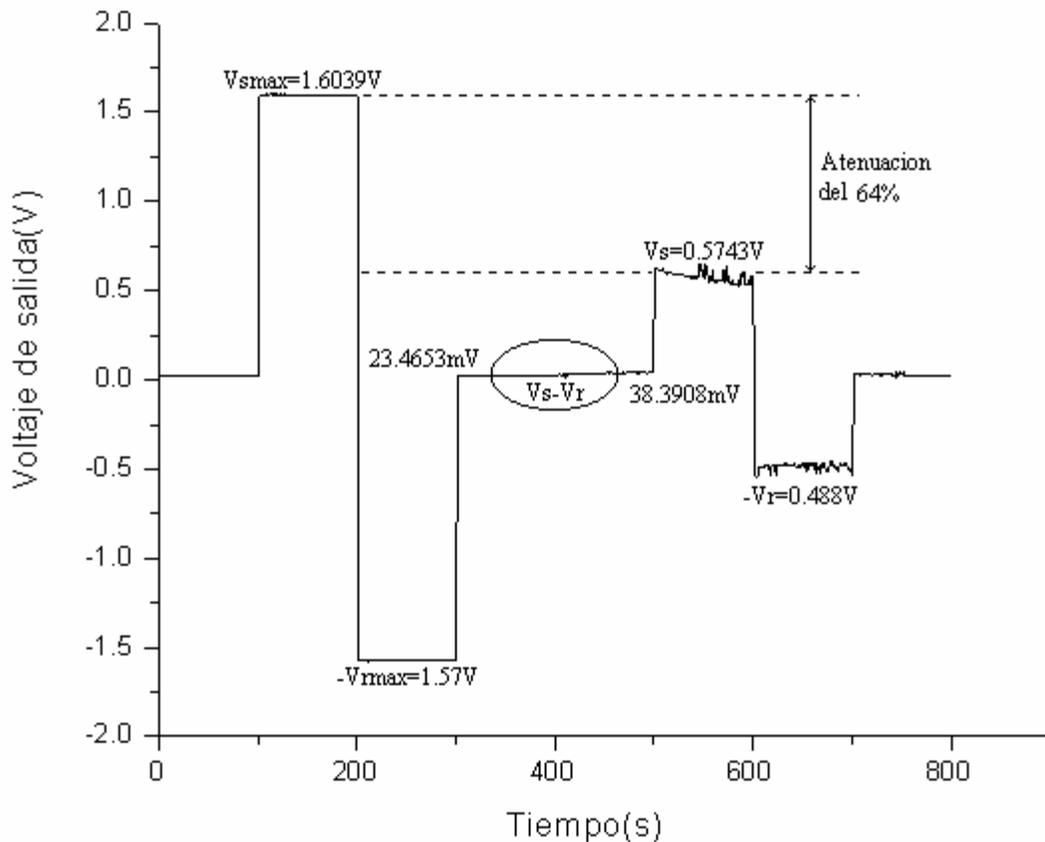


Figura 4.3.7 Monitoreo de la señal de salida (S_{out}) cuando se aplica una curvatura de diámetro aproximado de 3cm

En la gráfica (4.3.7) se muestra el comportamiento del sistema cuando aplicamos una curvatura de aproximadamente 3cm de diámetro.

En esta gráfica nuevamente se vuelve a observar el mismo procedimiento de monitoreo de las señales. Primero se monitorea la diferencia de las señales, enseguida cada una de las señales y nuevamente la diferencia. En este caso, la perturbación fue inducida entre los 400s y 420s, que es el tiempo requerido para hacer la perturbación.

Como se nota en la gráfica (4.3.7), nuevamente se vuelven a monitorear cada unos de los brazos, a partir de los 500s el brazo S y a partir de los 600s el brazo R. Aquí se nota claramente que la curvatura además de provocar atenuación, provoca fluctuaciones a cada una de las señales, las cuales son recíprocas puesto que ambas señales V_s y V_r siguen el mismo comportamiento.

La curvatura hecha es de aproximadamente 3cm de diámetro y se aplica en la zona del lazo común, lo que ocasiona una atenuación de la señal de un 64%. El comportamiento del sistema, cuando se ha aplicado la perturbación, se muestra en la gráfica (4.3.8), la cual es una ampliación de la zona encerrada en un círculo en la gráfica anterior.

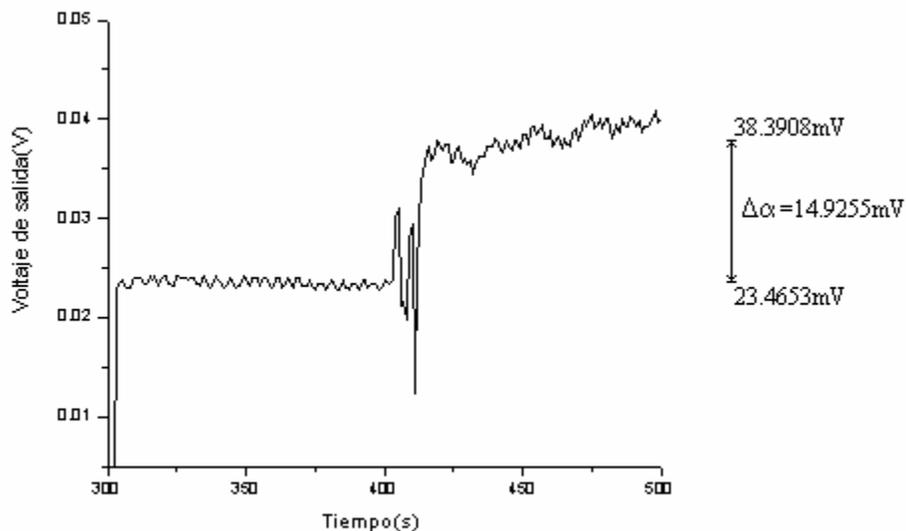


Figura 3.3.8. Ampliación de la gráfica (3.3.7) cuando se aplica una curvatura de 3cm de diámetro

Si comparamos la atenuación, que es del 64%, con el ruido no cancelado, nuevamente se puede apreciar que el sistema cancela notoriamente el ruido inducido por una macrocurvatura. Sin embargo, es necesario cuantizar dicha cancelación.

De la gráfica (4.3.7) podemos obtener los voltajes de salida para poder calcular los factores de intensidad en las direcciones positiva (α^+) y negativa (α^-). Los voltajes que necesitamos fueron obtenidos como un promedio, debido a que la curvatura causó que los voltajes de salida tuvieran fluctuaciones. Estos voltajes son $V_{smax}=1.6039V$, $V_{rmax}=1.57V$, $V_s=0.5743V$ y $V_r=0.488V$, con estos valores podemos obtener α^+ y α^-

$$\alpha^+ = \frac{1.6039V}{0.5743V} \rightarrow \alpha^+=2.7928$$

y

$$\alpha^- = \frac{1.57V}{0.488V} \rightarrow \alpha^-=3.2172$$

De la gráfica (4.3.8) podemos obtener directamente el valor del ruido no cancelado $\Delta\alpha=14.9255 \times 10^{-3}$, ahora podemos calcular el CCR:

$$CCR = \frac{3.2172(2.7928-1)}{14.9255 \times 10^{-3}} \rightarrow CCR=386$$

Este CCR=386 nos indica que el ruido fue cancelado casi 400 veces más que si se utilizará un sistema sin referencia.

La siguiente prueba que mostramos tiene por objetivo demostrar que el sistema es capaz de cancelar el ruido provocado por microcurvaturas. Esta prueba es de gran importancia, ya que este tipo de perturbación es el que más se puede presentar en algún arreglo con fibra óptica.

Para esta prueba el sistema fue balanceado en 13.62mV (offset de los detectores), cada uno de los brazos presentaba un voltaje de salida de aproximadamente de 1.6V y la fuente tenía una corriente de alimentación de 15mA.

En la gráfica (4.3.9) se muestra el comportamiento del sistema utilizando el segundo esquema para la caracterización, cuando la microcurvatura de aproximadamente 5mm de diámetro es aplicada.

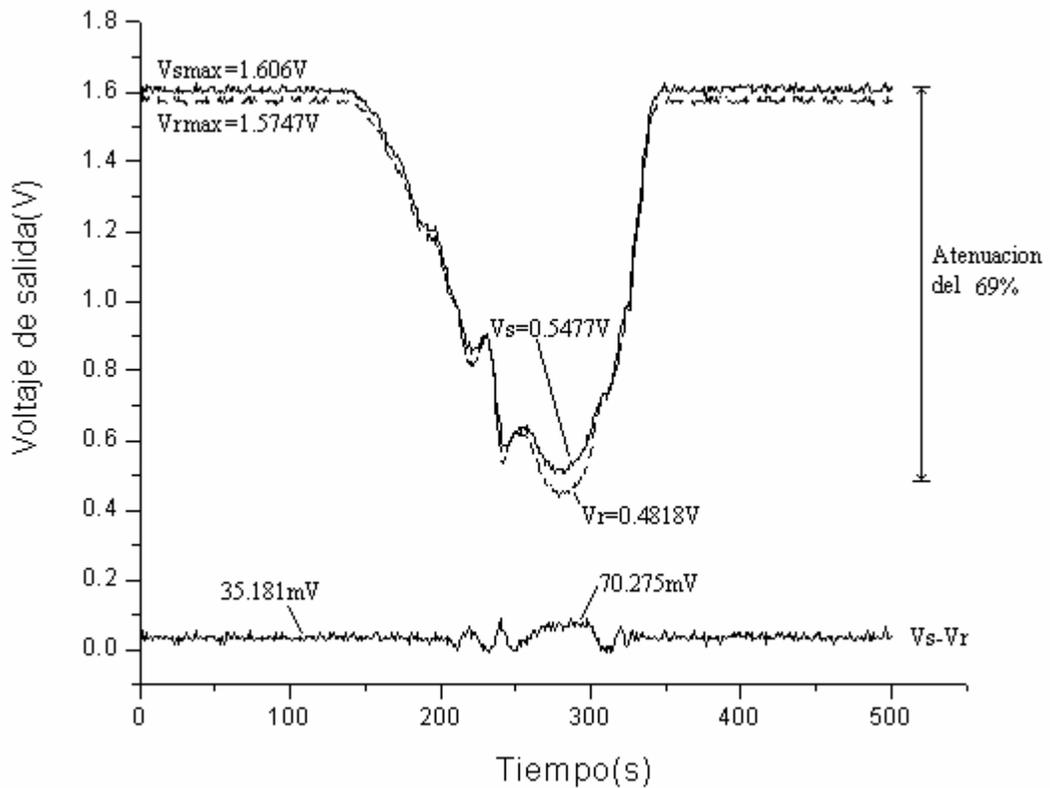


Figura 4.3.9 Monitoreo de la señal de salida cuando se aplica una curvatura de aproximadamente 5mm de diámetro.

Esta gráfica fue obtenida con el osciloscopio, por lo que las dos señales se grafican por separado. La línea que aparece como continua corresponde al voltaje del brazo S (V_s), y la línea discontinua al voltaje de salida del brazo R (V_r), mientras que la línea de abajo corresponde a la diferencia de las dos señales. La microcurvatura de aproximadamente

5mm de diámetro fue aplicada aproximadamente a partir de los 140s y se deja de aplicar a los 340s.

Como se puede apreciar de la gráfica, las curvas de atenuación que siguen ambos brazos de salida son prácticamente las mismas, lo que nos indica que ciertamente las señales siguen una trayectoria recíproca en la zona donde se aplica la perturbación. También se puede notar que en el punto más profundo del valle de la curva, la reciprocidad es notablemente diferente del resto de la curva.

Ahora bien, la gráfica (4.3.10) se hace una ampliación del intervalo donde se está aplicando la perturbación (de la curva que muestra la diferencia de las señales); de los 140s a los 340s.

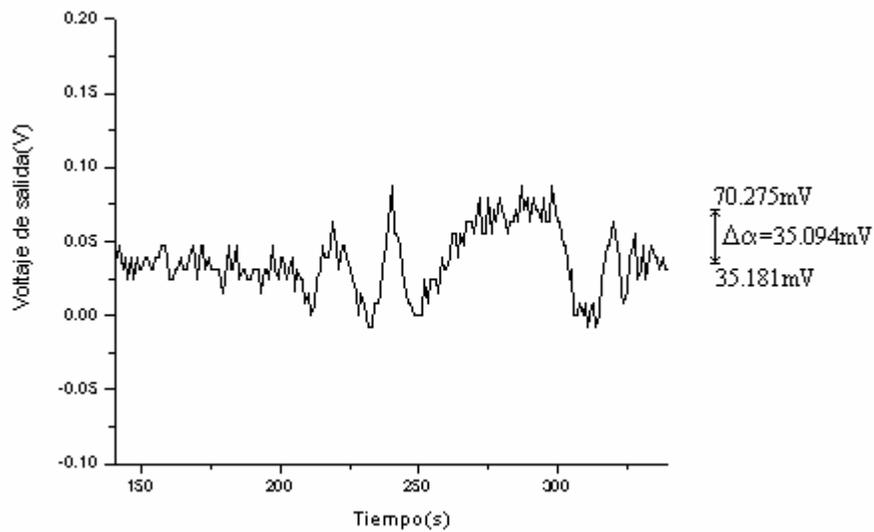


Figura 4.3.10 Ampliación de la gráfica (3.3.9) en intervalo donde se aplica la microcurvatura

En esta última gráfica podemos observar que el escalón máximo que encontramos, con respecto al voltaje al cual fue balanceado el sistema, es pequeño. Comparando nuevamente este escalón con la atenuación máxima que provoca la microcurvatura, que es

del 69%, podemos decir de manera general que el sistema tiene una buena eficacia al momento de cancelar el ruido provocado por este tipo de perturbaciones.

Para cuantizar esta cancelación nuevamente tomamos los voltajes que necesitamos, para calcular los factores de intensidad en las direcciones positiva (α^+) y negativa (α^-), de la gráfica (4.3.9). Los voltajes máximos son fácilmente encontrados en la gráfica, los cuales son $V_{smax}=1.606V$ y $V_{rmax}=1.5747V$. En este caso, en la curva de atenuación no existe algún intervalo constante que nos permita obtener fácilmente los voltajes V_s y V_r , por lo que estos son tomados de la gráfica en la zona donde el ruido fue cancelado en menor grado, esto es, donde el escalón de la diferencia de las señales es mayor, donde los valores encontrados son $V_s=0.5477V$ y $V_r=0.4818V$.

$$\alpha^+ = \frac{1.606V}{0.5477V} \rightarrow \alpha^+=2.9323$$

y

$$\alpha^- = \frac{1.5747V}{0.4818V} \rightarrow \alpha^-=3.2684$$

Y el valor del ruido no cancelado lo podemos obtener de la gráfica (4.3.10), este es $\Delta\alpha=35.094 \times 10^{-3}$, ahora ya podemos calcular el valor del CCR

$$CCR = \frac{3.2684(2.9323 - 1)}{35.094 \times 10^{-3}} \rightarrow CCR=180$$

Este valor nos indica una cancelación de casi 200 veces con respecto a un sistema sin referencia, tomando en cuenta que la perturbación inducida fue una microcurvatura y que ésta causa una atenuación muy grande. Por lo tanto podemos decir que el sistema puede ser utilizado para reducir ruido provocado por este tipo de perturbaciones.

A partir de los dos resultados obtenidos hasta ahora en las pruebas de perturbaciones mecánicas, encontramos que los valores del CCR son menores que en las pruebas de variaciones de intensidad de la fuente. Pensamos que esto se debe a que las manipulaciones mecánicas están provocando cambios en los estados de polarización en las señales y debido a que algunos de los elementos utilizados podrían ser dependientes a estos cambios, el sistema presenta una no reciprocidad.

En la última prueba que presentamos se vuelve a inducir una curvatura de aproximadamente 3cm de diámetro, solo que en este caso el movimiento se efectuó elevando la fibra fuera del plano en el que se encontraba para provocar un cambio del estado de polarización mayor, esto para probar lo mencionado en el párrafo anterior. Los resultados encontrados son mostrados a continuación.

Para esta prueba el sistema fue balanceado a un voltaje de 23.45mV, cada brazo presentaba un voltaje de salida de aproximadamente 1.6V y la corriente de alimentación de la fuente era de 15mA.

En la gráfica (4.3.11) se muestra el comportamiento del sistema cuando la curvatura es hecha.

Esta prueba se realizó de la misma manera que en las primeras pruebas que se mostraron anteriormente, esto es, se hace el mismo monitoreo en los mismos intervalos de tiempo. En este caso, a partir de los 400 s se empieza a manipular la fibra para inducir la curvatura, esto es, la fibra empieza a curvar fuera del plano en el que se encontraba. En esta gráfica también se puede observar que la curvatura causa una atenuación del 38%. El intervalo de tiempo que nos interesa analizar se encuentra entre los 400s y 500s, por lo que en la gráfica (4.3.12) se hace una ampliación de esta zona.

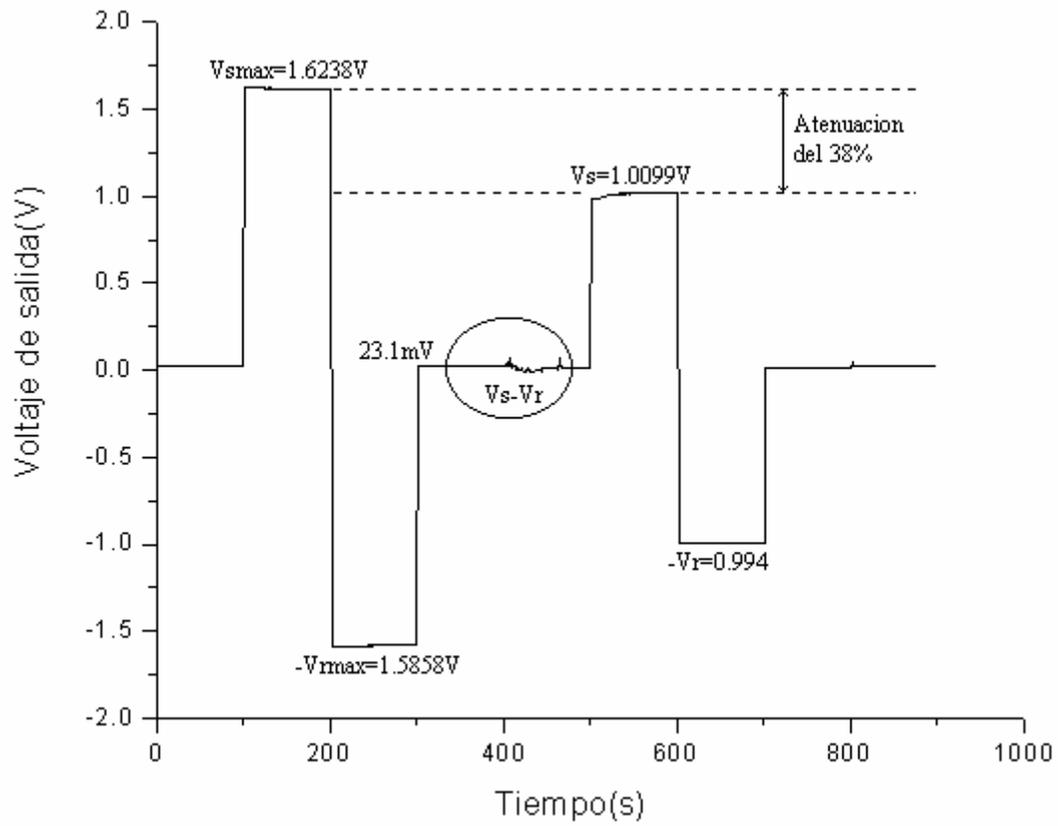


Figura 4.3.11 Monitoreo de la señal de salida cuando se aplica una curvatura de diámetro de 3cm y la fibra se mueve del plano original.

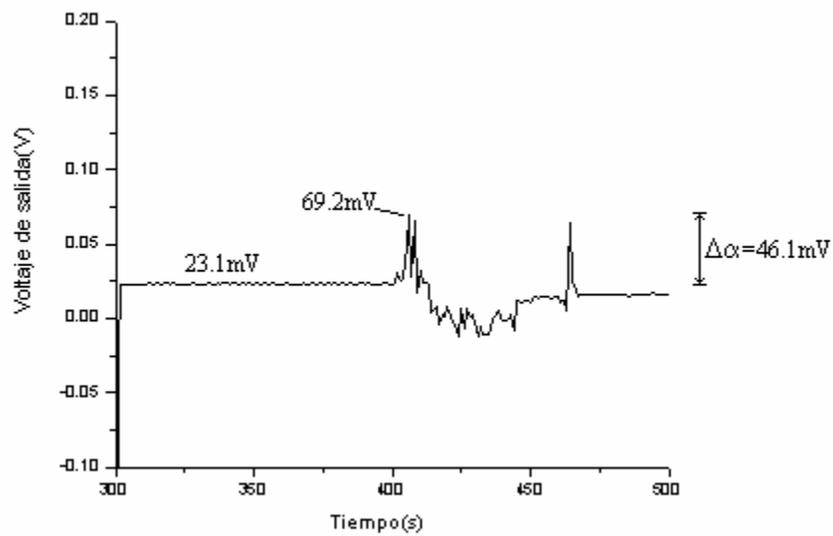


Figura 4.3.12 Ampliación del intervalo donde se realiza la curvatura

En esta última gráfica podemos apreciar más claramente que la curvatura causa fluctuaciones más notorias en la diferencia de las señales de salida. Aunque si comparamos la atenuación con el máximo valor de la fluctuación, la cual alcanza un valor de 69.2mV, podemos decir que se alcanza a disminuir en una cierta medida el ruido. Ahora necesitamos cuantizar dicha cancelación.

De la gráfica (4.3.11) podemos obtener los valores de los voltajes necesarios para calcular los actores α^+ y α^- . De ahí obtenemos los siguientes valores $V_{smax}=1.6238V$, $V_{rmax}=1.5858V$, $V_s=1.0099V$ y $V_r=0.994V$, con estos valores calculamos dichos factores

$$\alpha^+ = \frac{1.6238V}{1.0099V} \rightarrow \alpha^+=1.6071$$

y

$$\alpha^- = \frac{1.5858V}{0.994V} \rightarrow \alpha^-=1.5954$$

Y de la gráfica (4.3.12) obtenemos el valor del ruido no cancelado $\Delta\alpha=46.1 \times 10^{-3}$, el cual es el valor máximo de ruido no cancelado, y con esto obtenemos el valor mínimo de CCR para este caso,

$$CCR = \frac{1.5954(1.6071-1)}{46.1 \times 10^{-3}} \rightarrow CCR=21$$

Si comparamos este valor de CCR=21 con los obtenidos anteriormente notamos claramente que la cancelación no fue tan buena. Esto lo atribuimos nuevamente a que los elementos utilizados en el sistema son sensibles al estado de polarización. El hecho de sacar la curvatura fuera del plano, provoca una rotación mayor del estado de polarización. Esto aunado a la dependencia a la polarización de los elementos utilizados causa una mayor variación del nivel de las señales y que no es recíproco, lo que conduce a un menor CCR.

4.4.2.1 Análisis de la cancelación de ruido inducido por perturbaciones mecánicas

En las tres pruebas realizadas anteriormente se demuestra un buen funcionamiento del sistema al momento de cancelar ruido producido por alguna curvatura, ya sean macrocurvaturas o microcurvaturas. Sin embargo la reducción de ruido obtenida es menor que en el caso de una perturbación inducida por variaciones de la potencia de la fuente. Ahora bien si consideramos que los elementos utilizados en este sistema no son insensibles al estado de polarización, esto podría explicar una menor reciprocidad, esto es, al inducir una curvatura se induce igualmente una rotación del estado de polarización de la señal y que al pasar por los acopladores o por los empalmes mal acordados generan cambios en la intensidad de la señal que no son recíprocos, con lo que la eficacia del sistema se ve reducida.

Podemos hacer una comparación de acuerdo a las magnitudes del CCR de la cancelación de ruido en los tres casos. De las tres pruebas observamos que la primera es en donde mejor se cancela el ruido, esto lo podemos decir debido a que el CCR obtenido aquí (CCR= 386) fue mayor que en los otros dos casos (CCR=180 y CCR=21). Pero de acuerdo a los valores de estos CCR, concluimos que el sistema funciona de mejor forma para el ruido inducido por las macrocurvaturas que para el ruido inducido para las microcurvaturas, en un factor de 2 veces.

Ahora bien, en la prueba en la que se induce una microcurvatura el CCR fue calculado en el intervalo donde el sistema hizo una menor cancelación del ruido, tomando en cuenta esto, podemos concluir que para este tipo de perturbaciones el sistema podría cancelar el ruido en mayor medida, ya que en cualquier otro intervalo obtendríamos un valor más alto de CCR. Uno de los objetivos de esta tesis era demostrar que el sistema funcionaba de manera recíproca, este experimento nos permite obtener este resultado tan importante; en la gráfica (4.3.9) podemos observar que cuando aplicamos la perturbación a la fibra óptica, las curvas de atenuación de ambas señales son prácticamente las mismas por lo que queda demostrada la reciprocidad del sistema para perturbaciones mecánicas.

En la tercera prueba, la magnitud del CCR (≈ 21) obtenido fue nuevamente calculado en el intervalo donde el sistema hizo la menor cancelación de ruido y podemos decir que la cancelación no es tan buena como en los otros dos casos. En esta prueba podemos observar que el hecho de mover la fibra óptica del plano en el que se encontraba inicialmente provoca que la magnitud del ruido no cancelado tuviera variaciones, esto es un efecto que llama la atención, debido a que en la primera prueba la misma curvatura fue aplicada al sistema y el resultado obtenido fue mucho mejor. Podemos concluir que lo que causó dichas variaciones fue el hecho de sacar la fibra del plano original y que dicho movimiento pudo haber provocado una rotación de la polarización mayor, por lo que disminuyó la reciprocidad del sistema. Ahora bien, utilizando elementos insensibles al estado de polarización se esperaría que el sistema presentara una mejor cancelación del ruido. Sin embargo, esto haría también incrementar su costo.

De hecho, si observamos la gráfica (4.3.12) podemos observar que a partir de los 600s el sistema se estabiliza, lo que sugiere que los efectos de polarización causan inestabilidades al sistema.

De manera general se puede decir que el sistema funciona de mejor manera cuando se trata de cancelar el ruido producido por fluctuaciones de la fuente que cuando se aplica algún tipo de curvatura. Se observa de todos los casos que el sistema funciona más adecuadamente cuando la fluctuación de la fuente causa que la potencia de la fuente disminuya. Es importante mencionar que se piensa que los valores de CCR son realmente mejores que los estimados aquí, esto debido a que nuestras medidas estuvieron limitadas por el ruido electrónico en cada una de las medidas de voltaje. Esto queda de manifiesto, ya que los valores de voltaje obtenidos en la cancelación son del orden de magnitud del voltaje al que fue balanceado el sistema, esto es, al offset de los detectores. Ahora bien, si también se usa una electrónica de bajo ruido, consideramos que los resultados se pueden mejorar.

Capítulo 5

CONCLUSIONES

En este trabajo de tesis se propuso un sistema de referencia para sensores de fibra óptica sencillo y funcional a bajo costo. Los sistemas de referencia en fibra óptica para sensores basados en la modulación de la intensidad, que hasta ahora se han propuesto, no habían sido analizados para cancelar al mismo tiempo tanto el ruido provocado por fluctuaciones de la fuente como el ruido por perturbaciones mecánicas. El sistema que aquí presentamos posee esta característica que representa una ventaja con las otras propuestas encontrados en la literatura.

Para demostrar que el sistema aporta una solución a ambos problemas, se realizaron pruebas de cancelación de ruido debido a fluctuaciones de intensidad de la fuente y a perturbaciones mecánicas.

Para poder evaluar la eficacia se propuso un parámetro que llamamos coeficiente de cancelación de ruido (CCR), el cual es un valor que estima la reducción de ruido usando el sistema de referencia en comparación con un sistema sin referencia.

A partir de este parámetro comparamos los resultados de las pruebas hechas para la cancelación de ruido para variaciones de la fuente con las pruebas ruido inducido por curvaturas. En las pruebas de variación de potencia de la fuente el mejor valor de CCR obtenido fue de 3074 cuando provocamos una reducción de potencia del 48%; por otro lado, el mejor valor de CCR obtenido para una perturbación mecánica fue de 386, que fue para una curvatura con diámetro de 3cm.

El peor resultado obtenido en el caso de variaciones de intensidad de la fuente (CCR=63), lo atribuimos a una posible diferencia de transimpedancia en los fotodetectores en combinación con una posible división no equitativa de los acopladores 1x2, lo que ocasionó una posible no reciprocidad en el sistema, conduciendo a un CCR más bajo. Mientras que en el caso de las perturbaciones mecánicas, el valor más bajo del CCR fue de 21, obtenido para una curvatura inducida fuera del plano, que provoca una rotación del estado de polarización. En este caso, la dependencia al estado de polarización de los elementos utilizados así como unos empalmes mal hechos en el sistema, serían responsables de una no reciprocidad en este tipo de perturbaciones.

También, otro factor que consideramos limita la eficacia del sistema, es el nivel del ruido electrónico de los sistemas de prueba, que es del orden de los milivolts, ya que para una perturbación pequeña, el ruido cancelado podría encontrarse en el mismo orden

Ahora bien, el objetivo de proponer un sistema innovador basado en un esquema simple para una eficiente disminución del ruido en sistemas de fibra óptica para el sensado, quedo demostrado en este trabajo. Así mismo se comprobó que el sistema puede eliminar en un factor mil el ruido ocasionado por perturbaciones provocadas por cambios en el nivel de la señal de la fuente de excitación y de perturbaciones mecánicas de manera reproducible. Sin embargo, hicimos notar algunas de los principales problemas que limitan el funcionamiento del sistema, así como posibles soluciones a estos, con lo que se podría optimizar el sistema.

Capítulo 6

PERSPECTIVAS

En el capítulo anterior se demostró que el sistema cancela el ruido. Aunque se cumplió el objetivo del trabajo de tesis, todavía quedan algunos detalles por mejorar. Este capítulo trata de sugerir los posibles trabajos a futuro que se pueden realizar en el sistema para hacer más eficaz su funcionamiento.

El primer trabajo que se puede plantear, es incorporar el elemento sensor. Recordando lo planteado al principio del capítulo 4, el sistema en un principio se pensó para que la señal de referencia y la de sensado estuvieran separadas en una pequeña sección en el tramo donde las señales son recíprocas, esto es, puenteando la señal de sensado de la de referencia, como muestra la figura (4.2.1). En ese mismo capítulo mencionamos que dicho tramo no afectaba al sistema para que tuviera un buen funcionamiento, puesto que considerábamos que esa sección era pequeña en comparación con la longitud de la fibra restante. Queda para realizar a futuro esa separación y demostrar que el sistema funciona adecuadamente, con el esquema mostrado para la incorporación de la parte sensora.

En el capítulo anterior mencionados dos problemas que encontramos durante el análisis de las pruebas. El primero está relacionado con los divisores de potencia, como mencionamos, puede ser que estos elementos no hagan la división exactamente al 50% y que esto esté ocasionando que el sistema no cancele el ruido de manera óptima. Un posible trabajo a futuro es demostrar que los divisores no realizan la división perfectamente y que esto está afectando el funcionamiento del sistema, así como también encontrar la solución a dicho problema.

El segundo problema que encontramos es la posible dependencia en polarización de la fibra óptica o de los divisores de potencia y que nuevamente afecta el funcionamiento del sistema. Ahora bien, el siguiente trabajo que se propone es estudiar con más detalle la dependencia en polarización y su repercusión en el sistema al momento de cancelar el ruido.

Las pruebas para este trabajo de tesis solo se enfocaron a curvaturas y fluctuaciones de la fuente, pero el objetivo del sistema es cancelar todas las posibles perturbaciones que se puedan aplicar al sistema. Por lo que queda propuesto para futuros trabajos realizar otras pruebas para demostrar que el sistema puede cancelar el ruido. Algunas pruebas que se pueden realizar son torsión, se pueden realizar pruebas de temperatura, así como presión.

REFERENCIAS

1. Massod Tabid-Asar, "Integrated optics microstructures and sensors", United States of America: Kluwer Academic Publishers, 1995.
2. F.T.S. Yu and S. Yin, "Fiber Optic Sensors", 1st ed. New York: Marcel Dekker Inc., 2002
3. A. Wang, H. Xiao, J. Wang, Z. Wang, W. Zhao, and R. G. May, "Self-Calibrated Interferometric-Intensity-Based Optical Fiber Sensors, *J. Lightwave Technol.*, vol. 19, no. 10, pp.1495-1501, Oct. 2001.
4. R.I. McDonald, R. Nychka, "Differential measurement technique for optical fibre sensors", *Electron. Lett.*, vol. 27, no. 23, pp. 2124-2196, Nov. 1991.
5. S. Abad, M. López-Amo, F.M. Araújo, L.A. Ferreira, and J.L. Santos, "Fiber Bragg grating-based self-referencing technique for wavelength-multiplexed intensity sensors", *Opt. Lett.*, vol. 27, no. 4, pp. 222-224, Feb. 2002.
6. J.M. Baptista, J.L. Santos, and A.S. Lage, "Self-referenced optic intensity sensor based on a multiple beam Sagnac topology, *Opt. Comm.*, 181, pp. 287-294, July 2000.
7. Chang-Da Tsai, Hui-Hsun Huang, Shyh-Lin Tsao, Hsiao-Lung Chan, and Chien-Ping Wu, "Error Reduction of referenced Intensity-Based Optical Fibre Sensor by Adaptive Noise Canceller", *Electron. Lett.*, vol. 33, no. 11, pp. 982-983, May. 1997.
8. Joseph C. Palais, "Fiber Optic Communications, in *Optic Fiber Waveguides*", 4th ed. Prentice-Hall, United States of America, p. 103, 1998.
9. H. Zanger and C. Zanger, "Fiber optics, in *Optical Fibers*", ed. Macmillan Publishing Company, New York , p. 79, 1991.
10. Govind P. Agrawal, "Fiber-Optic Communication Systems, in *Optical Fibers*", ed. John Wiley and Sons, New York, p. 35, 1992.
11. S. Esekial and E. Udd, ed., "Fiber optic gyros: 15th anniversary conference", *Proc. SPIE*, 1585, 1991.
12. R.J. Michal, E. Udd, and J.P. Theriault, "Derivative fiber-optic sensors based on the phase nulling optical gyro", *Proc. SPIE*, 719, 1986.

13. E. Udd, R.J. Michal, J.P. Theriault, R.F. Cahill, "High accuracy light source wavelength and optical fiber dispersion measurements using the Sagnac interferometer", Proc. 7th Optica Fiber Sensors Conf., IREE Australia, Sydney, p. 329, 1990.
14. S.K. Yao and C.K. Asawa, "Fiber optical intensity sensors", IEEE J. Sel. Areas in Communication, vol. SAC-1, no. 3, 1983.
15. K. Fritsch and G. Beheim, "Wavelength division multiplexed digital optical position transducer", Opt. Lett., 11, p. 1, 1986.
16. D.A. Nolan P.E. Blasyk, and E. Udd, "Optical fibers, in Fiber Optic Sensors: An Introduction for Engineers and Scientists", Eric Udd, ed., Wiley, New York, 1991.
17. E. Udd and P.M. Turek, "Single mode fiber optic vibration sensor", Proc. SPIE, 566, p. 135, 1985.
18. W. B. Spillman, Jr., MEMBER, IEEE, and J. R. Lord, "Self-referencing multiplexing technique for fiber-optic intensity sensors", J. Lightwave Technol., vol. LT-5, no. 7, pp.865-869, Jul. 1987.