



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO**

---

**FACULTAD DE INGENIERÍA**

**MODELADO MATEMÁTICO DE  
COMPENSADORES DE LA  
DISPERSIÓN CROMÁTICA EN  
FIBRAS ÓPTICAS  
CON BASE EN REJILLAS DE BRAGG**

**T E S I S**

**QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE  
INGENIERO EN TELECOMUNICACIONES**

**P R E S E N T A:**

**EDUARDO TEJEDA DOMÍNGUEZ**

**ASESOR: DR. SERGEI KHOTIAINTSEV**



**MÉXICO, D. F.**

**2003**

---

## ÍNDICE DE CONTENIDO

---

<b>ACRÓNIMOS</b>	1
<b>SÍMBOLOS</b>	2
<b>INTRODUCCIÓN</b>	3
<hr/>	
<b>1 EL PROBLEMA DE LA DISPERSIÓN CROMÁTICA EN LAS FIBRAS ÓPTICAS</b>	5
<hr/>	
1.1 Introducción	5
1.2 Tipos de dispersiones	5
1.3 Efectos de la dispersión cromática (DC)	7
1.4 Descripción matemática de la DC	8
1.5 Mecanismos físicos dispersores	9
1.5.1 Dispersión del material	9
1.5.2 Dispersión de guía de onda	11
1.6 Criterio para evaluar el impacto de la DC	11
1.7 Límites impuestos por la DC en el desempeño de los sistemas de comunicaciones por fibra óptica	13
1.7.1 Número de canales máximo	13
1.7.2 Tasas de transmisión máximas	14
1.7.3 Distancias máximas entre regeneradores	14
1.8 Efectos de las no linealidades en las fibras ópticas	14
1.9 Transmisión de solitones ópticos	16
1.10 Compensación de la DC	16
1.11 Conclusiones	16

<b>2</b>	<b>COMPENSACIÓN DE LA DISPERSIÓN CROMÁTICA</b>	<b>17</b>
<hr/>		
2.1	Introducción	17
2.2	Fibras ópticas con características especiales de la DC	18
2.2.1	Fibras ópticas de baja dispersión	18
2.2.2	Fibras ópticas con DC diferente de cero	18
2.3	Compensadores de la DC	19
2.4	Características buscadas en un compensador de la dispersión cromática	20
2.5	Fibras ópticas compensadoras de la DC (FDC)	22
2.5.1	Ventajas del uso de las FCD	23
2.5.2	Desventajas del uso de las FCD	23
2.6	Empleo de rejillas de Bragg (RB) para compensar la DC	24
2.7	Otros métodos para compensar la DC	25
2.7.1	FCD que usan modos de orden mayor	25
2.7.2	Arreglo en fase de imágenes virtuales	26
2.8	Comparación entre las distintas técnicas usadas para la compensación de la DC	26
2.9	Conclusiones	29
<hr/>		
<b>3</b>	<b>COMPENSADORES DE LA DISPERSIÓN CROMÁTICA BASADOS EN REJILLAS DE BRAGG</b>	<b>30</b>
<hr/>		
3.1	Introducción	30
3.2	Fundamentos de las Rejillas de Bragg (RB)	31
3.3	Clasificación de las RB	32
3.4	Fabricación de RB	34
3.4.1	Fabricación de RB de manera autoinducida	34
3.4.2	Fabricación de RB mediante el método interferométrico	35
3.4.3	Fabricación de RB punto por punto	35
3.4.4	Fabricación de RB con una máscara de fase	36
3.4.5	Fabricación de RB inclinadas	37
3.4.6	Fabricación de RB largas	37
3.4.7	Fabricación de RB no periódicas (RBNP)	37
3.4.8	Fabricación de RB apodizadas (RBA)	38
3.5	Compensación de la dispersión por medio de RB	39
3.5.1	CDC basados en RB de transmisión (RBT)	39
3.5.2	CDC basados en RB de reflexión (RBR)	41
3.5.3	CDC sintonizables basados en RB	44
3.5.4	CDC de sistemas WDM basados en RB	45
3.5.5	Compensación de la DC de alto orden mediante RB	45
3.6	Desventajas de los CDC basados en RB	45
3.7	Conclusiones	46
<hr/>		

<b>4 IMPLEMENTACIÓN DE UN ALGORITMO PARA LA SIMULACIÓN DE REJILLAS DE BRAGG</b>	<b>47</b>
<hr/>	
4.1 Introducción	47
4.2 Metodología empleada para el análisis de las RB	49
4.3 Parámetros de diseño de las RB estudiados	49
4.4 Modelo matemático de las RB empleado	50
4.5 Técnica de análisis de las RB empleada	52
4.6 Parámetros calculados de la respuesta en frecuencia de la RB	58
4.7 Conclusiones	60
<hr/>	
<b>5 RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN DE REJILLAS DE BRAGG</b>	<b>61</b>
<hr/>	
5.1 Introducción	61
5.2 Simulación de RB uniformes (RBU)	61
5.3 Simulación de RBNP	63
5.3.1 Repercusiones de la modificación de la tasa de variación de la longitud de onda de Bragg por unidad de longitud en la respuesta en frecuencia de la RBNP	64
5.3.2 Repercusiones de la variación del cambio máximo del índice de refracción en la respuesta en frecuencia de las RBNP	65
5.3.3 Repercusiones de la variación de la longitud de la RB en su respuesta en frecuencia	67
5.4 Simulación de RBA	69
5.4.1 Repercusiones de la apodización simétrica en la respuesta en frecuencia de las RBNP	70
5.4.2 Repercusiones de la apodización asimétrica en la respuesta en frecuencia de las RBNP	72
5.5 Conclusiones	75
<hr/>	
<b>CONCLUSIONES GENERALES</b>	<b>77</b>
<hr/>	
<b>APÉNDICE A. MEDICIÓN DE LA DISPERSIÓN CROMÁTICA</b>	<b>79</b>

<b>APÉNDICE B. FOTOSENSIBILIDAD DE LAS FIBRAS ÓPTICAS</b>	81
<b>APÉNDICE C. TIPOS DE FIBRAS ÓPTICAS Y FUENTES QUE SE UTILIZAN PARA LA FABRICACIÓN DE REJILLAS DE BRAGG</b>	83
<b>APÉNDICE D. SIMULACIÓN DE REJILLAS DE BRAGG POR MEDIO DE LA INTEGRACIÓN DIRECTA DE LAS ECUACIONES DE MODOS ACOPLADOS</b>	85
<b>APÉNDICE E. PARÁMETROS ESTADÍSTICOS CALCULADOS PARA EL ANÁLISIS DEL RIZO DE LA CURVA DEL RETRASO DE GRUPO</b>	86
<b>APÉNDICE F. FUNCIONES COMUNES DE APODIZACIÓN</b>	89
<b>APÉNDICE G. CÓDIGO FUENTE PARA EL CÁLCULO DE LA RESPUESTA EN FRECUENCIA DE LAS REJILLAS DE BRAGG</b>	92
<b>BIBLIOGRAFÍA</b>	95

---

# ACRÓNIMOS

---

A continuación se presentan los acrónimos utilizados en este trabajo.

ADM	Multicanalizador de subida y bajada ( <i>Add/drop Multiplexer</i> )
CDC	Compensador de la dispersión cromática
DC	Dispersión cromática
DI	Dispersión intramodal
DM	Dispersión modal
DMP	Dispersión de modo de polarización
DSF	Fibra de dispersión desplazada ( <i>Dispersion-shifted fiber</i> )
DWDM	Multicanalización por división de longitud de onda densa ( <i>Dense wavelength division multiplexing</i> )
FCD	Fibra compensadora de la dispersión
FCDAO	Fibra compensadora de la dispersión de alto orden
FO	Fibra óptica
FWM	Mezcla de cuatro ondas ( <i>Four wave mixing</i> )
LP	Polarizado linealmente ( <i>Linearly polarized</i> )
NDSF	Fibra sin dispersión desplazada ( <i>Non-dispersion shifted fiber</i> )
NZDSF	Fibra con dispersión diferente de cero desplazada ( <i>Non-zero dispersion shifted fiber</i> )
PBE	Probabilidad de bit en error
RB	Rejilla de Bragg
RBA	Rejilla de Bragg apodizada
RBF	Rejilla de Bragg con cambio discreto de fase
RBNP	Rejilla de Bragg no periódica
RBR	Rejilla de Bragg de reflexión
RBT	Rejilla de Bragg de transmisión
RBU	Rejilla de Bragg uniforme
RRG	Rizo del retraso de grupo
SMF	Fibra monomodo ( <i>Single mode fiber</i> )
SO	Solitón óptico
SPM	Automodulación de fase ( <i>Self phase modulation</i> )
UV	Ultravioleta
VIPA	Arreglo en fase de imágenes virtuales ( <i>Virtually imaged phase array</i> )
WDM	Multicanalización por división de longitud de onda ( <i>Wavelength division multiplexing</i> )

---

## SÍMBOLOS

---

A continuación se presentan los símbolos más utilizados en este trabajo.

$a$	Radio del núcleo de la FO	$v_g$	Velocidad de grupo
$c$	Velocidad de la luz en el vacío	$z$	Dirección de propagación
$D$	Dispersión	$\Delta t$	Duración del pulso disperso
$D_g$	Dispersión de guía de onda	$\Delta I$	Ancho de banda
$D_m$	Dispersión del material	$\Delta I_R$	Ancho de banda de la RB
$d_r$	Coefficiente de dispersión	$\Lambda$	Periodo de la RB
$H$	Función de transferencia	$d$	Desintonización
$I$	Intensidad óptica	$dl$	Longitud de una sección de la RB
$l$	Longitud del enlace de FO	$dn_{eff}$	Índice de refracción de la RB
$L_g$	Longitud de la RB	$\overline{dn}_{eff}$	Función moduladora del índice de refracción de la RB
$m$	Orden del modo de propagación	$f$	Ángulo de fase
$n$	Índice de refracción	$f_r$	Fase del coeficiente de reflexión complejo
$\bar{n}$	Coefficiente no lineal del índice de refracción	$k$	Coefficiente de acoplamiento de "ac"
$N$	Número de secciones de la RB	$l$	Longitud de onda
$n'$	Índice de refracción a intensidades bajas	$l_B$	Longitud de onda de Bragg
$N_{2g}$	Índice de refracción de grupo del recubrimiento de la FO	$r$	Coefficiente de reflexión compleja
$n_{eff}$	Índice de refracción efectivo	$s$	Coefficiente de acoplamiento de "dc"
$Q$	Figura de mérito	$\hat{s}$	Coefficiente de autoacoplamiento de "dc"
$T_s$	Periodo de un símbolo	$t_g$	Retraso de grupo
$T$	Matriz de transferencia	$w$	Frecuencia angular

---

# INTRODUCCIÓN

---

El control de la dispersión cromática es indispensable para el desarrollo de redes de telecomunicaciones de alta capacidad que emplean fibras ópticas, debido a que este fenómeno limita severamente las tasas de transmisión, anchos de banda y distancias que pueden ser cubiertas por estos sistemas. Actualmente, la tecnología más empleada con este propósito está basada en el uso de fibras ópticas especiales, pero las desventajas que éstas presentan han incrementado el interés por el uso de las rejillas de Bragg (RB) con el mismo fin. Sin embargo, esta tecnología está aún en su etapa de desarrollo inicial y diversas dificultades tendrán que ser superadas antes de que pueda ser implementada en la mayor parte de los sistemas comerciales. Entre estas dificultades, una de las que más perjudican su desempeño es el rizo en la curva del retraso de grupo que aparece en la respuesta de estos dispositivos ya que provoca pérdidas de información.

Diversas investigaciones se han realizado en torno a estas oscilaciones. Sin embargo, no se han hecho estudios detallados de como éstas pueden ser controladas mediante la variación de algunos de los parámetros de las RB. Teniendo esto en mente se ha desarrollado la presente tesis. Aquí se ha efectuado un estudio que muestra las ventajas del uso de las RB para la compensación de la dispersión cromática y se ha hecho un análisis con el propósito de establecer criterios de diseño que permitan mejorar el desempeño de las mismas.

Para cumplir con el objetivo de este trabajo fue necesario hacer simulaciones asistidas por computadora que permitieran calcular y caracterizar la respuesta en frecuencia de las RB. A pesar de que en el mercado existen diversos programas de cómputo orientados a realizar este tipo de tareas, son costosos y rara vez permiten tener un control completo sobre las variables que garantizan que los resultados que se obtienen son confiables, tales como la resolución espectral. Además, no siempre permiten modificar de manera arbitraria los parámetros de las RB. Estas limitantes hicieron imprescindible el desarrollo de una aplicación que cumpliera enteramente con los requerimientos específicos de esta investigación.

La tesis está estructurada de la siguiente manera: En el capítulo 1 se introducen los conceptos más importantes relacionados con la dispersión cromática y se analiza cuándo y por qué es necesario controlar este fenómeno.

En el capítulo 2 se estudian los compensadores de la dispersión cromática, se describe como funcionan los que se encuentran comercialmente disponibles, se identifican sus limitantes y se demuestra por qué es necesaria la búsqueda de soluciones alternativas.

En el capítulo 3 se estudian los compensadores de la dispersión cromática basados en el empleo de RB, sus métodos de fabricación y cuales son algunas de las ventajas y desventajas que éstas presentan.

En el capítulo 4 se implementa un algoritmo para el análisis y caracterización de la respuesta en frecuencia de las RB.

En el capítulo 5 se realizan simulaciones para reconocer cómo afectan los parámetros físicos de las RB su respuesta en frecuencia y se analizan los resultados.

Posteriormente, se hallan las conclusiones generales derivadas de este trabajo.

En la parte final hay varios anexos que tienen el propósito de complementar la información contenida en esta tesis.

---

# EL PROBLEMA DE LA DISPERSIÓN CROMÁTICA EN LAS FIBRAS ÓPTICAS

## 1.1 INTRODUCCIÓN

Uno de los retos claves que hasta la fecha obstaculizan la implementación de redes ópticas de muy alta capacidad es la dispersión cromática (DC). En el caso de los sistemas digitales, este fenómeno provoca la distorsión de los pulsos portadores de información y puede llegar a incrementar la probabilidad de bit en error (PBE) a niveles inadmisibles. Para comprender la importancia de controlar los efectos de la DC es necesario conocer cuales son las repercusiones que ésta tiene en los sistemas de telecomunicaciones basados en fibra óptica (FO).

## 1.2 TIPOS DE DISPERSIONES

La dispersión es un parámetro que sirve para definir la máxima capacidad de información que se puede transmitir por una FO. El efecto global de la dispersión se debe a varios factores:

1. *Dispersión modal (DM)*: Una señal óptica puede sufrir una degradación debida a la distorsión multimodal (también conocida como dispersión intermodal) relacionada con la diferencia de tiempo que tardan en recorrer una longitud de FO los diferentes modos de propagación asociados con la señal transmitida; sus efectos son tan importantes que cuando se hacen presentes son los preponderantes aunque pueden eliminarse completamente con el empleo de las fibras monomodo (SMF – *Single mode fiber*) que, como su nombre lo indica, permiten que toda la energía del pulso enviado sea transportada por un solo modo.

La Fig. 1.1 muestra el fenómeno de dispersión modal mediante una descripción gráfica basada en la teoría de rayos. Como se observa, cuando se utilizan FO multimodo, diferentes componentes del haz viajan por distintas trayectorias siendo algunas más

largas que otras (ver Fig. 1.1.a). Tomando en cuenta que en este caso el índice de refracción del núcleo de la FO tiene un valor constante, lo anterior tiene como consecuencia que no toda la energía llegue al mismo tiempo al extremo final de la misma. Además, se observa que este efecto disminuye con las FO de índice gradual (ver Fig. 1.1.b) y que no se presenta en las SMF ya que la energía sólo puede seguir una trayectoria (ver Fig. 1.1.c).

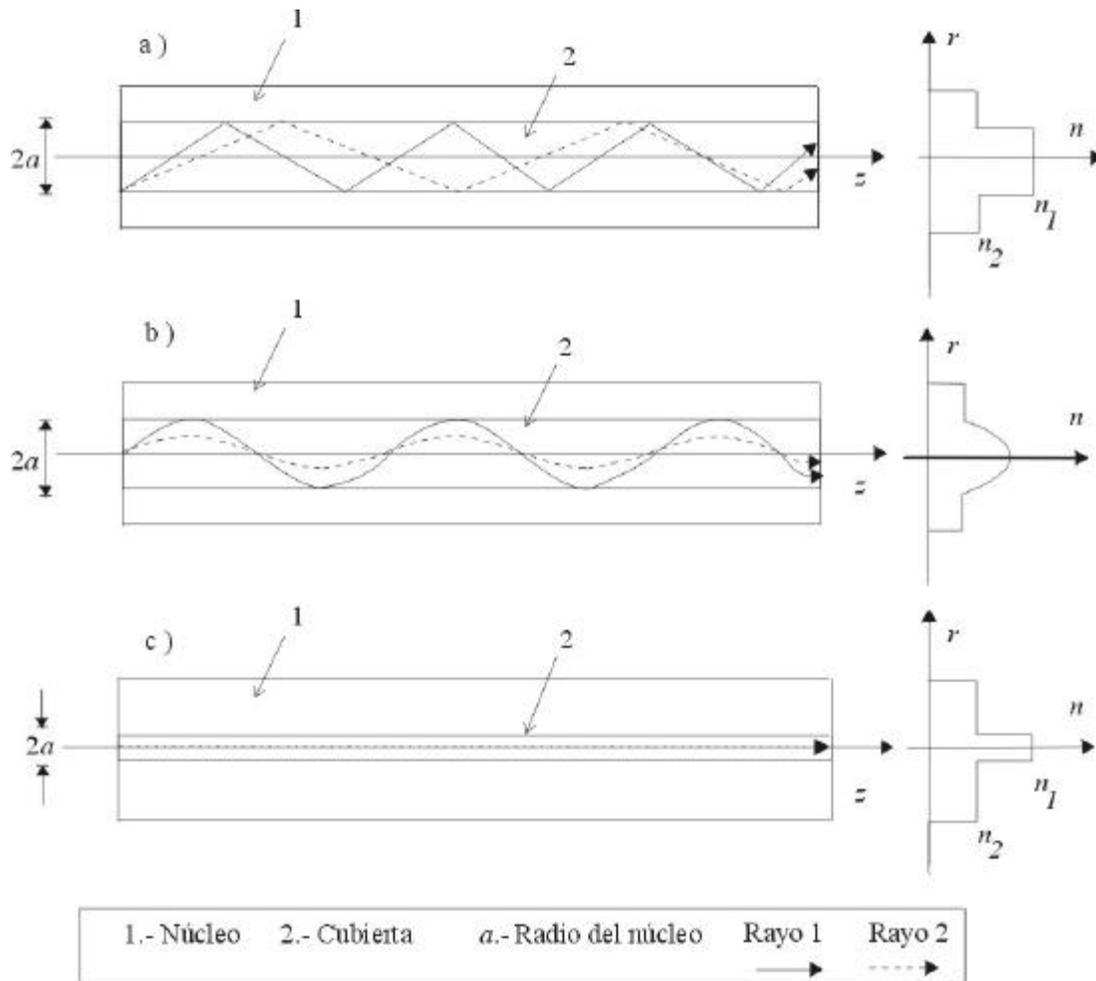


Fig. 1.1 PROPAGACIÓN DE LA LUZ POR DISTINTOS TIPOS DE FO;  
a) FIBRA MULTIMODO, b) FIBRA DE ÍNDICE GRADUAL, c) FIBRA MONOMODO.

2. *Dispersión de modo de polarización (DMP)*: Aparece por la pequeña birrefringencia de las FO y puede causar ensanchamiento temporal de los pulsos ópticos provocando pérdidas de información. Este fenómeno ocurre mientras la luz<sup>1</sup> viaja con dos modos de polarización a través de las FO. Cuando el núcleo es asimétrico, situación que se presenta especialmente en las FO manufacturadas antes de 1990 [1], la luz que viaja con una polarización se mueve con una velocidad menor o mayor que aquella que viaja con la otra (ver Fig. 1.2).

<sup>1</sup> Por convención, a lo largo de este trabajo se utilizarán los términos *luz* y *radiación óptica* de manera indistinta, incluyendo a la radiación infrarroja.

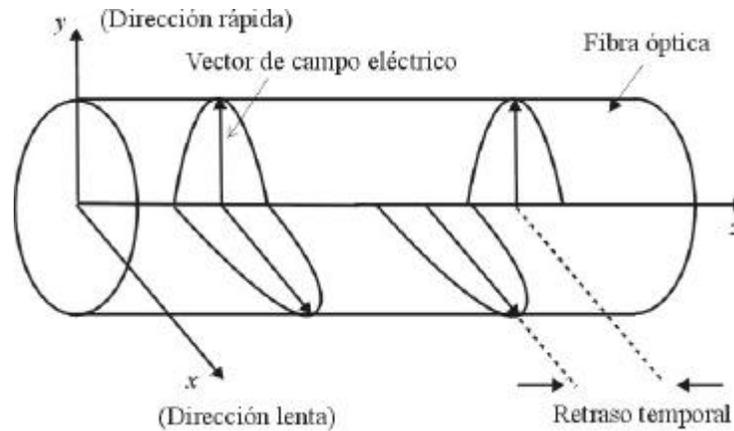


Fig. 1.2 DISPERSIÓN DE MODO DE POLARIZACIÓN.

La DMP aumenta de manera directamente proporcional a la tasa de transmisión y a la raíz cuadrada de la distancia [1] por lo que constituye una limitante en cuanto al espaciado entre regeneradores y tasas de transmisión máximas. Además, la DMP es un fenómeno dinámico; cambia de manera aleatoria debido a perturbaciones del medio ambiente como la temperatura y las vibraciones mecánicas debidas al viento, así como por las asimetrías infinitesimales en el núcleo de la FO. Afortunadamente, estas variaciones son relativamente lentas (del orden de milisegundos) y el valor de la DMP es usualmente menor que el debido a los otros tipos de dispersiones [2].

3. *Dispersión cromática (DC)*: Hace referencia al ensanchamiento temporal que sufren los pulsos de luz al propagarse por un medio material debido exclusivamente a la dependencia cromática o de la longitud de onda que existe entre una señal óptica y sus parámetros, tales como sus características de propagación [3]. La DC también es conocida como dispersión intramodal o de velocidad de grupo.

### 1.3 EFECTOS DE LA DISPERSIÓN CROMÁTICA (DC)

La DC se refleja como un ensanchamiento temporal que sufren los pulsos de luz conforme viajan a través de un medio material tal como el silicio utilizado para la construcción de FO. Cuando este ensanchamiento es lo suficientemente grande como para que la duración del pulso disperso sea mayor que la duración de un símbolo, los pulsos consecutivos comienzan a traslaparse interfiriendo entre si y causando que ya no sea posible para el receptor distinguir entre los unos y los ceros lógicos (ver Fig. 1.4). Este fenómeno, conocido como interferencia entre símbolos, provoca pérdidas de información y, por consiguiente, el aumento de la PBE.

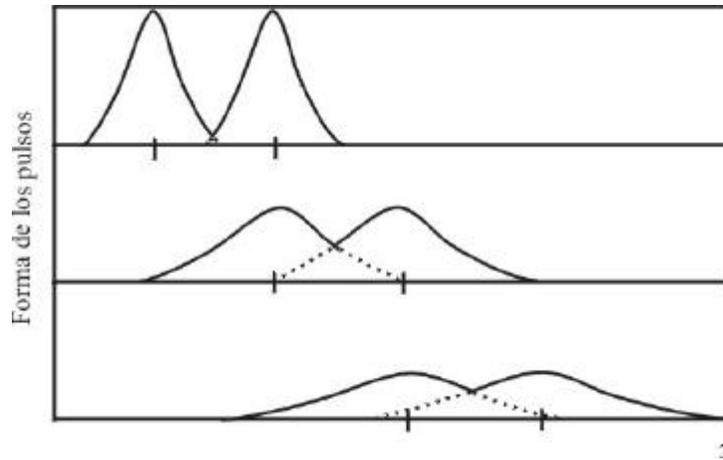


Fig. 1.3 INTERFERENCIA ENTRE SÍMBOLOS;  
LOS PULSOS AL PROPAGARSE SE ENSANCHAN Y TERMINAN POR TRASLAPARSE.

Es imprescindible mantener el ensanchamiento de los pulsos debajo de cierto nivel para que un sistema funcione de acuerdo con los parámetros de diseño.

#### 1.4 DESCRIPCIÓN MATEMÁTICA DE LA DC

Las propiedades dispersivas de una FO pueden ser descritas de la siguiente manera [4]. La duración de un pulso disperso  $\Delta t$  con anchura espectral  $\Delta I$  alrededor de la longitud de onda  $I_0$  puede ser expresado por medio de una serie de Taylor

$$\Delta t = \Delta I \cdot \frac{d}{dI} t(I_0) + \frac{(\Delta I)^2}{2} \cdot \frac{d^2}{dI^2} t(I_0) + \dots \quad (1.4.1)$$

Aquí  $t(I_0) = l/v_g(I_0)$ , donde  $l$  = longitud del enlace de FO,  $v_g(I_0) = c/n(I)$  es la velocidad de grupo de la luz a la longitud de onda  $I_0$  (velocidad instantánea de la envolvente del pulso),  $c$  = velocidad de la luz en el vacío y  $n$  = índice de refracción del medio. Sustituyendo lo anterior en (1.4.1) se obtiene

$$\Delta t = \Delta I \cdot l \cdot D(I_0) + \frac{(\Delta I)^2}{2} \cdot l \cdot D'(I_0) + \dots \quad (1.4.2)$$

donde la dispersión de primer orden  $D(I_0)$  y la pendiente de dispersión  $D'(I_0)$  (también conocida como dispersión de segundo orden) están dadas por

$$D(I_0) = \frac{d}{dI} \left[ \frac{1}{v_g(I)} \right]_{I=I_0} \quad (1.4.3)$$

$$D'(I_0) = \frac{d}{dI} [D(I)]_{I=I_0}. \quad (1.4.4)$$

El ensanchamiento del pulso ocurre debido a que las componentes más rápidas extienden la parte frontal de la envolvente del pulso mientras que las componentes más lentas retardan la parte posterior. Además, se observa que  $\Delta t$  aumenta conforme aumenta la longitud de la FO y el ancho de banda de transmisión. Esto es también evidente de las unidades con las que se mide la DC, correspondientes a unidades de tiempo sobre unidades de longitud al cuadrado y se acostumbra expresarla en ps/nm·km que indican que un pulso con una anchura espectral de 1 nm se ensanchará 1 ps por cada kilómetro que viaje. La pendiente de dispersión se mide en ps/nm<sup>2</sup>·km y es consecuencia de que la dispersión varía con la longitud de onda  $I$ . Para la radiación óptica con longitud de onda igual a 1550 nm, la fibra monomodo estándar tiene  $D \approx 17$  ps/nm·km y  $D' \approx 0.06$  ps/nm<sup>2</sup>·km.

## 1.5 MECANISMOS FÍSICOS DISPERSORES

La DC queda caracterizada por el parámetro  $D$  definido en (1.4.3) que es el resultado combinado de dos efectos diferentes: la dispersión del material  $D_m$  y la dispersión de guía de onda  $D_g$ . En muchos tratamientos teóricos, se supone por simplicidad que  $D_m$  y  $D_g$  pueden ser calculados por separado y después sumados para dar un valor total de la dispersión. En realidad, estos dos mecanismos están relacionados, debido a que las propiedades del índice de refracción (que dan origen a la dispersión del material) también afectan a la dispersión de guía de onda. Sin embargo, un estudio de la interdependencia de la dispersión del material y de guía de onda ha demostrado que salvo cuando se requiere de un valor muy preciso, una buena estimación de la DC total puede ser obtenida calculando los efectos de la señal distorsionada debido a un tipo de dispersión en la ausencia de la otra y después sumando los resultados [5], es decir,

$$D = D_m + D_g. \quad (1.5.1)$$

### 1.5.1 DISPERSIÓN DEL MATERIAL

El índice de refracción de los dieléctricos cambia en función de la longitud de onda. El origen fundamental de la dispersión del material está relacionado con las longitudes de onda de resonancia a las cuales el material absorbe la radiación electromagnética. Cuando la longitud de onda de la señal transmitida se encuentra alejada de la de resonancia del medio, el índice de refracción puede ser bien aproximado por la ecuación de Sellmeier comúnmente expresada como [6]

$$n^2(I) = 1 + \sum_{j=1}^M \frac{B_j I_j^2}{I^2 - I_j^2} \quad (1.5.2)$$

donde  $B_j$  y  $I_j$  son las constantes de Sellmeier y representan las magnitudes de la oscilaciones y las longitudes de onda de resonancia, respectivamente. La suma de la ecuación anterior se extiende a través de todas las resonancias que contribuyen en el rango de frecuencias de interés. En el caso de las FO,  $B_j$  y  $I_j$  son obtenidas de datos experimentales y comúnmente se calculan ajustando las curvas de dispersión con  $M = 3$  por lo que la ecuación es válida sólo sobre un rango de longitudes de onda dependientes del material que describen (ver Tabla 1.1).

Tabla 1.1 CONSTANTES DE SELLMIEIER PARA DIVERSOS MATERIALES PARA FO [7]

	$B_1$	$I_1 \mu\text{m}$	$B_2$	$I_2 \mu\text{m}$	$B_3$	$I_3 \mu\text{m}$
<b>SiO<sub>2</sub></b>	0.696750	0.069066	0.408218	0.115662	0.890815	9.900559
<b>13.5GeO<sub>2</sub> : 86.5SiO<sub>2</sub></b>	0.711040	0.064270	0.451885	0.129408	0.704048	9.425478
<b>9.1P<sub>2</sub>O<sub>3</sub> : 89.9SiO<sub>2</sub></b>	0.695790	0.061568	0.452497	0.119921	0.712513	8.656641
<b>13.3B<sub>2</sub>O<sub>3</sub> : 86.7SiO<sub>2</sub></b>	0.690618	0.061900	0.401996	0.123662	0.898817	9.098960
<b>1.0F : 99.0SiO<sub>2</sub></b>	0.691116	0.068227	0.399166	0.116460	0.890423	9.993707

De (1.5.2) se concluye que la dispersión del material se debe a que las diferentes longitudes de onda que componen a un pulso óptico viajan a través del material con velocidades distintas, al ser cada una afectada por un índice de refracción diferente. Es imposible tener pulsos ópticos monocromáticos debido a que las fuentes de luz reales, sin importar que tan estrechas sean, emiten radiación que contiene una mezcla compuesta por diferentes longitudes de onda dentro de un rango; aquellas que exhiben líneas espectrales más estrechas tienen longitudes de onda concentradas en un intervalo más pequeño alrededor de la frecuencia central que aquellas con un espectro más ancho. Un diodo emisor de luz utilizado con propósitos de comunicación emite una radiación con un ancho espectral típico  $\Delta I \sim 30\text{-}60$  nm mientras que un láser tiene una característica de emisión con  $\Delta I \sim 6\text{-}10$  nm, aproximadamente.

La dispersión del material está dada por [7]

$$D_m = \frac{1}{c} \cdot \frac{dN_{2g}}{dI} \quad (1.5.3)$$

donde  $N_{2g} = n_2 + \mathbf{w}(dn_2/d\mathbf{w})$  es el índice de refracción de grupo del material del recubrimiento,  $n_2$  = índice de refracción del material del recubrimiento y  $\mathbf{w} = 2\pi c/I$  es la frecuencia angular.

## 1.5.2 DISPERSIÓN DE GUÍA DE ONDA

La dispersión de guía de onda es un fenómeno que se presenta como resultado de los efectos de la frecuencia en los parámetros de propagación en la FO. La dispersión de guía de onda puede ser aproximada por [7]

$$D_g \approx -\frac{1.984N_{2g}}{(2pa)^2 2n_2^2 c} I \quad (1.5.4)$$

donde  $a$  = radio del núcleo.

A modo de ejemplo, en la Fig. 1.4 se muestran curvas de dispersión para una FO monomodo de dispersión desplazada utilizada en algunos sistemas de telecomunicaciones.

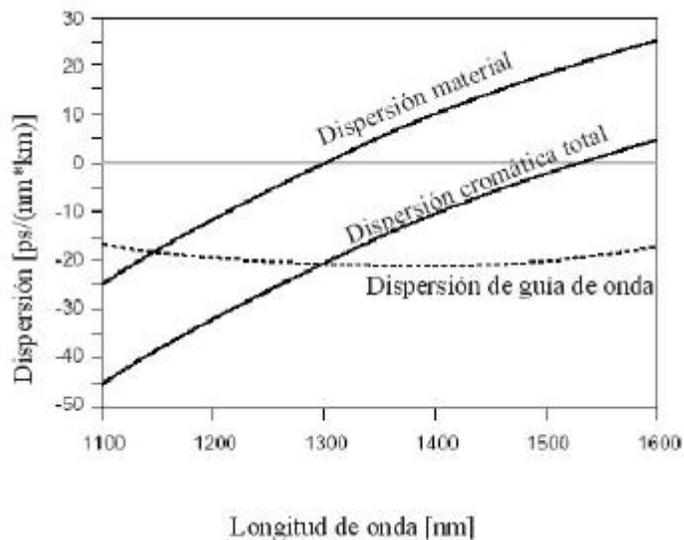


Fig. 1.4 CURVAS DE DISPERSIÓN DE UNA FO MONOMODO DE DISPERSIÓN DESPLAZADA.

## 1.6 CRITERIO PARA EVALUAR EL IMPACTO DE LA DC

Un criterio para evaluar el impacto de la DC en un sistema óptico modulado por intensidad es que la duración del pulso ensanchado debe ser menor que el periodo de un símbolo  $T_s$ . De este modo, los efectos de la dispersión de primer orden y de órdenes mayores son frecuentemente medidos con esta regla. Aplicando la idea en el contexto de la compensación de la dispersión se obtienen tres casos [4]:

*Caso 1:* No se requiere de compensación de la dispersión. Esto corresponde a enlaces con longitud tal que

$$l \ll \frac{T_s}{D \cdot \Delta I} \quad (1.6.1)$$

Por ejemplo, para un canal de 10 Gb/s, con anchura espectral de 0.1 nm que opera en los 1550 nm con una fibra monomodo estándar se obtiene  $l \ll 60$  km.

*Caso 2:* Solamente la dispersión de primer orden debe de ser compensada. Esto corresponde a un enlace con longitud tal que

$$\frac{T_s}{D \cdot \Delta I} < l \ll \frac{2T_s}{D'(\Delta I)^2} \quad (1.6.2)$$

Esto es, la técnica de compensación de la dispersión no necesita compensar las dispersiones de órdenes mayores debido a que estos términos no resultan en un ensanchamiento del pulso de orden  $T_s$ . En este caso la compensación de la dispersión debe ser realizada canal por canal o debe incluir compensación de la pendiente de dispersión.

Por ejemplo, para la situación calculada en el primer caso se obtiene  $60 \text{ km} < l \ll 3 \times 10^5$  km, mientras que para un sistema multicanal con anchura espectral de 10 nm resulta  $l \ll 30$  km.

*Caso 3:* La dispersión de segundo orden debe ser también compensada. Existen dos situaciones que pueden llevar a esto:

1. Enlaces sumamente largos donde ambos, la dispersión de primero y segundo órdenes, causan ensanchamiento significativo de los pulsos. Esto corresponde a enlaces de longitud

$$l \gg \frac{2T_s}{D'(\Delta I)^2} \quad (1.6.3)$$

Esta situación se vuelve importante cuando en enlaces extremadamente largos sólo la dispersión de primer orden es compensada. En este caso, los efectos de la dispersión de segundo orden empobrecerán el desempeño del sistema.

2. Sistemas con gran ancho de banda con  $l > T_s/D \cdot \Delta I$ . En este caso, la dispersión de la FO debe de ser compensada sobre un ancho de banda  $\Delta I$  tan grande que la dispersión de segundo orden es también significativa. Por ello, a pesar de que la dispersión de primer orden sea compensada, la dispersión residual de ordenes mayores empobrecerá significativamente el desempeño del sistema. Este ancho de banda está dado por [4]

$$\Delta I \geq \frac{2D}{D'} \quad (1.5.4)$$

El análisis anterior nos lleva a concluir que existen una serie de imposiciones a las que los enlaces por FO quedan sujetos.

## **1.7 LÍMITES IMPUESTOS POR LA DC EN EL DESEMPEÑO DE LOS SISTEMAS DE COMUNICACIONES POR FIBRA ÓPTICA**

El control de la DC de los primeros sistemas ópticos de telecomunicaciones no era una prioridad debido a una variedad de razones:

- Las tasas de transmisión no eran lo suficientemente altas como para que los pulsos pudieran extenderse al grado de interferir con los adyacentes.
- Los anchos de banda de transmisión eran estrechos y la longitud de onda central de la señal portadora se localizó cerca de la longitud de onda de dispersión mínima de la FO.
- Antes de que se utilizaran los amplificadores ópticos, los regeneradores electrónicos tenían las funciones de aumentar la potencia, además de sincronizar y reformar la señal original eliminando así los efectos de la DC.

Sin embargo, manejar la DC se ha vuelto imprescindible a medida que se ha incrementado el tráfico de datos que transitan por las FO ya que este fenómeno presenta limitantes en varios aspectos que se describen a continuación.

### **1.7.1 NÚMERO DE CANALES MÁXIMO**

Un método para incrementar la capacidad de las FO es el uso de la técnica de multicanalización por división de longitud de onda densa (DWDM – *Dense wavelength division multiplexing*) que permite enviar diferentes cadenas de datos a través de la misma FO de manera simultánea. Estos sistemas se basan en la transmisión de cada una de las distintas cadenas en un canal espectral diferente (longitud de onda portadora diferente). Considerando el crecimiento del tráfico de información, es necesario incrementar el número de canales DWDM y reducir el espaciamiento entre ellos. Los sistemas comerciales más avanzados hoy acomodan hasta 160 canales DWDM con un espaciamiento de 100 GHz entre canales [8].

Una mayor densidad de canales hace necesario poner énfasis en el manejo adecuado de la pendiente de dispersión, ya que en este caso existe una gran diferencia entre la dispersión experimentada por la más corta y larga de las longitudes de onda portadoras. Si la DC no es compensada adecuadamente para cada una de ellas, aquella parte que no se haya corregido se acumulará hasta que eventualmente alcance los límites de tolerancia del sistema.

## 1.7.2 TASAS DE TRANSMISIÓN MÁXIMAS

Además del aumento en el número de canales que transporta una sola FO también es necesario incrementar la capacidad de enviar información mediante la elevación de las tasas de transmisión. Sin embargo, esto trae como resultado el evidente acercamiento de los pulsos ópticos provocando que éstos se traslapen más rápidamente al ir experimentando los efectos de la DC. Los sistemas actuales transmiten con tasas máximas de 40 Gb/s por canal espectral [8]. El manejo de la DC se agudizará a medida que de los sistemas alcancen tasas de 160 Gb/s y mayores debido a que la máxima DC permisible es inversamente proporcional al cuadrado de la tasa de transmisión de la señal [9].

## 1.7.3 DISTANCIAS MÁXIMAS ENTRE REGENERADORES

De la ecuación (1.4.2) se observa que el ensanchamiento de los pulsos se incrementa conforme la longitud del enlace de FO aumenta. Si el valor de la dispersión es alto o no se compensa adecuadamente, la distancia máxima entre regeneradores óptico-eléctrico-ópticos de la señal disminuirá para que el sistema pueda mantenerse dentro de un nivel aceptable de la PBE. Por otra parte, el uso de amplificadores ópticos aumenta el problema de la DC ya que en este caso la señal no es restaurada a su forma original, acumulándose la distorsión a medida que pasa por los mismos.

## 1.8 EFECTOS DE LAS NO LINEALIDADES EN LAS FIBRAS ÓPTICAS

Otro límite fundamental para alcanzar las tasas de transmisión deseadas en enlaces por FO de larga distancia está establecido por las no linealidades de las FO, es decir, por la dependencia del índice de refracción de los materiales de la intensidad óptica (efecto Kerr), descrita por [10]

$$n = n' + \bar{n} |E|^2 \quad (1.8.1)$$

donde  $n'$  = índice de refracción del material para intensidades bajas,  $\bar{n}$  = coeficiente no lineal del índice de refracción ( $\bar{n} \approx 3 \times 10^{-20} \text{ m}^2/\text{W}$  para FO de silicio) y  $E$  = intensidad del campo eléctrico.

Las distorsiones de las señales debidas a las no linealidades que se presentan en las FO pueden ser causadas por efectos que están clasificados dentro de dos grupos [11]:

1. *Distorsiones por efectos intracanales:* Son causadas por la potencia dentro del canal, que provoca la interacción entre pulsos consecutivos. La interacción intracanal de pulsos es resultado del ensanchamiento debido a la dispersión y traslape que ocurre a medida que éstos se propagan por la FO, dando lugar a interferencia entre símbolos y a la aparición de pulsos espúreos.

La distorsión intracanal más importante se debe al fenómeno conocido como automodulación de fase (SPM – *Self phase modulation*), que afecta el envío de pulsos cortos utilizados en enlaces que manejan altas tasas de transmisión. En este caso, la intensidad del pico del pulso es mucho mayor que la de sus extremos, de modo que diferentes partes del mismo son afectadas por diferentes índices de refracción. Esta variación del índice de refracción a lo largo del pulso lleva a una diferencia en la velocidad de las componentes espectrales y, por lo tanto, a una diferencia de fase del pico relativo a los extremos. A pesar de que el valor  $\bar{n}$  de (1.8.1) es bajo para las FO, las altas potencias de las señales requeridas para mantener las relaciones señal a ruido, los pulsos cortos utilizados para codificar los datos y las largas distancias de transmisión se combinan para causar un cambio de fase significativo que debido a la DC se traduce en distorsión considerable de la señal.

2. *Distorsiones por efectos intercanales*: Son causadas por la interacción entre pulsos que se encuentran en canales vecinos de un sistema DWDM y se vuelven más dañinas a medida que el espaciamiento entre canales se reduce para aumentar la eficiencia espectral.

A pesar de que la DC resulta altamente perjudicial para aumentar las tasas de transmisión de los enlaces de telecomunicaciones basados en FO, los sistemas WDM necesitan de ésta para prevenir la ocurrencia de distorsiones por efectos intercanales, siendo el más serio de todos la mezcla de cuatro ondas (FWM – *Four wave mixing*). La FWM es un fenómeno que se origina por la dependencia del índice de refracción de la intensidad óptica y ocurre cuando tres o más campos electromagnéticos con frecuencias portadoras diferentes se propagan simultáneamente dentro de la misma FO [6]. En este caso, se generará un cuarto campo que puede estar casi en fase con alguno de los canales que están siendo ocupados si éstos están ubicados dentro de un rango de frecuencias en donde la FO tiene baja DC.

La FWM no sólo produce pérdidas de potencia de un canal específico al transferir parte de su energía a la de un canal vecino, sino que origina interferencia de canal cruzado que aumenta la PBE. Para aminorar este efecto se han diseñado sistemas que operan en longitudes de onda donde hay un cierto valor de DC con lo que se reduce la distancia del enlace en la que interactúan los pulsos de los diferentes canales.

De lo anterior se concluye que para los sistemas DWDM es necesario mantener la DC en un cierto valor en vez de simplemente eliminarla. Un valor bajo de la DC disminuye considerablemente las distorsiones por efectos intracanales eliminando así la interferencia entre símbolos, pero esto incrementa las distorsiones por efectos intercanales. Por otro lado, un valor alto de la DC aumenta las distorsiones por efectos intracanales pero reduce las distorsiones por efectos intercanales.

## **1.9 TRANSMISIÓN DE SOLITONES ÓPTICOS**

Uno de los campos de investigación de mayor interés en el área de las comunicaciones por FO es la transmisión de solitones ópticos (SO) que permite el aumento significativo de las tasas de transmisión [6]. Éstos son perturbaciones que pueden propagarse sin distorsión en un medio con características no lineales mediante el balance entre la DC y la SPM.

La existencia de SO y su uso para las comunicaciones ópticas fueron sugeridas en 1973 y para 1980 éstos fueron observados experimentalmente. A pesar de que aún no existen sistemas comerciales disponibles basados en esta tecnología debido a que todavía es difícil controlar la propagación de este tipo de pulsos, es posible que en algunos años sea la base de las transmisiones de alta velocidad de los enlaces de FO.

## **1.10 COMPENSACIÓN DE LA DC**

De manera paralela al estudio de los SO, es imprescindible el desarrollo de dispositivos capaces de anular los efectos dañinos causados por la DC ya que éstos permitirán el uso de la infraestructura de FO ya existente al mismo tiempo que harán posible el aumento de las tasas de transmisión, anchos de banda y longitudes de los enlaces manteniendo las PBE en niveles aceptables. Debido a su importancia, estos elementos son el tema de estudio del siguiente capítulo.

## **1.11 CONCLUSIONES**

1. La dispersión cromática impone límites a los anchos de banda, tasas de transmisión y longitudes de los enlaces de los sistemas de comunicaciones por fibra óptica.
2. La dispersión cromática previene la distorsión de las señales provocada por efectos no lineales que aparecen en los sistemas DWDM por lo que es necesario controlarla y no simplemente suprimirla. Un valor bajo de la DC disminuye las distorsiones por efectos intracanales pero incrementa las distorsiones por efectos intercanales, mientras que un valor alto aumenta las distorsiones intracanales pero reduce las distorsiones intercanales.
3. El desarrollo de dispositivos capaces de controlar la dispersión cromática es esencial para mejorar el desempeño de los sistemas de telecomunicaciones que emplean fibras ópticas. Estos elementos son el tema de estudio del siguiente capítulo.

## **COMPENSACIÓN DE LA DISPERSIÓN CROMÁTICA**

### **2.1 INTRODUCCIÓN**

Muchas empresas han enfocado sus esfuerzos al estudio y fabricación de sistemas capaces de aminorar y compensar los efectos provocados por la DC. El mercado mundial de los dispositivos diseñados exclusivamente para la compensación de la DC a experimentado un crecimiento vertiginoso y pasará de \$342 millones de dólares en el año 2001 a ser de aproximadamente \$841 millones en el año 2004 [12]. Esto nos da una idea de la importancia que ha adquirido la investigación de esta área.

Desde el punto de vista del operador es necesario poder garantizar que un sistema completo pueda operar “libre de errores” sobre un rango de condiciones. Por ello, ultimadamente es este el criterio que debe determinar el valor de tener un elemento fotónico incluido en el sistema. Tomando esto en cuenta, la tarea de los fabricantes de componentes se vuelve fabricar dispositivos que permitan al sistema desempeñarse “libres de errores” con un nivel de potencia de transmisión mínimo a lo largo del rango entero de condiciones especificadas por el operador de la red. En la práctica, esto significa que sin importar si los parámetros del sistema son perturbados, por ejemplo, por envejecimiento o variaciones de temperatura, los componentes evaluados no deben de causar un incremento en la PBE recibida sobre un límite predeterminado [13].

Por el momento, la única solución empleada comercialmente para manejar el problema de la DC es el empleo de FO con características de dispersión especiales. En este capítulo se identifican las desventajas y límites que exhibe esta tecnología que hacen absolutamente necesaria la búsqueda de soluciones alternativas para satisfacer las necesidades de comunicación futuras.

## 2.2 FIBRAS ÓPTICAS CON CARACTERÍSTICAS ESPECIALES DE LA DC

Existen diversos tipos de FO especialmente diseñadas para tener características de DC adecuadas para la transmisión de datos en los rangos de longitudes de onda de interés práctico. Éstas se describen a continuación.

### 2.2.1 FIBRAS ÓPTICAS DE BAJA DISPERSIÓN

Las FO de baja dispersión presentan un valor pequeño de DC en el intervalo de frecuencias ubicado cerca de la longitud de onda portadora y se procura que coincidan las frecuencias que tienen poca atenuación con aquellas que tienen baja DC. Con el uso estas FO se consigue reducir la interferencia entre símbolos al disminuir el ensanchamiento temporal que sufren los pulsos de luz al propagarse.

Una FO de este tipo conocida como fibra sin dispersión desplazada (NDSF – *Non-dispersion shifted fiber*), también denominada fibra monomodo estándar, fue desarrollada para aplicaciones en la segunda ventana<sup>2</sup>. Para optimar su uso, se diseñó de tal forma que no exhibiera dispersión cerca de los 1310 nm. Puesto que la fibra monomodo estándar tiene una dispersión de 17 ps/nm·km a 1550 nm su uso en la tercer ventana<sup>3</sup> está limitado severamente. Esto fue superado hasta cierto grado utilizando láseres con anchura espectral muy estrecha, pero posteriormente los fabricantes consiguieron un diseño conocido como fibra con dispersión desplazada (DSF – *Dispersion-shifted fiber*) que mueve el punto de cero dispersión a la región de 1550 nm. Esto se logra tomando en cuenta que para el diseño de las FO es posible tener cierto control sobre la dispersión de guía de onda, expresada en (1.5.4), variando el radio de la FO  $a$  de modo que  $D_g$  puede ser centrada en un valor deseado para una longitud de onda específica. El uso de la  $D_g$  negativa para balancear la  $D_m$  positiva tiene el efecto de recorrer la longitud de onda de cero DC total de los 1300 nm hacia longitudes de onda mayores [7].

Mediante el uso de las FO de baja dispersión es posible conseguir valores relativamente bajos de dispersión sobre un amplio rango de frecuencias, aunque es sólo para una longitud de onda donde no se presenta; si se ocupa un ancho de banda extenso es necesario reconocer los efectos dispersivos de alto orden.

### 2.2.2 FIBRAS ÓPTICAS CON DC DIFERENTE DE CERO

A pesar de que las FO de baja dispersión permiten la transmisión de un solo canal de alta velocidad, fue rápidamente encontrado que no son adecuadas para sistemas DWDM debido a que una dispersión demasiado pequeña favorece las distorsiones por efectos intercanales, tal como fue descrito en el capítulo anterior (sección 1.8). Para evitar este problema,

---

<sup>2</sup> Rango de longitudes de onda ubicadas en ~1300 – 1320 nm.

<sup>3</sup> Rango de longitudes de onda ubicadas en ~1530 – 1565 nm.

distintas FO con dispersión diferente de cero desplazada (NZDSF – *Non-zero dispersion shifted fiber*) fueron diseñadas. Estas FO presentan una cierta cantidad de dispersión controlada en la ventana de operación. En la tabla 2.1, se muestran las características dispersivas de FO comerciales de este tipo.

Tabla 2.1 CARACTERÍSTICAS DE DISPERSIÓN DE ALGUNOS TIPOS DE FO PARA TELECOMUNICACIONES<sup>4</sup>

	Dispersión típica a 1550 nm ps/nm·km	Pendiente de dispersión típica a 1550 nm ps/nm <sup>2</sup> ·km	Dispersión en la banda C (~1530-1565 nm) ps/nm·km	Dispersión en la banda L (~1570-1620 nm) ps/nm·km
SMF-28 Convencional	17.0	0.057	15.9 - 17.8	18.1 - 21.0
NZDSF – Tipo 1	2.6	0.067	1.3 - 3.6	3.9 - 7.3
NZDSF – Tipo 2	3.5	0.067	2.2 - 4.6	4.8 - 8.2
NZDSF (de área efectiva grande)	3.8	0.100	1.8 - 5.3	5.8 - 10.8
NZDSF (de pendiente reducida)	4.4	0.045	3.5 - 5.1	5.3 - 7.5
NZDSF (nueva área efectiva grande)	4.2	0.085	2.6 - 5.5	5.9 - 10.1
NZDSF (fibra NEW LIGHT)	8.0	0.057	6.8 - 8.9	9.1 - 12.0

### 2.3 COMPENSADORES DE LA DC

El hecho de que las FO sólo pueden anular la DC para un número limitado de frecuencias, aunado a la necesidad de utilizar FO con un cierto valor de dispersión para prevenir distorsiones de las señales en los sistemas WDM, hizo necesaria la fabricación de elementos compensadoras de la dispersión cromática (CDC). La idea que está detrás de un elemento de este tipo es introducir dispersión a intervalos periódicos con signo contrario a aquella producida por las FO ocupadas para la transmisión, con el propósito de que ambos efectos se compensen. En esencia, un CDC se puede definir de la siguiente manera:

- *Compensador de la dispersión cromática (CDC)*: Es aquel dispositivo capaz de realizar el proceso inverso al del ensanchamiento temporal que sufren los pulsos de luz debido a que las longitudes de onda que conforman al mismo viajan con diferentes velocidades;

<sup>4</sup> Fabricante: Corning.

un CDC restaura la señal distorsionada de modo que recupere sus características temporales originales.

El diseño de un sistema de compensación de la DC debe de realizarse mediante el siguiente procedimiento:

1. Se determina si es necesaria la compensación de la dispersión y de la pendiente de dispersión.
2. Se determina cual es la característica de dispersión de la FO de transmisión  $D$  y de la pendiente de dispersión  $D'$  sin compensación.
3. Se diseñan uno o más compensadores que en conjunto tengan una característica de dispersión  $D_{CDC} = -D$  y pendiente de dispersión  $D'_{CDC} = -D'$ .

En la práctica, compensar la dispersión y pendiente de dispersión para todas las longitudes de onda en el rango de interés es muy difícil por lo que aparecen valores de dispersión neta  $D_n$  y pendiente de dispersión neta  $D'_n$  expresados por [14]

$$D_n = D + D_{CDC} \quad (2.3.1)$$

$$D'_n = D' + D'_{CDC}. \quad (2.3.2)$$

Para describir que tan bien se desempeña un CDC en un rango de longitudes de onda se utiliza en ocasiones el parámetro de dispersión residual dado por [14]

$$D_{res} = \max|D_n| \quad (2.3.3)$$

donde los valores más pequeños indican mejores resultados.

## 2.4 CARACTERÍSTICAS BUSCADAS EN UN COMPENSADOR DE LA DISPERSIÓN CROMÁTICA

Las características que debe de tener un compensador de la DC (CDC) son las siguientes:

- *Compensación simultáneamente de la dispersión y de la pendiente de dispersión:* Actualmente, la mayor parte de los productos disponibles compensan de manera independiente cada una; un sistema capaz de dar una solución simultánea puede disminuir los costos de implementación de las redes ópticas del futuro.
- *Capacidad de tener una respuesta dinámica:* La sintonización es esencial para manejar los cambios del medio ambiente, cuyo efecto repercute sobre las señales que transitan por las redes ópticas; ésta puede llevarse al cabo de manera manual, remota o adaptable:

La sintonización manual la realiza un técnico que ajusta el CDC antes o después de su instalación; la sintonización remota se realiza generalmente desde una consola central utilizando un programa de computadora; la sintonización adaptable es, desde el punto de vista de la compensación, esencial ya que es dinámica, inteligente y se lleva al cabo sin la intervención humana. Su operación se basa en el uso de sistemas de control.

- *Capacidad de multicanalización:* Esto es necesario ya que los nuevos sistemas tendrán que ser capaces de compensar los efectos dispersivos para múltiples docenas de canales.
- *Gran ancho de banda:* A medida que aumenta la cantidad de información que transita por las FO será necesario abarcar un mayor ancho de banda. Los CDC deben ser capaces de compensar de manera adecuada la DC para el rango completo de frecuencias utilizadas.
- *Baja atenuación:* Esto es necesario para disminuir las pérdidas por inserción. Cualquier dispositivo colocado en el sistema debe de tener la menor cantidad de pérdidas posible para mejorar su eficiencia.
- *Independencia de la polarización:* Para que la red funcione adecuadamente los CDC deben de ser insensibles a los cambios de polarización que pueda sufrir la señal al trasladarse de un punto a otro.
- *Introducción mínima o nula de efectos no lineales:* Los efectos no lineales no son deseables debido a que producen distorsiones en las señales enviadas.
- *Pequeño o ningún rizo de dispersión:* El rizo de dispersión en la banda de frecuencias útil puede traer como consecuencia que se acumule dispersión hasta niveles intolerables.
- *Alta confiabilidad:* A medida que aumenta el número de componentes en las redes ópticas se incrementa de manera proporcional la cantidad de puntos donde puede haber fallas. Para garantizar el funcionamiento óptimo de la red es necesario que los CDC sean confiables.
- *Facilidad de operación:* Debido a que estos dispositivos deben de ser colocados en cientos o hasta miles de locaciones es necesario que cada CDC sea fácil de instalar y operar.
- *Compatibilidad:* Cualquier compensador de dispersión debe asegurar su compatibilidad con los dispositivos ya existentes.
- *Fácil fabricación en gran volumen:* Puesto que se requiere de la fabricación de un gran número de CDC es necesario que su proceso de manufactura sea lo menos complicado posible y que se pueda garantizar que éstos cumplan con las especificaciones de diseño.

## 2.5 FIBRAS ÓPTICAS COMPENSADORAS DE LA DC (FCD)

Actualmente, los únicos CDC que se utilizan en sistemas comerciales están basados en las FO compensadoras de la DC (FCD) que operan en el modo fundamental ( $LP_{01}$ ) [15]. Ese tipo de FO están especialmente diseñadas para exhibir dispersión de guía de onda negativa (valor típico de  $-70$  ps/nm·km a 1550 nm) mediante el cambio en el perfil del índice de refracción. En un sistema de compensación basado en FCD se suelen colocar carretes de FCD según lo requerido (típicamente de 10 a 15 km), para contraponer la dispersión positiva de la FO de transmisión instalada (ver Fig. 2.1).

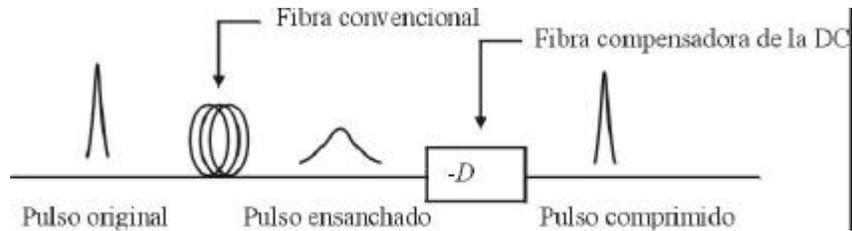


Fig. 2.1 CONFIGURACIÓN TÍPICA PARA EL MANEJO DE LA DISPERSIÓN CON FCD.

Algunas FCD tienen una pendiente de dispersión plana. Pueden compensar perfectamente la dispersión de un solo canal, pero sobrecompensar o subcompensar la dispersión de otros canales debido a la pendiente de dispersión de la FO de transmisión. Para conseguir desempeños óptimos en sistemas DWDM de alta velocidad, FO de banda ancha con dispersión y pendiente de dispersión negativas son requeridas para compensar la dispersión en todos los canales.

Existen diversos diseños de FCD que permiten obtener dispersión de guía de onda y pendiente de dispersión negativas. Los perfiles del índice de refracción comúnmente utilizados pueden agruparse en tres grupos principales: De acoplamiento del recubrimiento (Fig. 2.2.a), de forma W (Fig. 2.2.b y 2.2.c) y de núcleo segmentado (Fig. 2.2.d).

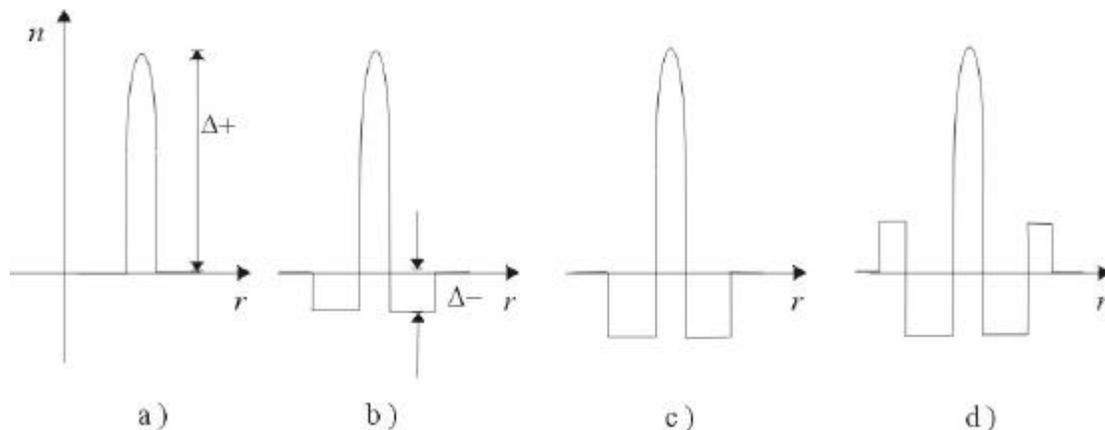


Fig. 2.2 ALGUNOS PERFILES DE FCD; a) ACOPLAMIENTO DEL RECUBRIMIENTO, b) FORMA W POCO DEPRIMIDA, c) FORMA W PROFUNDAMENTE DEPRIMIDA, d) NÚCLEO SEGMENTADO.

Con la FO con acoplamiento del recubrimiento se puede conseguir alta dispersión negativa en la ventana de 1550 nm pero tiene una pendiente de dispersión positiva como las FO de transmisión y la pendiente de dispersión es más pronunciada que la de la fibra monomodo convencional. Cuando este tipo de FO se utiliza para compensar la dispersión, la pendiente de dispersión para el sistema de transmisión total, incluyendo la FCD, se vuelve mayor que para la FO de transmisión sola y la región de longitudes de onda donde la dispersión está bien compensada está restringida a un rango estrecho. Por ello, la FO con acoplamiento del recubrimiento no es conveniente para la compensación de la DC de sistemas de transmisión WDM de banda ancha.

Para compensar la dispersión de la FO de transmisión a lo largo de un rango de frecuencias más ancho, la pendiente de dispersión de la FCD debe ser tan pequeña como sea posible o preferentemente debe de ser negativa. Adoptando un índice de refracción con forma de W se puede obtener una FCD con dispersión y pendiente de dispersión negativas. Una W con gran profundidad (Fig. 2.2.c) es necesaria para obtener una pendiente de dispersión negativa grande aunque esto trae consigo mayores pérdidas [15].

Las FO con núcleo segmentado sirven para aumentar el área efectiva del núcleo mediante el uso de un anillo alrededor del recubrimiento deprimido, de modo que se reducen las no linealidades ópticas [16].

### **2.5.1 VENTAJAS DEL USO DE LAS FCD**

- *Las FCD son elementos pasivos:* Esta tecnología no requiere potencia aplicada para su operación.
- *Las FCD están comercialmente en uso:* Los CDC comerciales actualmente disponibles están basados en el uso de FCD. Considerando que es una tecnología que ha estado en desarrollo durante varios años se puede afirmar que su funcionalidad para algunos tipos de enlaces está probada.
- *Es una técnica que sirve para aplicaciones de banda ancha y puede ser usada en sistemas con tasas altas o sistemas WDM:* Distancias de transmisión de un solo canal de 960 km a 10 Gb/s y, más recientemente, 32 canales a 20 Gb/s a 1200 km han sido reportadas usando varias configuraciones de FCD [16].

### **2.5.2 DESVENTAJAS DEL USO DE LAS FCD**

- *No compensa la pendiente de dispersión:* La FCD suele exhibir dispersión con valor cercano a una constante a lo largo de la banda de operación. Por ello, mientras que esto neutraliza los efectos de la dispersión a la longitud de onda especificada, los canales de

transporte de los sistemas DWDM alejados de la longitud de onda central pueden no recibir adecuada, o suficiente, compensación negativa de la dispersión.

- *No se puede sintonizar:* Por su naturaleza esta tecnología no permite la sintonización, esencial en las redes ópticas del futuro.
- *Los módulos basados en FCD no son compactos:* Esto se debe a que se requiere de una longitud considerable de FCD, usualmente de 1/5 a 1/8 de la longitud de la FO de transmisión [16].
- *Baja tolerancia a potencias ópticas altas:* Esta característica es inherente a la FO. Para conseguir la dispersión negativa, el núcleo de la FO debe tener un alto índice de refracción y un diámetro pequeño de manera que el área efectiva del mismo está entre los 15 y 20  $\mu\text{m}^2$ . Esto limita la cantidad de potencia óptica que puede ser transmitida sin que aparezcan efectos no lineales que prevalezcan.

Este es un problema crítico para los diseñadores de sistemas de comunicaciones debido a que niveles más altos de potencia son requeridos para manejar tasas de bits mayores, incrementar el número de canales y la integración de dispositivos ópticos adicionales, tales como los multicanalizadores de subida y bajada (ADM – *Add/Drop Multiplexer*).

- *Inducen pérdidas significativas de potencia:* Las altas pérdidas (valor típico de 0.7 dB/km) y larga longitud de FO requerida para la compensación hacen necesario añadir amplificadores ópticos que agregan complejidad y costo al enlace.

## 2.6 EMPLEO DE REJILLAS DE BRAGG (RB) PARA COMPENSAR LA DC

Debido a todas las desventajas que presentan las FCD, diversas alternativas de solución al problema de la DC han sido propuestas. Entre las distintas opciones, las rejillas de Bragg (RB) son probablemente la tecnología más prometedora para la construcción de CDC debido a que éstas poseen propiedades que las hacen sumamente apropiadas para su uso en el campo de las comunicaciones por medio de FO. Entre sus ventajas principales se destacan su capacidad de ser sintonizadas, bajas pérdidas ( $\sim 0.01\text{-}0.05$  dB/cm a 1.5  $\mu\text{m}$ ) e interconexión confiable ya que son elementos pasivos integradas dentro del núcleo de las FO. Además, poseen una baja birrefringencia (1-2%) y puede obtenerse prácticamente cualquier característica espectral deseada [17]. Esta tecnología apenas está en su etapa de desarrollo inicial y aún falta mucho por conocer. En el siguiente capítulo se describe el uso de las RB para la compensación de la DC.

## 2.7 OTROS MÉTODOS PARA COMPENSAR LA DC

A continuación se describen brevemente otras tecnologías que están siendo investigadas para la construcción de CDC.

### 2.7.1 FCD QUE USAN MODOS DE ALTO ORDEN

Las FCD que usan modos de alto orden (FCDAO) son FO a través de las cuales pueden propagarse uno o más modos de alto orden, además del modo fundamental. Las FCDAO están diseñadas para exhibir altos valores de dispersión negativos para ciertos modos de propagación<sup>5</sup> aprovechando que éstos difieren entre si en su velocidad de grupo [18]. Entre sus propiedades más atractivas se destacan las siguientes:

- Se pueden conseguir compensaciones de banda ancha de la dispersión y de la pendiente de dispersión.
- Tienen áreas efectivas mayores que las FCD que operan con el modo fundamental (valor típico de  $65 \mu\text{m}^2$ ) [19]. Esto aumenta su tolerancia a altas potencias.
- Puesto que exhiben altos valores de dispersión negativos (valor típico de  $-270 \text{ ps/nm}\cdot\text{km}$  a  $1550 \text{ nm}$ ) se requieren longitudes menores de FO que las FCD que operan en el modo fundamental para conseguir la compensación deseada. Con ello, disminuye el tamaño de los módulos CDC y las pérdidas de potencia.

Un esquema de compensación de la DC basado en el uso de FCDAO se presenta en la Fig. 2.3. Como se observa, la falta de correspondencia entre la distribución del campo del modo fundamental de la FO de transmisión y la FCDAO hace necesario el uso de dispositivos para convertir los modos, lo cual agrega complejidad y costo al sistema. Además, los diversos modos que se propagan a través de las FCDAO pueden sufrir de interferencia debido a que se trasladan por múltiples trayectorias.

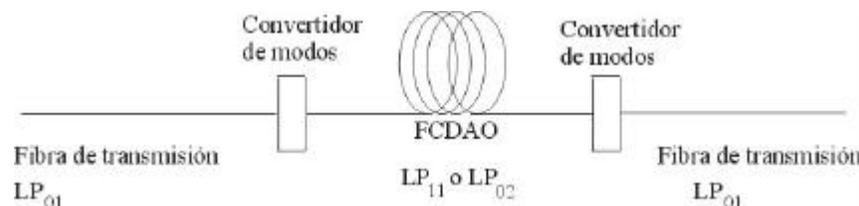


Fig. 2.3 ESQUEMA DE UN CDC BASADO EN EL USO DE FCDAO [19].

<sup>5</sup> Se han diseñado FOM que operan en los LP<sub>11</sub> y LP<sub>02</sub>.

## 2.7.2 ARREGLO EN FASE DE IMÁGENES VIRTUALES

Un arreglo en fase de imágenes virtuales (VIPA – *Virtually Imaged Phased Array*) es una estructura que exhibe gran dispersión angular a medida que cambia la longitud de onda [20]. El esquema de un VIPA se muestra en la Fig. 2.4.a. El VIPA emplea una placa de vidrio delgada y una lente semicilíndrica. La luz de entrada es enfocada de tal manera que se vuelve un haz estrecho en la dirección vertical y se expande en la dirección horizontal [21]. Después la luz emerge del lado posterior de la placa con un ángulo que varía dependiendo de la longitud de onda de la luz incidente (dispersión angular).

La Fig. 2.4.b muestra una vista detallada de la operación del VIPA. El lado de la placa por donde incide la luz está cubierto por una película de muy alta reflexión ( $\approx 100\%$ ) excepto en el área por donde penetra la luz. El lado de la placa posterior, por donde emerge la luz, está cubierto por una película de alta reflexión ( $\approx 90\%$ ). La luz de entrada tiene un cierto ángulo con respecto a la placa. Una parte de la luz incidente pasa a través de la superficie posterior pero el resto es reflejado y, después de una segunda reflexión, llega en la misma superficie pero con un desplazamiento. Entonces, parte de la luz pasa a través de la superficie. De un modo similar, la luz se divide en muchas trayectorias con un desplazamiento constante. La posición del haz de luz en las imágenes virtuales (de donde aparentemente proviene la luz) está alineada y después de pasar por la placa de vidrio interfiere y se propaga en una dirección determinada por la condición de difracción, que es función de la longitud de onda.

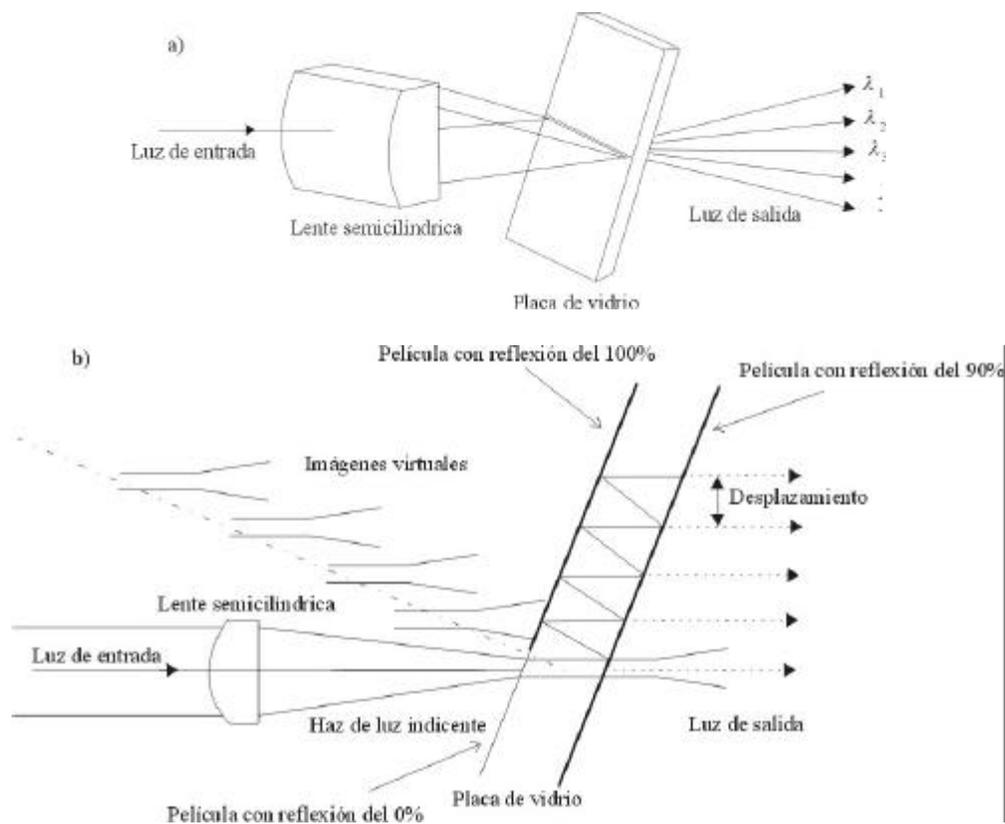


Fig. 2.4 a)ESQUEMA DE VIPA; b) DESCRIPCIÓN DETALLADA DEL FUNCIONAMIENTO DE UN VIPA [21].

La dispersión angular producida por los VIPA puede ser utilizada para obtener DC controlada. Un diseño de un CDC que utiliza un VIPA se muestra en la Fig. 2.5.a. La luz que emerge del VIPA es enfocada hacia un espejo con una lente y después es regresada por la lente nuevamente al VIPA. Debido a que la luz regresa al VIPA con exactamente la dirección opuesta para cada longitud de onda a través de la trayectoria lente-espejo-lente, la luz es acoplada nuevamente a la FO de transmisión.

Este sistema produce DC de la manera que se describe a continuación: Aquí se supone que el rayo de luz proveniente del VIPA de la Fig. 2.5.b aparenta salir de uno de los haces de una imagen virtual. Este haz en particular viaja a través del eje de la lente, se refleja en el espejo y luego viaja a lo largo del eje de la lente nuevamente. Cuando la longitud de onda de la luz es más larga, la luz emergente del VIPA viaja ligeramente hacia abajo en la Fig. 2.5.b. En este caso, la luz es enfocada en un punto más bajo del espejo y la luz que regresa al VIPA llega a una posición más baja. Por otra parte, si la luz tiene una longitud de onda más corta, la luz emergente del VIPA viaja ligeramente hacia arriba en la Fig. 2.5.b. La luz es enfocada en un punto más alto del espejo y la luz que regresa al VIPA llega a una posición más alta. Este desplazamiento es proporcional a la dispersión angular. Como resultado, la distancia total de la luz que regresa a lo largo del rayo se vuelve más corta para longitudes de onda largas y mayor para longitudes de onda cortas, lo que se traduce en DC negativa.

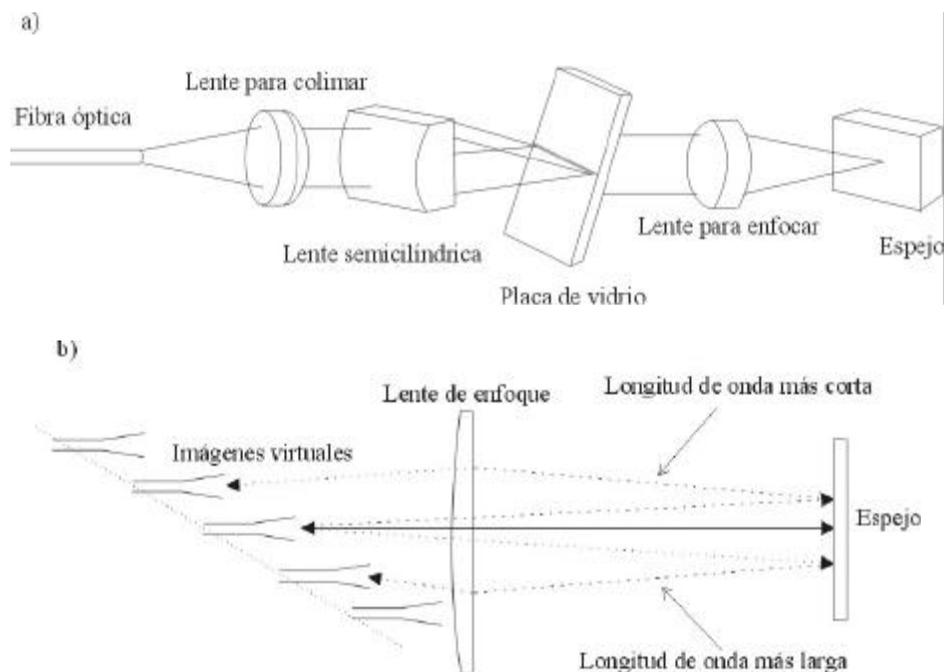


Fig. 2.5 a) ESQUEMA DE UN CDC BASADO EN EL USO DE UN VIPA ;  
 b) DESCRIPCIÓN DEL FUNCIONAMIENTO DE UN VIPA PARA LA COMPENSACIÓN DE LA DC [21].

Un importante problema de diseño de estos dispositivos es que el espejo de la Fig. 2.5 refleje sólo un orden específico ya que en el VIPA una longitud de onda puede tener más de un ángulo de salida [21]. Además, estos sistemas sólo permiten el manejo de un ancho de

banda estrecho y la banda de paso es susceptible a rizos de dispersión dentro de cada canal [14].

## 2.8 COMPARACIÓN ENTRE LAS DISTINTAS TÉCNICAS USADAS PARA LA COMPENSACIÓN DE LA DC

Por último se muestra una tabla con algunas características de las distintas técnicas utilizadas para la fabricación de los CDC para que puedan ser comparadas. Como se observa, muchos aspectos requieren ser aún estudiados.

Tabla 2.2 COMPARACIÓN ENTRE DIVERSAS TECNOLOGÍAS UTILIZADAS PARA LA COMPENSACIÓN DE LA DC [14]

	<b>FCD de modo fundamental</b>	<b>FCD de modo de orden mayor</b>	<b>Arreglo en fase de imágenes virtuales</b>	<b>Rejillas de Bragg</b>
<b>Banda de paso</b>	Ancha	Ancha	Estrecha	Estrecha
<b>Pérdidas por inserción</b>	Alta	Baja	Alta	Baja
<b>Conversión de modo</b>	No	Sí	No	No
<b>Rizo de dispersión</b>	No	No	Susceptible	Susceptible
<b>DMP</b>	Baja	Baja	Baja	Baja
<b>PDP<sup>6</sup></b>	Baja	Baja	Baja	Baja
<b>No linealidades</b>	Mediana	Baja	Baja	Baja
<b>Capacidad de ser sintonizado</b>	No	No	Sí	Sí
<b>Estabilidad térmica</b>	Buena	No se sabe	No se sabe	No se sabe
<b>Confiabilidad</b>	Buena	No se sabe	No se sabe	No se sabe
<b>Fabricación a gran escala</b>	Sí	No se sabe	No se sabe	Sí

<sup>6</sup> PDP – Pérdidas dependientes de la polarización.

## 2.9 CONCLUSIONES

1. La fibra óptica de baja dispersión ayuda a aminorar los efectos negativos de la dispersión cromática para sistemas de un solo canal pero no es una solución para los sistemas WDM.
2. La fibra óptica compensadora de la dispersión cromática que actualmente se emplea de manera comercial presenta desventajas tales como altas pérdidas, baja tolerancia a altas potencias e incapacidad de ser sintonizada. Por ello, es imprescindible el desarrollo de otras tecnologías para satisfacer las demandas de las redes ópticas del futuro.
3. Las rejillas de Bragg tienen diversas características que las hacen muy buenos candidatos para la fabricación de los compensadores de la dispersión cromática del futuro. Su estudio es el tema del siguiente capítulo.

## **COMPENSADORES DE LA DISPERSIÓN CROMÁTICA BASADOS EN REJILLAS DE BRAGG**

### **3.1 INTRODUCCIÓN**

Las rejillas de Bragg (RB) son estructuras constituidas por perturbaciones periódicas del índice de refracción a lo largo de una sección de FO que son formadas por la exposición del núcleo a un patrón de interferencia de radiación óptica. La formación de rejillas permanentes fue demostrada por primera vez en 1978 por K.O. Hill y sus colaboradores [22]. En el experimento original se hizo pasar radiación láser por una FO dopada con germanio y se observó que después de un tiempo la potencia reflejada era mayor. Se dedujo que el aumento de la reflexión se debía a la formación de una rejilla grabada en el núcleo de la FO debido a la aparición de un patrón de onda estacionaria creado por la interacción entre la luz reflejada desde el extremo lejano de la FO y la luz que se propagaba en dirección contraria [23].

Este descubrimiento constituyó una razón para aumentar el estudio de las propiedades no lineales del silicio dopado con germanio. Las investigaciones realizadas demostraron la existencia de una fotosensibilidad de las FO dopadas desconocida hasta ese momento que provocó que surgieran otras preguntas tales como las causas de la refractividad inducida en la FO por medio de la radiación y la dependencia de la longitud de onda de la luz utilizada para formar las rejillas. La fotosensibilidad significa que la exposición a rayos ultravioleta (UV) da lugar a un incremento en el índice de refracción de vidrios dopados. Los valores típicos del cambio del índice de refracción están entre  $10^{-6}$  y  $10^{-2}$ , dependiendo de la exposición a los rayos y de los dopantes en la FO (ver Apéndice C). El mecanismo físico detrás de la fotosensibilidad aún no está completamente entendido (ver Apéndice B).

Al principio, las observaciones de la refractividad inducida en FO por radiación fueron solamente una curiosidad científica, pero con el tiempo se han convertido en la base de una tecnología con amplio campo de aplicación en sensores [24] y comunicaciones ópticas; ya se han utilizado RB como filtros [25] y conmutadores ópticos [26] pero sus propiedades dispersivas los hacen especialmente aptos para ser usadas como CDC.

### 3.2 FUNDAMENTOS DE LAS REJILLAS DE BRAGG (RB)

El índice de refracción de las RB es usualmente expresado como [27]

$$dn_{eff}(z) = \overline{dn}_{eff} \left[ 1 + \cos\left(\frac{2pz}{\Lambda} + f(z)\right) \right] \quad (3.2.1)$$

donde  $\overline{dn}_{eff}$  = magnitud de la perturbación,  $\Lambda$  = periodo de la perturbación,  $f(z)$  = variación de la fase. La naturaleza periódica de  $dn_{eff}$  acopla las ondas que se propagan hacia adelante y hacia atrás para longitudes de onda cercanas a la de Bragg  $I_B$  mediante un proceso conocido como dispersión coherente; cuando la reflexión de una cresta del índice de modulación está en fase con la siguiente se obtiene un máximo acoplamiento del modo de interés y máxima reflexión (ver Fig. 3.1). En este caso, la condición de Bragg es satisfecha:

$$I_B = 2n_{eff} \Lambda. \quad (3.2.2)$$

Aquí,  $n_{eff}$  = índice modal efectivo. Esta condición expresa la conservación de la energía y del momento de la radiación incidente, reflejada y refractada [28].

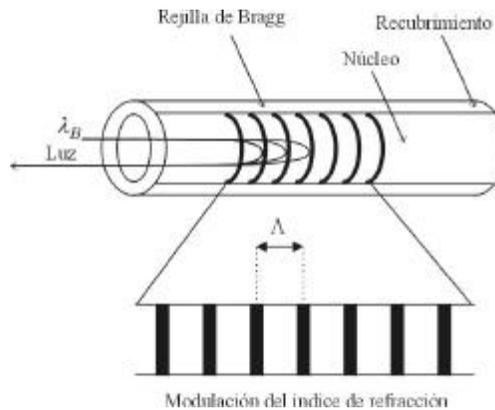


Fig. 3.1 DISPERSIÓN COHERENTE EXPERIMENTADA POR LA LUZ EN UNA RB.

Si la condición de Bragg no es satisfecha, la luz reflejada por cada uno de los planos subsecuentes que conforman la RB comienza progresivamente a estar fuera de fase y eventualmente se cancela. Adicionalmente, la luz que no coincide con la longitud de onda de resonancia experimentará muy débil reflexión en cada uno de los planos de la RB.

El fenómeno es análogo a la difracción de los rayos X que inciden sobre una estructura cristalina, primeramente estudiada por el reconocido físico británico Sir William Lawrence Bragg (1890-1971). En este caso, los haces no son plenamente reflejados ya que a diferencia de la luz que es reflejada por un espejo sin importar la dirección con la cual llega a él, sólo se reflejan cuando inciden con ciertas direcciones. La razón detrás de esto es que los rayos X incidentes son reflejados no sólo por la superficie del cristal sino también por capas interiores (ver Fig. 3.2). Los rayos reflejados en el interior del cristal tienen que

entrar y salir de él, por lo que éstos viajan una distancia mayor que los rayos reflejados en la superficie del mismo. Ambos interferirán entre sí destruyéndose, excepto cuando al encontrarse vayan en fase, es decir, cuando la diferencia entre las trayectorias seguidas por ambos rayos sea un múltiplo de la longitud de onda de la luz. Las direcciones en las que se producen haces difractados en un cristal pueden conocerse aplicando Ley de Bragg [53]

$$2\Lambda \sin(\mathbf{q}) = m\lambda \quad (3.2.3)$$

donde  $\mathbf{q}$  = ángulo entre los planos de la estructura cristalina y los rayos,  $\Lambda$  = periodo de la estructura y  $m$  = orden de difracción y sólo puede tomar valores enteros positivos.

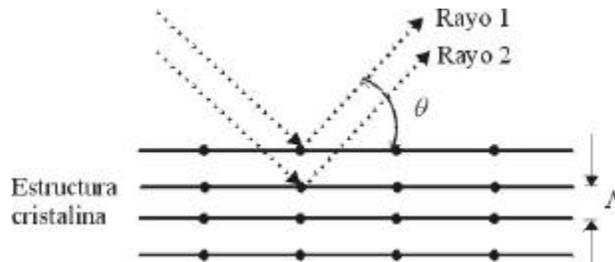


Fig. 3.2 REFLEXIÓN EXPERIMENTADA POR RAYOS X AL INCIDIR SOBRE UNA ESTRUCTURA CRISTALINA.

### 3.3 CLASIFICACIÓN DE LAS RB

Según el régimen en el que operan, las RB pueden ser clasificadas en [27]:

1. *Rejillas de Bragg de reflexión (RBR)*: Son también llamadas rejillas con periodo corto; se caracterizan porque el acoplamiento ocurre entre modos que se propagan en direcciones contrarias. La longitud de onda de resonancia para dos modos con índices de refracción  $n_{eff,1}$  y  $n_{eff,2}$ , se expresa como

$$\mathbf{l}_B = (n_{eff,1} + n_{eff,2})\Lambda. \quad (3.3.1)$$

Para  $n_{eff,1} = n_{eff,2}$  se obtiene (3.2.2).

2. *Rejillas de Bragg de transmisión (RBT)*: Son también llamadas rejillas con periodo largo; se caracterizan porque el acoplamiento ocurre entre modos que se propagan en la misma dirección. En este caso, la condición de resonancia queda expresada como

$$\mathbf{l}_B = (n_{eff,1} - n_{eff,2})\Lambda. \quad (3.3.2)$$

Según su estructura, las RB pueden ser clasificadas en:

1. *Rejillas de Bragg uniformes (RBU)*: Son estructuras cuyo índice de refracción queda sujeto a las condiciones de amplitud (de la envolvente), periodo y fase constantes (ver Fig. 3.3.a), es decir,

$$\overline{dn}_{eff}, \Lambda \text{ y } f \text{ son constantes.} \quad (3.3.3)$$

2. *Rejillas no periódicas (RBNP)*: Son estructuras cuyo índice de refracción tiene un periodo que varía a lo largo del eje de la FO (ver Fig. 3.3.b), es decir,

$$\Lambda = \Lambda(z). \quad (3.3.4)$$

El periodo puede variar simétricamente, en aumento o decremento alrededor de un punto a la mitad de la rejilla; también puede variar linealmente, cuadráticamente, tener brinco en el periodo e inclusive puede variar de manera aleatoria sobre y debajo de un valor específico [29]. Todas estas distribuciones tienen características especiales, que pueden ser reconocidas como propiedades específicas de cada tipo de RB.

3. *Rejillas de Bragg apodizadas<sup>7</sup> (RBA)*: La función que describe la envolvente del índice de refracción (perfil) varía a lo largo del eje de la FO (ver Fig. 3.3.c), es decir,

$$\overline{dn}_{eff} = \overline{dn}_{eff}(z). \quad (3.3.5)$$

4. *Rejillas de Bragg con cambios discretos de fase (RBF)*: Son estructuras que tienen un cambio abrupto en la fase (ver Fig. 3.3.d), es decir,

$$f = f(z). \quad (3.3.6)$$

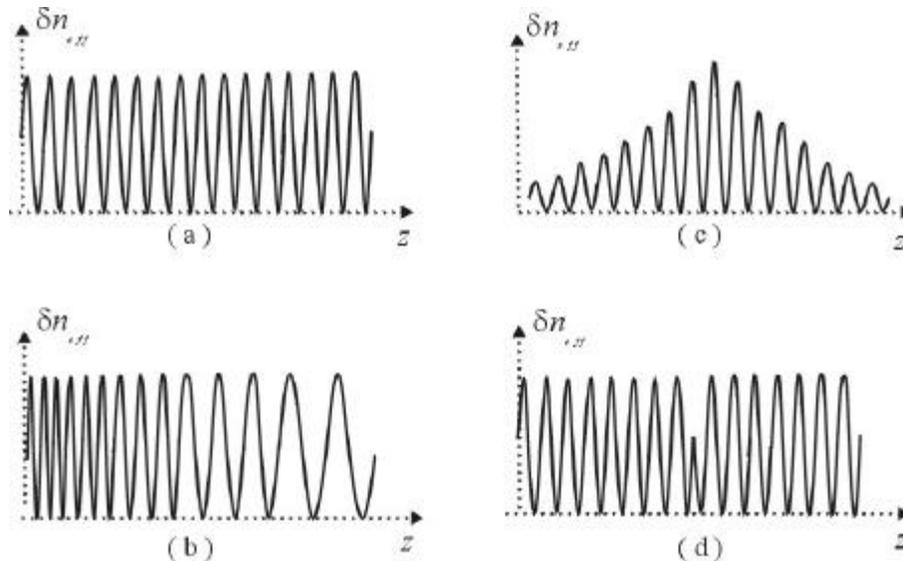


Fig.3.3 DIFERENTES TIPOS DE RB CLASIFICADAS SEGÚN SU ESTRUCTURA;  
(a) RBU, (b) RBNP, (c) RBA, (d) RBF.

<sup>7</sup> Etimológicamente: Del griego, *a* – privado, *podos* – pie, es decir, sin pie.

Una RB puede ser apodizada, no periódica y tener cambios discretos de fase.

### 3.4 FABRICACIÓN DE RB

Existen varios métodos para grabar RB en distintos tipos de FO mediante el uso de diversas fuentes de luz (ver Apéndice B). Dependiendo de la técnica empleada para su elaboración, éstas se pueden clasificar de acuerdo a como fueron grabadas. Aquellas grabadas internamente, también conocidas como rejillas de Hill, no son muy comunes; es importante considerarlas sólo desde una perspectiva histórica. Las RB grabadas externamente operan normalmente a una longitud de onda diferente a la de la radiación con la cual fueron formadas y son elaboradas mediante diversas técnicas que se explican a continuación.

#### 3.4.1 FABRICACIÓN DE RB DE MANERA AUTOINDUCIDA

El grabado de RB de manera autoinducida, primeramente demostrado por K.O. Hill y sus colaboradores [23], requiere una luz láser de frecuencia única, responsable de la modulación del índice de refracción, que se ubica en la región UV donde la FO presenta alta fotosensibilidad.

Una configuración típica para el grabado de RB que emplea este método se muestra en la Fig. 3.4. Un láser de ión Argón es utilizado como fuente. La luz incidente interfiere con la reflexión de Fresnel obteniéndose un patrón de onda estacionaria débil dentro del núcleo de la FO. Los puntos de alta intensidad alteran el índice de refracción de la FO fotosensible de manera permanente.

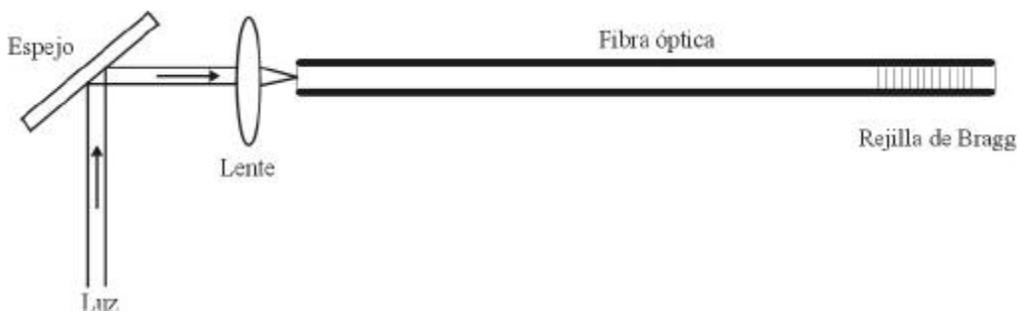


Fig.3.4 SISTEMA PARA EL GRABADO DE RB DE MANERA AUTOINDUCIDA.

Esta técnica tiene el inconveniente de inducir cambios en el índice de refracción pequeños, por lo que para obtener reflectividades con valores prácticos para aplicaciones usuales es necesario fabricar rejillas de gran longitud (de varios centímetros). Además, la longitud de onda de Bragg coincide con la longitud de onda del láser excitador.

### 3.4.2 FABRICACIÓN DE RB MEDIANTE EL MÉTODO INTERFEROMÉTRICO

En este método la potencia óptica procedente de la fuente de rayos UV es dividida en dos por una lente divisor de haz tal como se muestra en la Fig. 3.5. Los haces resultantes tienen la misma intensidad  $0.5I_0$  y son desviados una vez más por espejos colocados para tal fin. Finalmente coinciden en un punto formando un patrón de interferencia periódico, en el cual se coloca la FO para ser grabada con el mismo período que el patrón de interferencia [29].

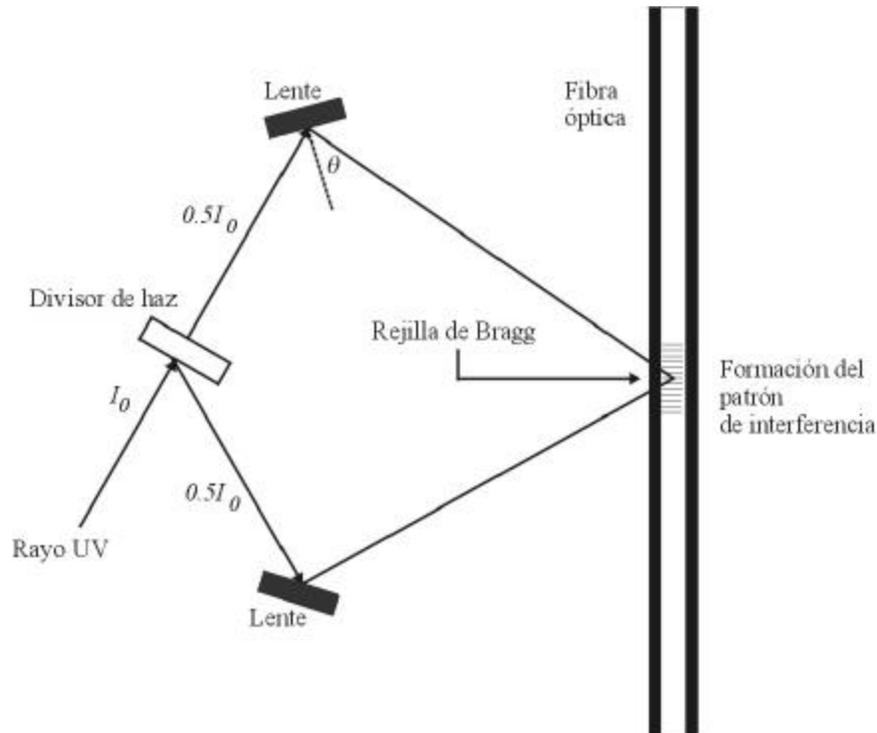


Fig.3.5 SISTEMA INTERFEROMÉTRICO PARA EL GRABADO DE RB.

Una de las ventajas más grandes de este método es la capacidad que existe para ajustar la longitud de onda de Bragg variando el ángulo de inclinación  $\theta$  del haz UV. Sin embargo, el sistema funciona bien solamente para RB de longitud corta sometidas a una breve exposición a rayos UV. Además, se requiere tener mucho cuidado en el manejo de las monturas de los elementos ópticos ya que las pequeñas vibraciones mecánicas pueden causar que el patrón de interferencia cambie con el paso del tiempo [28].

### 3.4.3 FABRICACIÓN DE RB PUNTO POR PUNTO

Esta tecnología se basa en la fabricación de la RB directamente sobre la FO, periodo por periodo, mediante la exposición de secciones cortas a un pulso con alta energía [30]. La FO es trasladada una pequeña distancia antes de que llegue el siguiente pulso, resultando en un patrón del índice de refracción periódico de manera que sólo una fracción de cada periodo

tiene un valor del índice de refracción alto. El método se conoce como fabricación punto a punto debido a que la RB es fabricada periodo por periodo.

Entre los límites prácticos que tiene esta técnica cabe mencionar que por lo general sólo sirve para RB cortas ( $< 1$  cm) debido a la naturaleza del proceso de fabricación, que resulta ser muy tardado. Además, resulta difícil controlar el movimiento de traslación de forma suficientemente precisa como para hacer el esquema útil para grabar RB largas.

### 3.4.4 FABRICACIÓN DE RB CON UNA MÁSCARA DE FASE

Este método es el más utilizado comercialmente para la fabricación de RB y se basa en hacer pasar un haz de rayos UV a través de una máscara de fase de vidrio elaborada mediante técnicas litográficas. La máscara es lisa en una de sus caras pero en la otra hay una estructura periódica de rugosidades iguales y equidistantes que se asemejan a una onda cuadrada vista de perfil cuya función es difractar la luz UV que pasa a través de ella. Estos rayos difractados pueden ser dirigidos mediante espejos giratorios para controlar su posición e interfieren formando un patrón periódico con el cual se graba la RB en la FO (ver Fig. 3.6). El periodo de la RB depende del periodo de la máscara de fase y no de la frecuencia de los rayos UV.

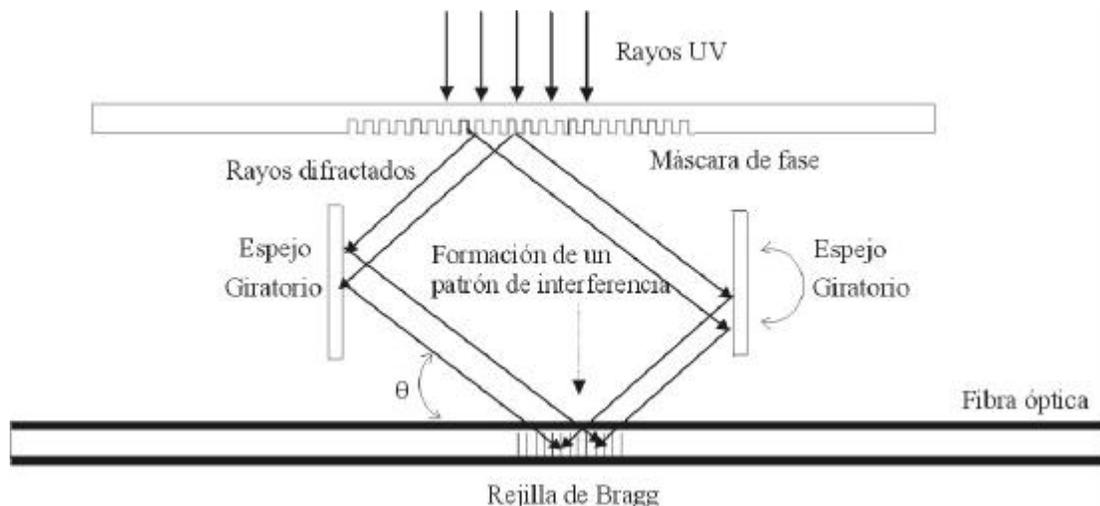


Fig.3.6 SISTEMA CON UNA MÁSCARA DE FASE PARA EL GRABADO DE RB.

La máscara de fase simplifica la fabricación de RB, ofrece facilidad para alinear la FO en el aparato de fotoimpresión y requiere de menos condiciones de coherencia del haz de rayos UV que el uso de un interferómetro. Además, existe la posibilidad de fabricar varias RB en una sola exposición, radiando FO paralelas bajo la misma máscara. Una desventaja de esta técnica es que se necesita una máscara para cada longitud de onda de Bragg requerida. Sin embargo, se han conseguido variaciones del periodo de hasta 2 nm aplicando tensión mecánica a la FO durante el proceso de fotoimpresión.

### 3.4.5 FABRICACIÓN DE RB INCLINADAS

La fabricación de este tipo de RB suele hacerse mediante el uso de una máscara de fase, simplemente inclinando la FO en un ángulo  $\theta$  con respecto a la horizontal (ver Fig. 3.7). De este modo, se obtendrá una estructura oblicua con respecto a la dirección de propagación del modo de interés con un periodo que será función del ángulo de inclinación  $\theta$ .

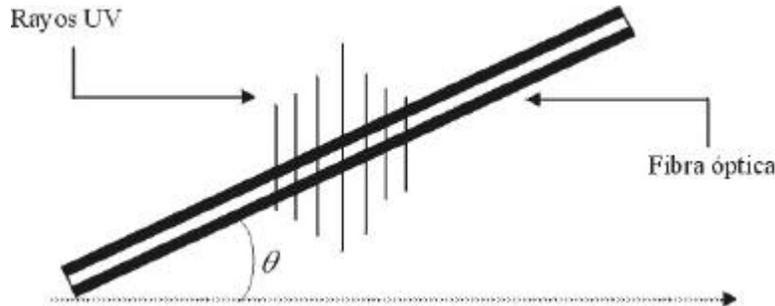


Fig.3.7 GRABADO DE UNA RB INCLINADA.

### 3.4.6 FABRICACIÓN DE RB LARGAS

Para superar las limitaciones de las máscaras de fase derivadas del hecho de que poseen una longitud finita, diversas técnicas han sido propuestas para fabricar RB largas ( $> 200$  mm). El método más simple es el grabado de RB utilizando de manera secuencial una máscara de fase que es colocada en distintas posiciones de manera que esté “en fase” con la anterior; esto resultará en una RB cuya longitud será el número de veces que ésta sea acomodada. Ésta es una técnica que tiene aplicaciones especialmente para el grabado de RBNP largas y ya se han fabricado algunas con longitud de hasta 15 cm [31].

### 3.4.7 FABRICACIÓN DE RB NO PERIÓDICAS (RBNP)

Las RBNP pueden tener variaciones del periodo continuas o discretas. Normalmente, la grabación de RBNP con variaciones del periodo continuas se limita a la fabricación de estructuras cortas (unos cuantos milímetros) y se puede realizar flexionando la FO en el punto donde está incidiendo el patrón interferente de rayos UV (ver Fig. 3.8) [29]. Con esta técnica, no sólo se obtendrá una estructura no periódica sino que también estará inclinada.

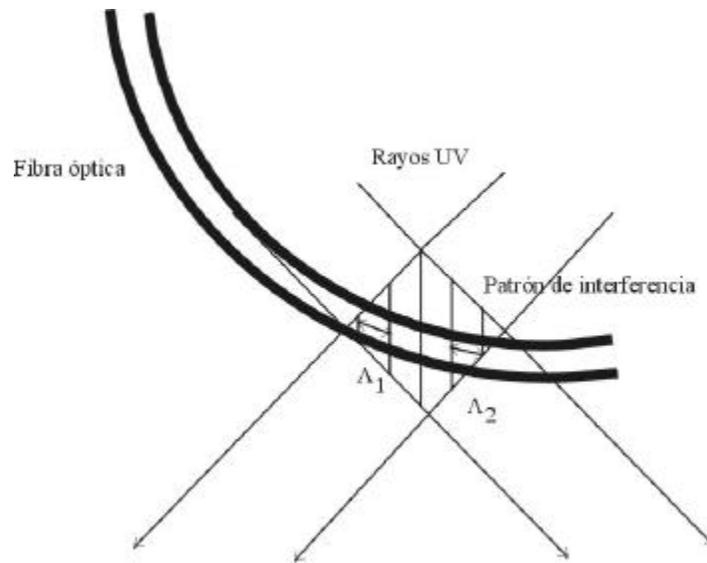


Fig.3.8 GRABADO DE RBNP CONTINUAS.

La fabricación de RB cuyo periodo varía de manera discreta se obtiene con el uso de máscaras de fase con distintos periodos de tal manera que se obtiene una RBNP con  $N$  número de secciones y longitud  $dl \times N$ , donde  $dl$  es la longitud de cada sección (ver Fig. 3.9). Estudios han demostrado que mediante esta técnica se pueden obtener de manera relativamente sencilla características espectrales que difieren en menos del 1% de aquellas que se conseguirían utilizando RB con una variación del periodo continua [29].

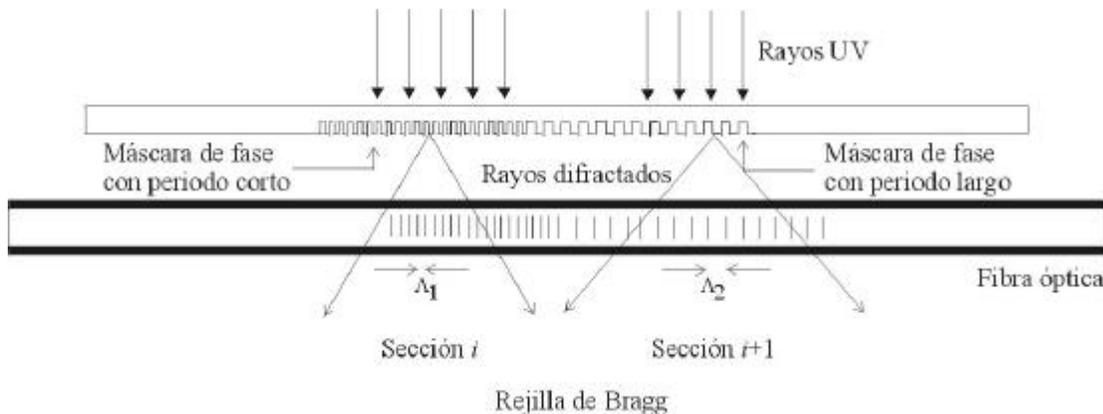


Fig.3.9 GRABADO DE RBNP DISCRETAS.

### 3.4.8 FABRICACIÓN DE RB APODIZADAS (RBA)

Existen varias técnicas para grabar RBA que se basan en métodos interferométricos o en el uso de una máscara de fase. El principio que está detrás de la apodización es controlar el patrón de interferencia que se forma por los rayos UV que inciden sobre la FO; si se hacen interferir dos haces con intensidades o frecuencias distintas, ocurrirá una apodización.

Además, se pueden utilizar máscaras de fase que regulan la intensidad del perfil de intensidad del patrón de interferencia con el que se formará la RB [29].

### **3.5 COMPENSACIÓN DE LA DC POR MEDIO DE RB**

La idea de usar RB para la compensación de la DC fue primero patentada en 1984 [32] e independientemente publicada en 1987 [33] pero fue hasta la década pasada que creció el interés por las propiedades dispersivas de las mismas. Una de sus principales ventajas es que pueden ser diseñadas para compensar la DC a 1550 nm introducida por cables de FO ya existentes, originalmente optimados para trabajar a 1300 nm, de modo que abren la posibilidad de no tener repetidores electrónicos para transmisiones de alta velocidad en conjunción con el empleo de amplificadores basados en fibras dopadas con erbio.

Los CDC basados en esta tecnología pueden agruparse en dos grupos, dependiendo del régimen en el cual están operando las rejillas: CDC basados en RBT y CDC basados en RBR. Ambos se describen a continuación.

#### **3.5.1 CDC BASADOS EN RB DE TRANSMISIÓN (RBT)**

Los CDC basados en RBT son los menos comunes. Un sistema de este tipo fue propuesto por P. Petruzzi [34] y consta de tres RB colocadas en serie (ver Fig. 3.10). La luz se propaga por la FO de transmisión en el núcleo con el modo  $LP_{01}$ , después atraviesa la rejilla-1 sin ser afectada. Ésta es posteriormente reflejada en la rejilla-2 y acoplada a un modo del recubrimiento viajando hacia atrás,  $LP_{AB}$ . Debido a que la rejilla-2 tiene una variación del periodo apropiada, puede también comprimir los pulsos induciendo una DC negativa. El pulso comprimido es luego reflejado por la rejilla-1 convirtiéndose en un modo de recubrimiento que viaja hacia adelante,  $LP_{CD}$ . El modo  $LP_{CD}$  pasa a través de la rejilla-2 sin ser afectado. Finalmente, la luz es acoplada de vuelta a un modo  $LP_{01}$  por la rejilla-3.

Como se observa, las rejillas 1 y 2 realizan dos operaciones. Cada RB es transparente a la luz de un modo y reflectiva a la luz en otro modo. Esto se consigue diseñando apropiadamente el periodo de la RB, considerando la luz entrante y los modos salientes y la longitud de onda de la luz [34]. Los efectos combinados de estas dos operaciones permiten que la luz se refleje dos veces hacia atrás y regrese su propagación hacia la dirección original.

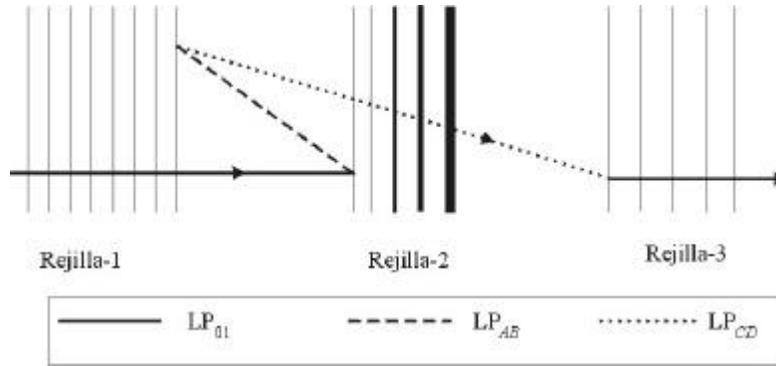


Fig. 3.10 SISTEMA DE TRES REJILLAS UTILIZADO PARA LA COMPENSACIÓN DE LA DC [34].

Para que el dispositivo tenga una baja pérdida por inserción debe de existir un acoplamiento fuerte entre los modos del recubrimiento. Esto se consigue utilizando RB inclinadas (ver Fig. 3.11).

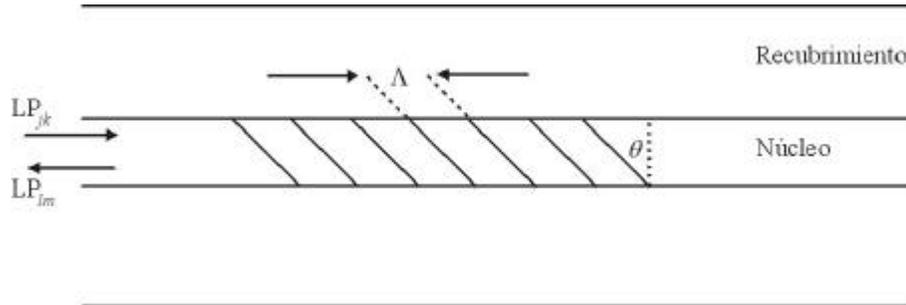


Fig. 3.11 RB INCLINADA.

Un segundo requerimiento de diseño para una operación eficiente del compensador con tres rejillas es la existencia de regiones espectrales entre los modos de recubrimiento donde la reflexión de la RB es baja. Estas regiones son necesarias debido a que el modo  $LP_{01}$  debe de pasar por la rejilla-1 sin ser reflejado y el modo  $LP_{CD}$  debe de igual manera pasar a través de la rejilla-2.

Además de la eficiencia de acoplamiento se debe de considerar el ancho de banda del modo del recubrimiento de resonancia. Si el ancho de banda de la señal, que normalmente depende de la tasa de transmisión, es mayor que el ancho de banda de la rejilla, entonces porciones del espectro serán filtradas provocando distorsión de los pulsos. Para acomodar altas tasas de transmisión se puede aumentar el ancho de banda del sistema variando los periodos de las rejillas 1 y 2 [34].

El ancho de banda y dispersión de la RBNP es dependiente de la tasa de variación del periodo y de la longitud de la rejilla. La tasa de variación del periodo expresada en nm/cm es inversamente proporcional a la cantidad de dispersión. Además, el ancho de banda de la RB es dependiente del producto de la pendiente y la longitud de la RB debido a que la frecuencia de resonancia está cambiando a lo largo de la longitud de la misma. De este

modo, es posible diseñar una RB con una dispersión y ancho de banda específicos escogiendo apropiadamente la tasa de variación del periodo y la longitud de la misma.

#### **a. VENTAJAS DE LOS CDC BASADOS EN RBT**

- *La interacción entre el campo de la radiación óptica y la RB es débil:* Debido a que la operación en transmisión significa que el campo óptico no interactúa con la RB tan fuertemente como opera en reflexión, imperfecciones en la misma tienen un impacto reducido y no distorsionan demasiado a las señales.
- *No hay necesidad de dispositivos ópticos adicionales:* Esto permite tomar ventaja de los bajos costos y bajas pérdidas por inserción inherentes a las RB y permite a los sistemas existentes incrementar sus tasas de transmisión sin la necesidad de amplificadores ópticos adicionales.

#### **b. DESVENTAJAS DE LOS CDC BASADOS EN RBT**

- *Alta sensibilidad a fluctuaciones de la longitud de onda portadora:* Estos dispositivos han probado ser muy sensibles a las pequeñas variaciones que experimenta la longitud de onda portadora.
- *Se requieren RB de gran longitud:* Para poder compensar la DC de sistemas con altas tasas de transmisión o que cubren largas distancias es necesario el uso de RB muy largas. Esto es un inconveniente ya que éstas son difíciles de fabricar y para garantizar que no sufran modificaciones debidas a fluctuaciones del medio ambiente deben de estar controladas térmicamente. Además, las RB no pueden estar dobladas o enrolladas.
- *Ancho de banda estrecho:* Los anchos de banda sobre los cuales hay corrección de la dispersión están limitados en esta configuración por la máxima longitud de la RB realizable.
- *Tiene que ser utilizada en la orilla de la banda de transmisión:* Como consecuencia de que este tipo de RB no operan en el centro de la banda de paso, donde la transmisión de potencia es máxima, se introducen pérdidas debidas a que parte de la luz es reflejada.

### **3.5.2 CDC BASADOS EN RB DE REFLEXIÓN (RBR)**

La compensación de la DC mediante una RBR requiere de un circulador óptico de tres puertos, que consiste en un dispositivo formado por conectores de fibra monomodo, lentes y una sección no recíproca que utiliza un cristal birrefringente [35]. La configuración de un CDC de este tipo se muestra en la Fig. 3.12; la luz inyectada por el puerto 1 es colimada en

la lente 1, pasa a través de la sección no recíproca y es enfocada en la lente 2 de donde sale por el puerto 2 a una RB, donde es reflejada; la señal regresa al puerto 2 es colimada en la lente 2, pasa a través de la sección no recíproca y es enfocada en la lente 3, de donde sale por el puerto 3.

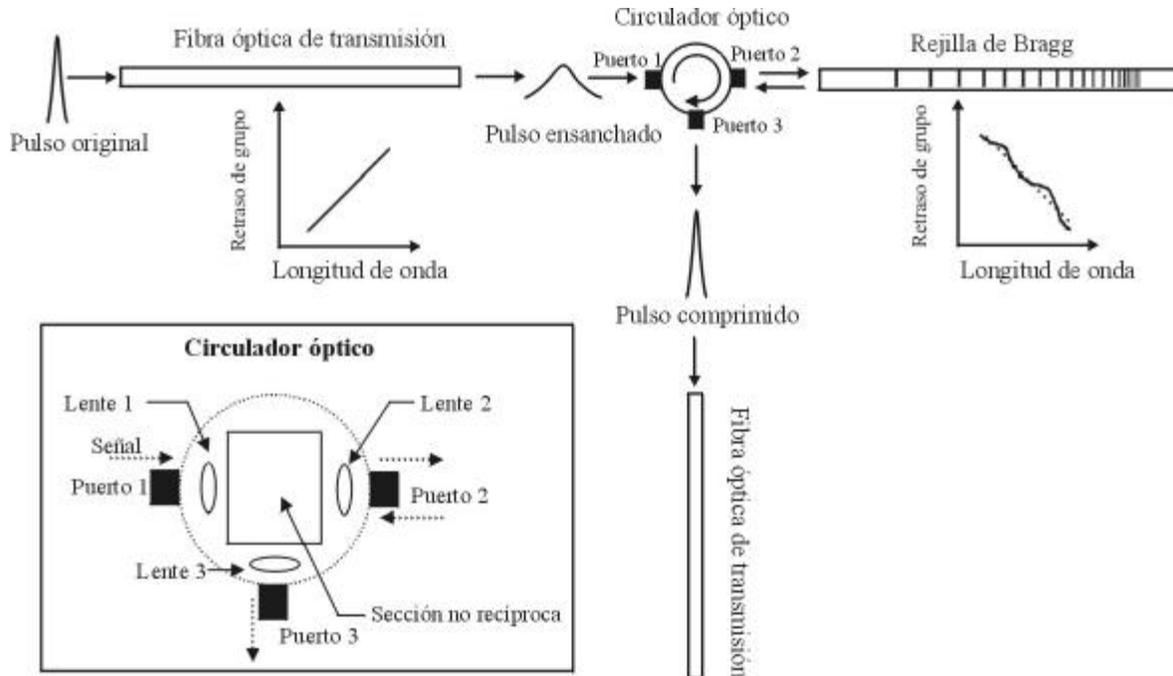


Fig. 3.12 COMPENSACIÓN DE LA DC POR MEDIO DE UNA RBR Y UN CIRULADOR ÓPTICO.

Para proveer una característica del retraso de grupo opuesta a la del enlace de FO de manera que haya compensación de la DC, éste debe de ser una función lineal de la longitud de onda [36]. Esto es posible mediante el acoplamiento de la energía entre dos modos de manera tal que el lugar donde éste ocurra varíe con la longitud de onda. Para ver esto, se puede considerar un pulso incidente que ha sido ensanchado por la dispersión de un enlace de FO. A medida que el pulso se propaga, las componentes más lentas se separan de aquellas de mayor frecuencia y más rápidas. Esto lleva a un ensanchamiento del pulso. Ahora se pueden considerar dos componentes espectrales del pulso ensanchado: la de longitud de onda más pequeña  $I_2$  está en la parte delantera del pulso; la de longitud de onda más grande  $I_1$  está en la parte posterior. En una RBNP, la componente  $I_1$  es acoplada a la entrada del filtro a un modo en contrapropagación, mientras que la componente  $I_2$  es acoplada a este modo en el extremo final (ver Fig. 3.13).

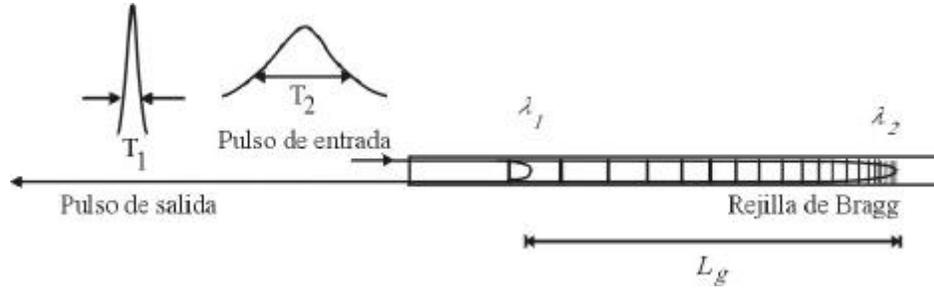


Fig. 3.13 COMPENSACIÓN DE LA DC MEDIANTE EL USO DE UNA RBNP; LA COMPONENTE  $I_2$  RECORRERÁ UNA DISTANCIA MAYOR QUE  $I_1$ .

A la salida del filtro (que es la también la entrada del filtro en este caso), las dos componentes tendrán un retraso relativo de

$$t = 2L_g / v_g \quad (3.5.1)$$

ya que las componentes que viajan una distancia mayor dentro de la RB antes de ser reflejadas experimentan un mayor retraso. Este retraso puede ser ajustado para ser igual, pero con signo contrario, al adquirido durante la propagación a lo largo del enlace de FO. Para este filtro, el acoplamiento es conseguido entre dos modos contra- o copropagados, con ayuda de una perturbación periódica de la guía de onda. La eficiencia del acoplamiento está gobernada por la condición de igualación de fase. Variando la condición a lo largo de la FO resulta en que frecuencias diferentes serán acopladas en diferentes lugares. Para variar la condición de igualación de fase, el periodo de la RB puede ir variando de manera lineal.

#### FIGURA DE MÉRITO PARA EVALUAR A LOS CDC BASADOS EN RBNP

Hay varios parámetros que afectan el desempeño de las RBNP para la compensación de la DC. Éstas son las pérdidas por inserción (debido a una reflectividad  $< 100\%$ ), dispersión, ancho de banda y DMP. Ignorando la primera y la última, se considera el funcionamiento de una RBNP con un retraso que varía de forma lineal con la longitud de onda, sobre un ancho de banda de la RB definido como

$$\Delta I_R = 2n_{eff}(\Lambda_1 - \Lambda_2) \quad (3.5.2)$$

donde  $\Lambda_1, \Lambda_2$  = periodos de la RB para los cuales se cumple la condición de Bragg de las longitudes de onda  $I_1, I_2$ . Priest y Giallorenzi [37] han propuesto una figura de mérito que toma en cuenta sólo la dispersión y el ancho de banda. Esta aproximación sirve como guía para observar la utilidad de una RB con respuesta ideal y está dada por

$$\left( \frac{T_1}{T_0} \right)^2 = 1 + Q^2 \quad (3.5.3)$$

donde  $Q^2 = 1 + 2pc\Delta I_R L_g \cdot 10^{-8} / I^2$  es el cuadrado de la figura de mérito,  $T_1$  = duración del pulso ensanchado y  $T_0$  = duración del pulso original (gaussiano). Por ejemplo, una RB con longitud de 1 m y ancho de banda de 10 nm tiene una  $Q = 280$ . Esto significa que un pulso de entrada puede sufrir un ensanchamiento de aproximadamente 280 veces su duración inicial y ser recomprimido.

La respuesta real de las RB está lejos de la ideal pero  $Q$  sirve como un límite para indicar el mejor desempeño posible que se podría obtener.

#### **VENTAJAS DE LOS CDC BASADOS EN RBR**

- *Ancho de banda mayor que el de las RBT:* Éstas RB operan a lo largo de toda la banda de reflexión, en contraste con las RBT que operan en la orilla de la banda de transmisión. Por ello, pueden utilizarse para la compensación de canales con anchura espectral mayor que los que se podrían compensar utilizando RBT.
- *La cantidad de dispersión del CDC es fácilmente ajustable:* Ésta se puede modificar fácilmente mediante la variación del periodo de la RB a lo largo de su longitud.
- *Operan en el centro de la banda de reflexión:* Las frecuencias sobre las cuales realizan la compensación de la DC se encuentran ubicadas en donde hay una alta reflectividad, con lo que disminuyen las pérdidas.
- *Son compactos:* Es posible compensar la DC utilizando RBR de longitud corta.

#### **DESVENTAJAS DE LOS CDC BASADOS EN RBR**

- *Se requiere del uso de un circulador óptico:* Éste introduce pérdidas en el sistema (usualmente ~1-3 dB) y puede hacer necesaria la amplificación; también incrementa la complejidad y los costos del CDC.
- *La radiación óptica debe interactuar fuertemente con la RB:* Cualquier imperfección en la fabricación de la RB tendrá un efecto de deterioración, rizo del retraso de grupo y DMP introducida en la señal, que degradará el desempeño del sistema.

### **3.5.3 CDC SINTONIZABLES BASADOS EN RB**

Los sistemas de telecomunicaciones de alta velocidad ( > 40 Gb/s ) requerirán de un manejo dinámico de la DC ya que las pequeñas variaciones ambientales o de potencia

afectarán considerablemente a las señales que transitarán a través de éstos. El uso de RB es una solución muy adecuada para resolver este problema debido a que éstas son elementos sintonizables por naturaleza.

De la ecuación (3.2.2) se puede observar que la longitud de onda de Bragg es función del periodo y del índice de refracción efectivo, ambos siendo afectados por los cambios de temperatura y de esfuerzo a los que se vea sometida la RB. Tomando esto en cuenta, se han propuesto esquemas con RBNP que se basan en la variación del índice de refracción promedio a lo largo de la RB y del periodo de la misma mediante la aplicación de gradientes de temperatura y esfuerzos mecánicos que pueden ser modificados “a tiempo real” para adaptarlos a las características del pulso óptico disperso [38].

#### **3.5.4 CDC DE SISTEMAS WDM BASADOS EN RB**

Un CDC multicanal basado en RB puede ser fabricado mediante la grabación de muchos componentes compensadores ubicados en secciones separadas de la FO, aunque este esquema resulta poco práctico debido a que produce elementos muy largos, además de que presenta altas pérdidas. Alternativamente, se ha propuesto una técnica en la cual se superponen muchas estructuras en la misma sección de FO [39]. Una ventaja clave de utilizar la superposición es que los componentes de las RB son independientes unos de otros. Esto permite el diseño de estructuras complejas que incluyen supresión de canales y variación de la dispersión canal por canal. En contraste, una técnica de compensación estándar, como el uso de FCD, permite la compensación de solo una parte de la pendiente de dispersión. Como resultado, cuando una técnica de compensación de banda ancha es usada en enlaces muy largos, la variación residual de la dispersión puede volverse muy grande. Debido a la posibilidad de ajuste de la dispersión de cada canal independientemente, las RB superpuestas son buenos candidatos para la compensación de la DC residual.

#### **3.5.5 COMPENSACIÓN DE LA DC DE ALTO ORDEN MEDIANTE RB**

A diferencia de la FCD, las RB pueden compensar las dispersiones de ordenes mayores mediante el uso de RBNP cuyo periodo no varía de manera lineal [40]. Usualmente, las RB son colocadas en cascada utilizando circuladores ópticos para que en conjunto provean las características de dispersión deseadas.

#### **3.6 DESVENTAJAS DE LOS CDC BASADOS EN RB**

A pesar de que las RB son buenos candidatos para fabricar CDC, aún existen diversas dificultades que deben ser resueltas antes de que éstas puedan ser aplicadas en la mayor parte de los sistemas comerciales. Probablemente, la más severa es la presencia de un rizo

en la curva del retraso de grupo (RRG) que aparece en la respuesta de las mismas. Debido a su repercusión en el desempeño los CDC es necesario realizar estudios que permitan conseguir criterios de selección de los parámetros de las RB que ayuden a aminorar este problema.

Además, existen otras desventajas de las RB entre los cuales se destacan las siguientes:

- *Inestabilidad térmica:* Los cambios en el medio ambiente pueden ser responsables de variaciones en la respuesta de las RB, haciendo que estos dispositivos pierdan confiabilidad. Para solucionar este problema es necesario fabricar RB con menor sensibilidad a los cambios de temperatura.
- *Límites sobre la banda:* A pesar de que se han desarrollado diversas técnicas para el aumento del ancho de banda de estos dispositivos aún no se han obtenido muy buenos resultados. Para cubrir la banda de 1530 a 1565 nm mediante el uso de las técnicas actuales se requeriría de una RB de varios metros, que es muy difícil de fabricar [34].
- *No pueden ser dobladas:* Esto implica que se debe tener cuidado en el empaquetamiento del dispositivo. Los dobleces modificarán drásticamente la respuesta de las RB.

### 3.7 CONCLUSIONES

- Las rejillas de Bragg que trabajan en el régimen de transmisión pueden ser utilizadas para la compensación de la dispersión cromática y tienen la ventaja de que no requieren dispositivos ópticos adicionales para su utilización. Sin embargo, tienen el inconveniente de operar sobre un ancho de banda muy estrecho.
- Las rejillas de Bragg que trabajan en el régimen de reflexión pueden ser utilizadas como compensadores de la dispersión cromática, aunque requieren de un circulador óptico para ser utilizadas, lo que aumenta las pérdidas del sistema. Éstas tienen la ventaja de poder trabajar sobre un ancho de banda relativamente grande.
- Los compensadores de la dispersión cromática basados en rejillas de Bragg pueden ser sintonizados, pueden ser diseñadas para compensar las dispersiones de alto orden y ya se está estudiando su aplicación en sistemas WDM.
- Las rejillas de Bragg presentan diversas dificultades técnicas que limitan su desempeño, siendo una de las más importantes el rizo que aparece en la curva del retraso de grupo de su respuesta. En el capítulo siguiente se desarrolla un programa de cómputo para el estudio de este comportamiento.

## IMPLEMENTACION DE UN ALGORITMO PARA LA SIMULACIÓN DE REJILLAS DE BRAGG

### 4.1 INTRODUCCIÓN

Las FO imponen a las señales un retraso de grupo que es función lineal de la longitud de onda. Por esta razón, para obtener una compensación perfecta de la DC es necesario que la respuesta del CDC también exhiba un retraso de grupo que sea una función lineal de longitud de onda, aunque con una pendiente con signo contrario al de la FO de transmisión. Esto quiere decir que idealmente, en el ancho de banda de la señal, la curva del retraso de grupo del CDC debe de ser una línea recta [41]. Sin embargo, el comportamiento real de las RB difiere del ideal; para estudiarlo se requiere obtener su respuesta en frecuencia, que puede ser descrita mediante un coeficiente complejo  $H(\omega) = |H(\omega)| \cdot \exp[jf(\omega)]$ , donde  $|H(\omega)|$  y  $f(\omega)$  son la magnitud y fase de la respuesta, respectivamente<sup>8</sup>.

A modo de ejemplo, en la Fig. 4.1 se muestra el retraso de grupo medido en un experimento reportado por S. Jamal [42] donde se utilizó una RBNP.

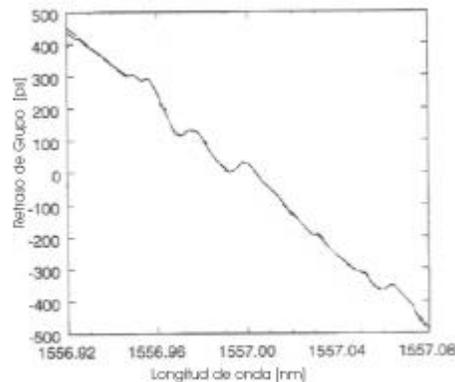


Fig. 4.1 LONGITUD DE ONDA vs. RETRASO DE GRUPO MEDIDOS EXPERIMENTALMENTE PARA UNA RBNP [42]

---

<sup>8</sup> Experimentalmente, la respuesta en magnitud puede ser obtenida directamente de mediciones de potencia con un analizador de espectros óptico mientras que la de fase requiere del uso de técnicas interferométricas.

Como se observa, el retraso de grupo de la respuesta de la RB presenta cierta curvatura, además de que tiene un rizo (RRG – Rizo del retraso de grupo). Este rizo se manifiesta como desviaciones rápidas del retraso de grupo con respecto a la pendiente de dispersión promedio sobre un rango de longitudes de onda y es consecuencia de la interacción entre los campos electromagnéticos reflejados y transmitidos a lo largo de la misma y de las imperfecciones que aparecen durante el proceso de fabricación por variaciones en la intensidad del haz UV utilizado en la grabación de la RB, vibraciones mecánicas del sistema de grabado y defectos de la máscara de fase [43].

Cuando no se logra disminuir la amplitud del RRG a niveles adecuados, porciones del pulso se desplazan significativamente en el tiempo con respecto al resto del tren de pulsos portadores de información provocando interferencia de canal cruzado e interferencia entre símbolos [43]. El criterio establecido por T.N. Nielsen [44] indica que la PBE se vuelve inaceptable cuando la amplitud pico a pico del RRG se incrementa más allá de la mitad de la duración de un bit (ver Fig. 4.2). Aunado a lo anterior, cuando el RRG es combinado con DMP esto es todavía más perjudicial [45].

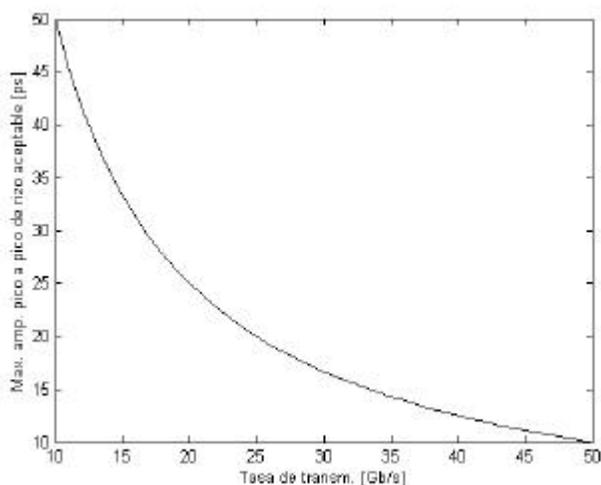


Fig. 4.2 TASA DE TRANSMISIÓN VS. MÁXIMA AMPLITUD DE RIZO ACEPTABLE [44]

Debido a la importancia de mantener la amplitud del RRG con un valor adecuado y la curva del retraso de grupo con una característica lineal, se hizo un estudio del comportamiento de la respuesta en frecuencia de las RB en función de la variación de sus parámetros, de modo que se pudieran obtener criterios de diseño para mejorar el desempeño de las mismas en su uso como CDC. Para ello, fue necesario simular la respuesta en frecuencia de las RB mediante un programa de cómputo desarrollado en este trabajo y posteriormente se hizo un análisis de los resultados. A continuación se describe la metodología del análisis que se realizó y las características del programa empleado para las simulaciones.

## 4.2 METODOLOGÍA EMPLEADA PARA EL ANÁLISIS DE LAS RB

Este trabajo se enfocó exclusivamente en la simulación de RBR, debido a que son éstas las que han encontrado mayor campo de aplicación en el manejo de la DC. Para realizar el estudio de cómo repercuten los parámetros de las RB en su respuesta en frecuencia se llevó al cabo el siguiente procedimiento:

1. *Definición de las condiciones iniciales:* Se definieron los valores de los parámetros de la RB que se mantuvieron constantes, el rango de longitudes de onda para el cual se calcularía la respuesta en frecuencia y el rango de valores del parámetro de la RB que se estudiaría. Los parámetros estudiados se describen en la sección 4.3.
2. *Cálculo de la respuesta en frecuencia:* Se obtuvo el coeficiente de reflexión compleja para el rango de longitudes de onda definidas en el paso anterior. El modelo matemático empleado para hacer este cálculo se describe en las secciones 4.4 y 4.5.
3. *Caracterización de la respuesta en frecuencia:* Se obtuvieron parámetros para la caracterización de la respuesta en frecuencia de la RB. Estos parámetros se describen en la sección 4.6.
4. *Obtención de gráficas:* Se hicieron gráficas que mostraban la variación de la respuesta en frecuencia de las RB en función del parámetro en estudio.
5. *Análisis de resultados:* Se hizo una interpretación de las gráficas obtenidas.

## 4.3 PARÁMETROS DE DISEÑO DE LAS RB ESTUDIADOS

El programa de computo se utilizó para evaluar la repercusión de los siguientes parámetros de las RB en su respuesta en frecuencia (ver Fig. 4.3):

1. *Parámetro  $d\mathbf{l}_B/dz$ :* Tasa de variación de la longitud de onda de Bragg por unidad de longitud.
2. *Cambio máximo en el índice de refracción ( $\mathbf{dn}_{eff, max}$ ):* Valor pico del índice de refracción modulado.
3. *Longitud de la rejilla ( $L_g$ ):* Longitud física de la RB.
4. *Función de apodización ( $\overline{\mathbf{dn}}_{eff}(z)$ ):* Ecuación matemática que describe la envolvente del perfil del índice de refracción modulado.

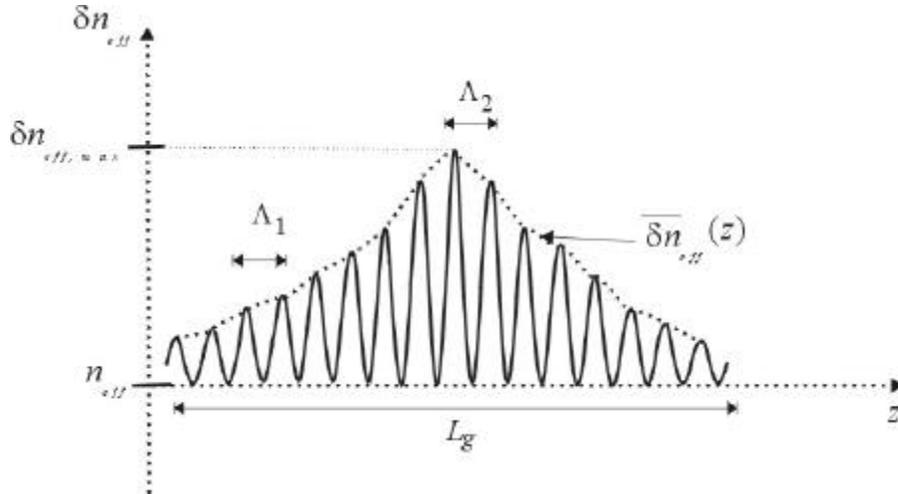


Fig. 4.3 DESCRIPCIÓN GRÁFICA DE LOS PARÁMETROS DE DISEÑO DE UNA RB.

#### 4.4 MODELO MATEMÁTICO DE LAS RB EMPLEADO

El modelo matemático que se emplea en el programa de cómputo aquí desarrollado tiene sustento en la teoría de modos acoplados y se describe en el trabajo de T. Erdogan [27]. Éste se basa en que las RBR tienen la función de acoplar fuertemente un modo de amplitud  $A(z)$  para convertirlo en un modo idéntico que se propaga en dirección contraria con amplitud  $B(z)$ , en longitudes de onda cercanas a la de Bragg (ecuación (3.2.2)). Este comportamiento puede ser modelado por un conjunto de ecuaciones diferenciales de primer grado que describen el cambio en la amplitud de los campos a lo largo de la FO, expresadas de manera matricial como

$$\frac{d}{dz} \begin{bmatrix} R(z) \\ S(z) \end{bmatrix} = i \begin{bmatrix} \mathbf{s} & \mathbf{k} \\ -\mathbf{s} & -\mathbf{k}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R(z) \\ S(z) \end{bmatrix} \quad (4.4.1)$$

donde  $\mathbf{k}^*$  = complejo conjugado de  $\mathbf{k}$ , las amplitudes  $R$  y  $S$  son proporcionales a  $A(z)$  y  $B(z)$  y están expresadas como

$$R(z) = A(z) \exp(i\mathbf{d}z - \mathbf{f}/2) \quad (4.4.2)$$

$$S(z) = B(z) \exp(-i\mathbf{d}z + \mathbf{f}/2)$$

y se representan gráficamente en la Fig. 4.4.

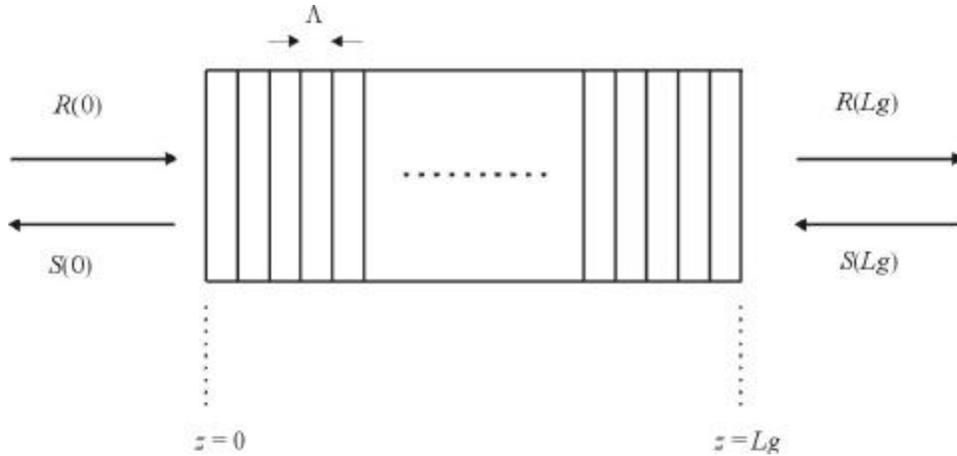


Fig.4.4 GEOMETRÍA DE INTERACCIÓN DE LOS CAMPOS EN UNA RB.

En (4.4.1)  $\mathbf{k}$  y  $\mathbf{s}$  son los dos parámetros fundamentales para el análisis de la respuesta espectral de las RB.  $\mathbf{k}$  = coeficiente de acoplamiento de “ac” es intuitivamente más fácil de entender. Este coeficiente es proporcional a la variación del índice de modulación  $d n_{eff}(z)$ , definido en la ecuación (3.2.1). El coeficiente de autoacoplamiento de “dc”  $\mathbf{s}$  se puede expresar como

$$\mathbf{s} = \mathbf{d} + \mathbf{s} - \frac{1}{2} \frac{d\mathbf{f}}{dz} \quad (4.4.3)$$

donde  $\mathbf{d}$  se conoce como desintonización y consiste en un parámetro de frecuencia independiente de  $z$  que es proporcional a la distancia de resonancia, es decir,

$$\mathbf{d} = 2pn_{eff} \left( \frac{1}{I} - \frac{1}{I_B} \right) \quad (4.4.4)$$

$\mathbf{s}$  = coeficiente de acoplamiento de “dc”, está relacionado con la transferencia de energía promediada en un periodo entre modos transversales debido a la presencia de una RB. Finalmente, la derivada  $(1/2)d\mathbf{f}/dz$  describe posibles variaciones en el periodo de la RB.

Para RB donde se propaga un solo modo se obtienen las siguientes relaciones:

$$\mathbf{s} = \frac{2p}{I} \overline{dn}_{eff} \quad (4.4.5)$$

$$\mathbf{k} = \mathbf{k}^* \quad (4.4.6)$$

$$= \frac{p}{I_B} \overline{dn}_{eff}.$$

El coeficiente de reflexión complejo  $\mathbf{r}$  está definido como

$$\mathbf{r} = \frac{S(-L_g/2)}{R(-L_g/2)}. \quad (4.4.7)$$

Las RBNP simuladas en este trabajo tuvieron una variación lineal del periodo, que corresponde a un cambio en la longitud de onda de Bragg que puede ser descrito como

$$I_B = I_{B0} + \frac{dI_B}{dz} z \quad (4.4.8)$$

donde  $I_{B0}$  es la longitud de onda de Bragg en  $z = 0$ . El cambio de fase correspondiente en (4.4.3) es igual a [27]

$$\frac{1}{2} \frac{d\mathbf{f}}{dz} = -\frac{4pn_{eff} z}{I_B^2} \frac{dI_B}{dz} \quad (4.4.9)$$

#### 4.5 TÉCNICA DE ANÁLISIS DE LAS RB EMPLEADA

La ecuación (4.4.1) tiene solución cerrada cuando se aplica para modelar la respuesta de RBU. Sin embargo, la mayor parte de las RB diseñadas para aplicaciones de compensación de la DC no son uniformes. Existen diversas técnicas para simular las RB, cada una teniendo un grado de complejidad diferente. El método más simple y directo es la integración numérica de las ecuaciones de los modos acoplados expresadas en (4.4.1) (ver Apéndice D). Mientras que este método es capaz de simular las funciones de transferencia de manera exacta, no es muy rápido, ya que requiere de un procesamiento computacional considerable [27].

Para facilitar el cálculo de los espectros de transmisión y reflexión se puede hacer la consideración de que una RB es la concatenación de varias secciones pequeñas, cada una con un periodo constante y modulación del índice de refracción única. De este modo, modelar las características de transferencia de las RB se convierte en un problema relativamente sencillo. La solución cerrada de cada sección uniforme es combinada junto con las otras para obtener la solución final.

Un método rápido, exacto y fácil de implementar basado en el principio de concatenación de secciones es el de la matriz - T (de transferencia) [29]. Debido a que éste modela de manera precisa la mayoría de las RBA y RBNP de interés práctico, el programa de cómputo desarrollado en este trabajo se basó en él.

## ANÁLISIS DE LAS RBR POR MEDIO DE LA MATRIZ – T

Una solución analítica para una RB de longitud  $L_g$  con una constante de acoplamiento  $k(z)$  y no periódica  $\Lambda(z)$  es deseable pero no existe una forma simple. Las variables no pueden ser separadas debido a que de manera colectiva afectan la función de transferencia. En el método de la matriz – T, las ecuaciones de modos acoplados son utilizadas para calcular los campos de salida de una sección corta de una RB con longitud  $d l_1$  para la cual se asignan valores constantes de los parámetros  $s$ ,  $k$ ,  $l_B$  y  $(1/2)d\mathbf{f}/dz$  (expresiones (4.4.5), (4.4.6), (4.4.8) y (4.4.9), respectivamente) suponiendo que están siendo evaluados en el centro de cada sección. Cada sección posee una única e independiente función dependiente del parámetro espacial  $z$ . Para una RB de este tipo con un número entero de periodos, la solución analítica resulta en una magnitud de la reflectividad y fase. Estas cantidades son utilizadas posteriormente como los parámetros de entrada para una sección adyacente de la RB con longitud  $d l_2$  (no necesariamente igual a  $d l_1$ ) (ver Fig. 4.5).

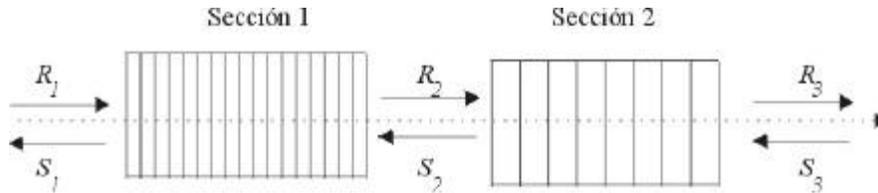


Fig. 4.5 GEOMETRÍA DE INTERACCIÓN ENTRE LOS CAMPOS DE LAS SECCIONES QUE CONFORMAN A LA RB.

La RB puede ser considerada como un dispositivo de cuatro puertos con cuatro campos [29]: dos campos de entrada  $R(-d l_1/2)$  y  $R(d l_1/2)$  y dos campos de salida  $S(-d l_1/2)$  y  $S(d l_1/2)$ . Una matriz de transferencia  $T^1$  representa la respuesta en amplitud y fase de una RB. Para RB cortas y uniformes, el lado derecho de la siguiente ecuación es transformado por la matriz en los campos del lado izquierdo como

$$\begin{bmatrix} R(-d l_1/2) \\ S(-d l_1/2) \end{bmatrix} = [T^1] \cdot \begin{bmatrix} R(d l_1/2) \\ S(d l_1/2) \end{bmatrix} \quad (4.5.1)$$

Las condiciones de transferencia llevan directamente a la reflectividad de la RB. Para RBR la amplitud del campo de entrada es  $R(-d l_1/2) = 1$  y la amplitud del campo reflejado a la salida de la rejilla es  $S(d l_1/2) = 0$  debido a que no hay perturbación después del final de la misma. Aplicando estas condiciones en la ecuación anterior lleva a que

$$\begin{bmatrix} 1 \\ S(-d l_1/2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} R(d l_1/2) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.5.2)$$

La amplitud transmitida es

$$R(\mathbf{d} l_1 / 2) = \frac{1}{T_{11}}. \quad (4.5.3)$$

La amplitud reflejada es

$$S(-\mathbf{d} l_1 / 2) = \frac{T_{21}}{T_{11}}. \quad (4.5.4)$$

De manera consecuente, este proceso permite describir el comportamiento de la RB entera con  $N$  secciones, donde  $L_g = \sum_{j=1}^N \mathbf{d} l_j$  tal que

$$\begin{bmatrix} R(-L_g / 2) \\ S(-L_g / 2) \end{bmatrix} = [T^N] \cdots [T^2] \cdot [T^1] \cdot \begin{bmatrix} R(L_g / 2) \\ S(L_g / 2) \end{bmatrix}. \quad (4.5.5)$$

Reemplazando las  $N$  matrices de  $2 \times 2$  en la ecuación anterior por una sola matriz de  $2 \times 2$ , se obtiene la función de transferencia de la RB entera:

$$\begin{bmatrix} R(-L_g / 2) \\ S(-L_g / 2) \end{bmatrix} = [T] \cdot \begin{bmatrix} R(L_g / 2) \\ S(L_g / 2) \end{bmatrix} \quad (4.5.6)$$

donde la matriz  $T$  es

$$[T] = \prod_{j=1}^N [T^j]. \quad (4.5.7)$$

La transmisividad  $\mathbf{t}$  de la RB es

$$\mathbf{t} = (1 - \mathbf{r}) = \frac{R(L_g / 2)}{R(-L_g / 2)} = \frac{1}{T_{11}} \quad (4.5.8)$$

mientras que la reflectividad  $\mathbf{r}$  está dada por

$$\mathbf{r} = \frac{S(-L_g / 2)}{R(-L_g / 2)} = \frac{T_{21}}{T_{11}}. \quad (4.5.9)$$

De la solución a las ecuaciones de modos acoplados los elementos de la matriz de transferencia de la  $j$ -ésima sección quedan expresados por

$$\begin{aligned}
T_{11} &= \cosh(\mathbf{g}_R \mathbf{d} l_j) - \frac{i \cdot \mathbf{s} \cdot \sinh(\mathbf{g}_R \mathbf{d} l_j)}{\mathbf{g}_R} \\
T_{22} &= \cosh(\mathbf{g}_R \mathbf{d} l_j) + \frac{i \cdot \mathbf{s} \cdot \sinh(\mathbf{g}_R \mathbf{d} l_j)}{\mathbf{g}_R} \\
T_{12} &= -\frac{i \cdot \mathbf{k} \cdot \sinh(\mathbf{g}_R \mathbf{d} l_j)}{\mathbf{g}_R} \\
T_{21} &= \frac{i \cdot \mathbf{k} \cdot \sinh(\mathbf{g}_R \mathbf{d} l_j)}{\mathbf{g}_R}
\end{aligned} \tag{4.5.10}$$

donde  $\mathbf{g}_R = \sqrt{\mathbf{k}^2 - \mathbf{s}^2}$ .

#### CONDICIONES GENERALES Y RESTRICCIONES DEL MÉTODO DE LA MATRIZ –T

El método de la matriz – T requiere que ciertas condiciones sean satisfechas para asegurar que los resultados de las simulaciones sean confiables.

1. Las ecuaciones presentadas la sección 4.4 solamente son válidas para longitudes de onda cercanas a la de Bragg; para aquellas alejadas de la de resonancia, ha sido demostrado que las RB llevan a una fuerte dispersión de la luz transmitida con reflexión despreciable por lo que su comportamiento está gobernado por otras expresiones [46]. Por ello, es conveniente que el intervalo donde se calcula la respuesta de la RB esté centrado en  $I_B$ .
2. El número de secciones en que se parte la RB no puede ser arbitrariamente grande debido a que las aproximaciones que llevan a (4.5.10) no son válidas para divisiones con unos cuantos periodos. Se debe de mantener la relación

$$N \ll \frac{2n_{eff} L_g}{I_B} \tag{4.5.11}$$

donde  $N$  es el número de secciones. Recomendaciones halladas en la literatura [28, 29] mencionan que con  $10 < N < 100$  se modelan apropiadamente las RB en la mayoría de los casos.

3. Cada sección de la RB debe tener un número entero de periodos para permitir una transición suave entre los parámetros ya que un cambio abrupto en la modulación del índice de refracción es equivalente a un cambio de fase. Para garantizar que se cumpliera con esta condición, en el programa de cómputo se aproximó la longitud de cada sección  $\mathbf{d}l = L_g / N$  a  $\mathbf{d}l' \approx u \cdot \Lambda$ , donde  $u =$  máximo valor entero de periodos que caben dentro de cada sección con longitud  $\mathbf{d}l$  y  $\Lambda$  fue obtenido a partir de (3.2.2).

4. Debe tenerse cuidado en la variación espacial suave del índice de refracción. Por ello, existe un límite inferior del número de secciones  $N$  en las que debe estar dividida la RB. Para el caso de RBNP con variación lineal y continua del periodo esta cantidad por unidad de longitud está dada por [29]

$$\frac{N}{L_g} = \frac{2n_{eff}\Delta\mathbf{l}_R}{p\mathbf{l}_B^2}. \quad (4.5.12)$$

5. Debe haber una resolución espectral apropiada para poder calcular el retraso de grupo de manera precisa ya que intervienen procesos de derivación numérica. En el programa de cómputo, la resolución fue controlada con el parámetro  $M$  definido en la siguiente ecuación

$$h = \mathbf{l}_n - \mathbf{l}_{n-1} = \frac{\mathbf{l}_{may} - \mathbf{l}_{men}}{M}. \quad (4.5.13)$$

que permitía modificar el número total de longitudes de onda para las cuales se calculaba el coeficiente de reflexión.  $\mathbf{l}_{men}$  y  $\mathbf{l}_{man}$  son la menor y mayor longitudes de onda para las cuales se calculó el coeficiente complejo de reflexión.

La derivación numérica con respecto a  $\mathbf{l}$  se llevó al cabo mediante la expresión

$$\frac{dF}{d\mathbf{l}} = \frac{F(\mathbf{l} - h) - F(\mathbf{l} + h)}{2h} \quad (4.5.14)$$

donde  $F$  es la función a derivar.

Aunado a los puntos anteriores, se debe de asegurar que no existan discontinuidades en el espectro de reflexión calculado ya que en ese caso se obtendrían variaciones abruptas en las funciones obtenidas mediante la derivación numérica de la fase de  $\mathbf{r}$  que no corresponderán con el comportamiento real de las RB. Las dos razones por las que el espectro calculado puede ser discontinuo se exponen a continuación.

1. Cuando se calcula la fase de los elementos de un vector complejo mediante métodos computacionales se obtienen gráficas discontinuas, debido a la sustitución de todos los valores de las fases mayores a  $p$  (en radianes) por sus complementos en  $2p$ . Esto hace necesario implementar un algoritmo capaz de reconstruir la curva para que posteriormente sea utilizada [47]. En la Fig. 4.6 se muestra como una curva típica de fase, originalmente discontinua, es modificada para que los resultados que se obtengan de la diferenciación sean correctos. La segunda curva (reconstruida) se obtiene al identificar los puntos donde se presentan las discontinuidades y posteriormente sumar valores constantes a las fases de manera que la curva resultante sea suave.

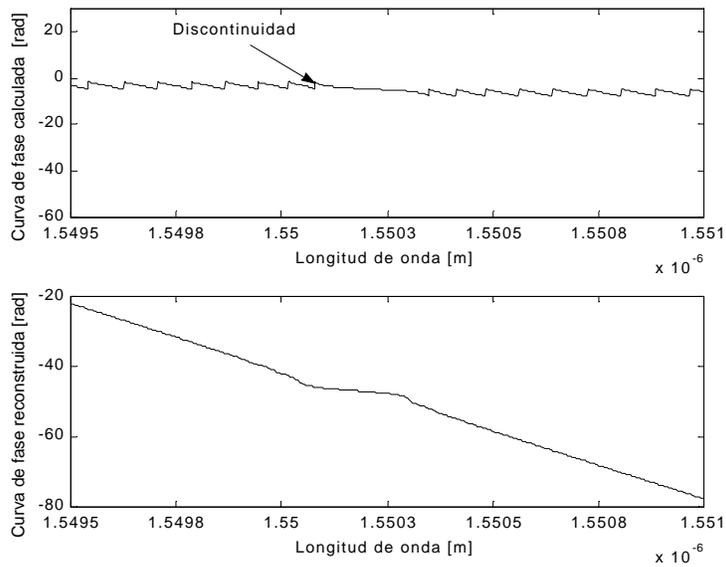


Fig.4.6 CURVA DE FASE OBTENIDA DURANTE EL CÁLCULO DEL ESPECTRO DE REFLEXIÓN (ARRIBA) Y CURVA RECONSTRUIDA (ABAJO).

En la Fig. 4.7 se muestra la diferencia entre los resultados de los cálculos del retraso obtenidos partiendo de la primera y la segunda gráficas de fase. Como se observa, en la segunda curva se han eliminado por completo los picos abruptos originados en el primer caso por la derivación en las discontinuidades.

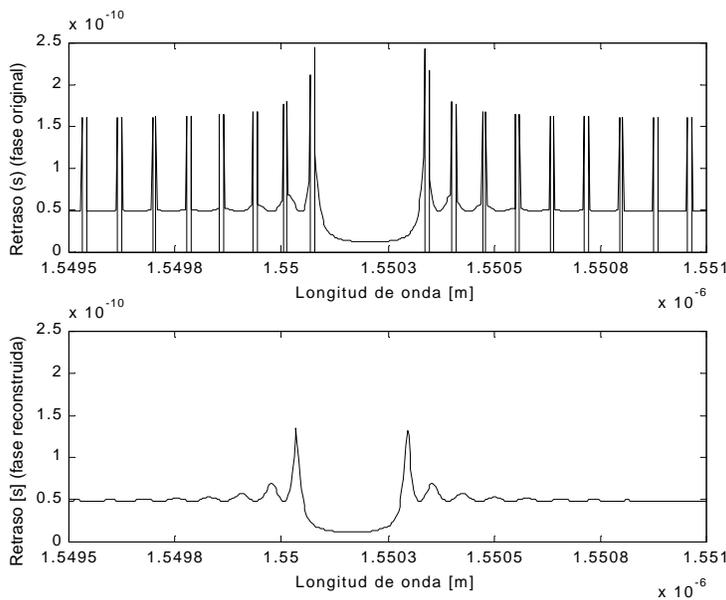


Fig.4.7 CURVA DEL RETRASO OBTENIDAS A PARTIR DE LA FASE CALCULADA ORIGINALMENTE (ARRIBA) Y A PARTIR DE LA FASE RECONSTRUIDA (ABAJO).

2. Otra posible razón para que aparezcan saltos abruptos en las curvas del retraso de grupo es que exista una discontinuidad en el espectro debida a una aparente división entre cero, caso en el que se incurre cuando  $\mathbf{g}_R = \sqrt{\mathbf{k}^2 - \mathbf{s}^2} = 0$ . En realidad, se trata de una expresión indefinida que puede ser evaluada mediante la sustitución de la matriz  $T$  expresada en (4.5.10) con elementos  $T_{ij}$  por una cuyos elementos correspondan a  $T_{ij, \mathbf{g}_R \rightarrow 0} = \lim_{\mathbf{g}_R \rightarrow 0} T_{ij}$ , es decir,

$$\begin{aligned} T_{11, \mathbf{g}_R \rightarrow 0} &= 1 - i \cdot \mathbf{s} \cdot \mathbf{d} l_j \\ T_{22, \mathbf{g}_R \rightarrow 0} &= 1 + i \cdot \mathbf{s} \cdot \mathbf{d} l_j \\ T_{12, \mathbf{g}_R \rightarrow 0} &= -i \cdot \mathbf{k} \cdot \mathbf{d} l_j \\ T_{21, \mathbf{g}_R \rightarrow 0} &= i \cdot \mathbf{k} \cdot \mathbf{d} l_j \end{aligned} \quad (4.5.15)$$

De este modo, se elimina la discontinuidad.

## 4.6 PARÁMETROS CALCULADOS DE LA RESPUESTA EN FRECUENCIA DE LAS RB

A continuación se describen los parámetros que se calcularon para caracterizar el desempeño de las RB en su uso como CDC (ver Fig. 4.8).

### MÁXIMA REFLECTIVIDAD

Se definió como máxima reflectividad  $|\mathbf{r}(\mathbf{I})|_{\max}^2$  al máximo valor que toma  $|\mathbf{r}(\mathbf{I})|^2$  definido en (4.4.7). Este parámetro es útil para evaluar que tan fuerte es la interacción entre la señal y la RB. Si dentro del rango de longitudes de interés este valor está muy alejado de la unidad, se puede concluir que gran parte de la energía de la señal se perderá ya que no será reflejada.

### ANCHO DE BANDA

Se definió como ancho de banda al valor  $\Delta \mathbf{I} = \mathbf{I}_2 - \mathbf{I}_1$ , donde en las longitudes de onda contenidas en la banda  $\mathbf{I}_1 < \mathbf{I} < \mathbf{I}_2$ ,  $|\mathbf{r}(\mathbf{I})|^2$  no caen debajo 1/2 veces  $|\mathbf{r}(\mathbf{I})|_{\max}^2$  y  $|\mathbf{r}(\mathbf{I})|_{\max}^2$  está dentro de la banda. Este parámetro permite conocer el rango de longitudes de onda que pueden ser utilizadas eficientemente en el sistema.

## RETRASO DE GRUPO

El retraso de grupo  $t_r$  se define como la tasa de variación de la fase de  $r(I)$ , denotada como  $f_r$ , con respecto a la frecuencia angular, aunque también puede ser calculado en términos de la longitud de onda como se muestra a continuación [27]

$$\begin{aligned} t_r &= \frac{df_r}{d\omega} \\ &= -\frac{I^2}{2p c} \frac{df_r}{dI}. \end{aligned} \quad (4.6.1)$$

## COEFICIENTE DE DISPERSIÓN

El coeficiente de dispersión  $d_r$  de una RB está definido como la tasa de variación del retraso de grupo con respecto a la longitud de onda. Debido a la presencia del RRG,  $d_r$  está dado por la pendiente de la línea recta que es resultado del ajuste de mínimos cuadrados (ver Apéndice E) a la curva de retraso de grupo calculada [42] (ver Fig. 4.8). Este ajuste fue realizado en el rango contenido en el ancho de banda de la RB.

## COEFICIENTE DE CORRELACIÓN

Para evaluar el grado de asociación lineal entre  $t_r$  definido en (4.6.1) y  $I$  se calculó el coeficiente de correlación entre ambas variables (ver Apéndice E). Conforme el cuadrado de este valor se aleja de la unidad, el comportamiento del retraso de grupo se desvía más de una característica lineal, es decir, es asemeja menos a una línea recta.

## DESVIACIÓN ESTÁNDAR DEL RIZO DEL RETRASO DE GRUPO

Se definió el RRG como la diferencia entre la recta de ajuste de mínimos cuadrados descrita anteriormente y la curva del retraso de grupo. Posteriormente, se calculó la desviación estándar del RRG (ver Apéndice E), para caracterizar el comportamiento de las oscilaciones a lo largo de todo el ancho de banda de la RB.

## AMPLITUD MÁXIMA DEL RIZO DEL RETRASO DE GRUPO

Este parámetro se definió como el máximo valor obtenido de la magnitud del RRG. Esto nos permitió saber de que orden era la oscilación más grande que se presentaba en el ancho de banda de la RB. Conforme aumenta este valor, el desempeño del sistema es más pobre.

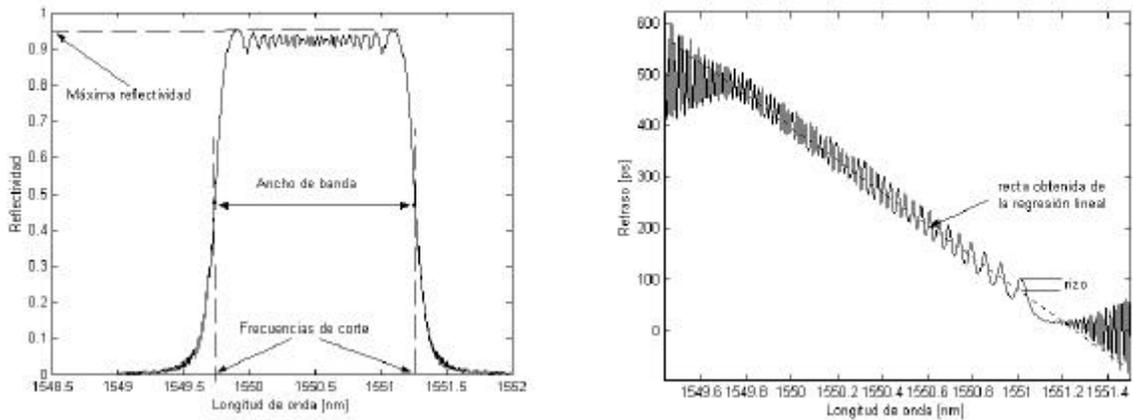


Fig. 4.8 REFLECTIVIDAD Y RETRASO DE GRUPO DE LA RESPUESTA EN FRECUENCIA DE UNA RBNP.

#### 4.7 CONCLUSIONES

- El análisis del desempeño de las rejillas de Bragg puede realizarse mediante el cálculo de su respuesta en frecuencia, ya que ahí se ven reflejados los cambios en el comportamiento de la misma en función de la variación de sus características.
- Una manera adecuada para calcular la respuesta en frecuencia de las rejillas de Bragg es el empleo del método de la matriz – T, ya que éste es rápido y permite estudiar rejillas apodizadas y no periódicas. Sin embargo, es necesario tener en cuenta todas las restricciones que impone el mismo.
- Para el cálculo del retraso de grupo es importante tener cuidado en el proceso de derivación numérica empleado para su obtención.

## RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN DE REJILLAS DE BRAGG

### 5.1 INTRODUCCIÓN

En este capítulo se muestran los resultados de la simulación de RB obtenidos mediante el uso de la aplicación desarrollada en el capítulo anterior. El estudio se ha dividido en tres partes principales: Análisis de RBU, análisis de RBNP sin apodización y análisis de RBNP con apodización. Los cálculos se realizaron utilizando los siguientes parámetros:

- El número de longitudes de onda para las cuales se calculó el coeficiente de reflexión en los espectros fue de 3000 ( $M = 3000$ ).
- El valor del índice de refracción efectivo fue  $n_{eff} = 1.45$ .
- El cambio del índice de refracción de “dc” se supuso que era igual a cero ( $\mathbf{s} \rightarrow 0$ ).
- Las RBNP fueron divididas en 50 secciones ( $N = 50$ ) del mismo tamaño ( $\mathbf{dl}_1 = \mathbf{dl}_2 = \dots = \mathbf{dl}_N$ ).

### 5.2 SIMULACIÓN DE RB UNIFORMES (RBU)

Las RBU tienen una solución analítica para (4.4.1). Cuando éstas operan en el régimen de reflexión se toman las condiciones de frontera  $R(-L_g/2) = 1$ ,  $S(L_g/2) = 0$  y se obtiene el coeficiente de reflexión complejo  $\mathbf{r} = S(-L_g/2)/R(-L_g/2)$  y la reflectividad  $r = |\mathbf{r}|^2$  dados por [27]:

$$\mathbf{r} = \frac{-\mathbf{k} \sinh(\sqrt{\mathbf{k}^2 - \mathbf{s}^2} L_g)}{\mathbf{s} \sinh(\sqrt{\mathbf{k}^2 - \mathbf{s}^2} L_g) + i\sqrt{\mathbf{k}^2 - \mathbf{s}^2} \cosh(\sqrt{\mathbf{k}^2 - \mathbf{s}^2} L_g)} \quad (5.2.1)$$

y

$$r = \frac{\sinh^2\left(\sqrt{k^2 - s^2} L_g\right)}{\cosh^2\left(\sqrt{k^2 - s^2} L_g\right) - \frac{s^2}{k^2}} \quad (5.2.2)$$

A continuación se presentan los espectros y curvas de retraso de dos RBU en donde se varió el cambio en el índice de refracción máximo. En el primer caso se utilizó  $\overline{dn}_{eff} = 1 \times 10^{-4}$  y en el segundo  $\overline{dn}_{eff} = 3 \times 10^{-4}$  (ver Fig. 5.1). Los valores de los otros parámetros utilizados fueron los siguientes:

Parámetro	Valor utilizado
$L_g$	50 mm
$I_B$	1550 nm

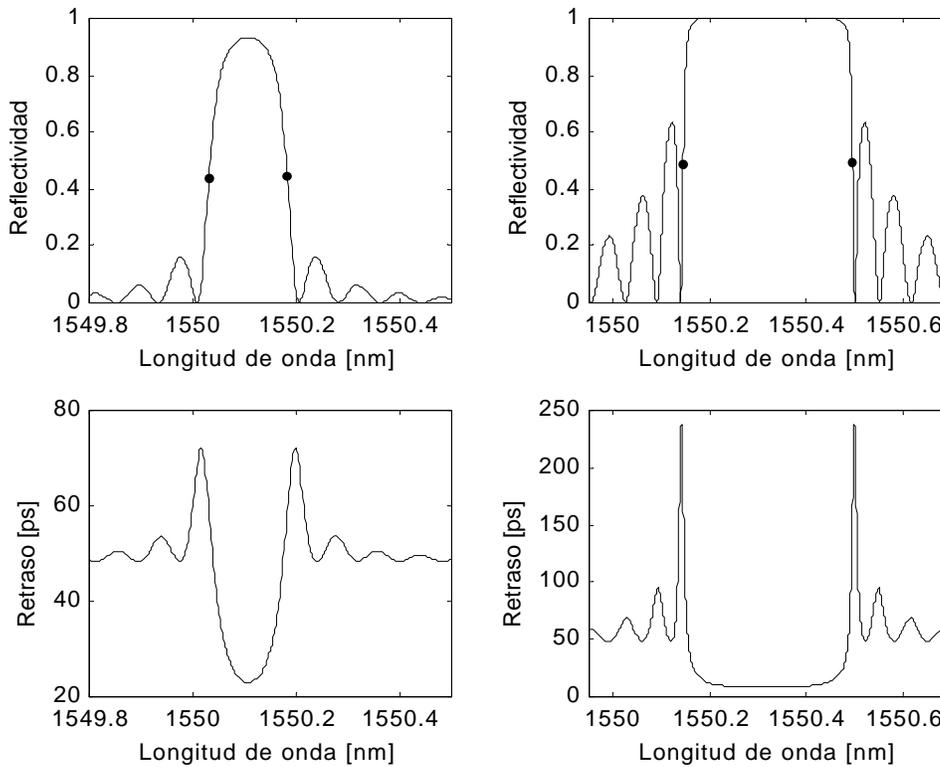


Fig. 5.1<sup>9</sup> REFLECTIVIDAD Y RETRASO DE DOS RBU;  $\overline{dn}_{eff} = 1 \times 10^{-4}$  (IZQUIERDA),  $\overline{dn}_{eff} = 3 \times 10^{-4}$  (DERECHA);  $L_g = 50$  mm,  $I_B = 1550$  nm.

<sup>9</sup> Los puntos en la curva de reflectividad denotan las longitudes de onda de corte y sirven para ubicar el rango de frecuencias contenidas dentro del ancho de banda.

Sobre la reflectividad cabe destacar que:

- El ancho de banda de las RBU es muy estrecho debido a su naturaleza resonante ( $\Delta I \approx 0.15$  nm para  $\overline{dn}_{eff} = 1 \times 10^{-4}$  y  $\Delta I \approx 0.3$  nm para  $\overline{dn}_{eff} = 3 \times 10^{-4}$ ).
- Existen lóbulos laterales significativamente grandes que aumentan para RBU con resistencia mayor ( $\overline{dn}_{eff}$  mayor). Aunque esto no es importante para sistemas de comunicación de un solo canal, es problemático para los sistemas WDM debido que provoca interferencia de canal cruzado.
- La máxima reflectividad aumenta a medida que aumenta el cambio máximo del índice de refracción. De acuerdo con las simulaciones  $r_{max} = 0.9329$  para  $\overline{dn}_{eff} = 1 \times 10^{-4}$  y  $r_{max} = 1$  para  $\overline{dn}_{eff} = 3 \times 10^{-4}$ .

Sobre el retraso se destaca que:

- La curva es simétrica respecto a la longitud de onda donde se encuentra ubicada  $r_{max}$  ( $I_{max}$ ) y tiene su mínimo justamente en ese punto.
- La dispersión es cercana a cero cerca de  $I_{max}$  ya que aquí la curva de retraso es plana. Además, el rango de longitudes de onda con cero dispersión aumenta para cambios del índice de refracción grandes.

De lo anterior se puede concluir que un CDC basado en RBU tiene que operar en los bordes del lóbulo principal ya que el coeficiente de dispersión solamente se vuelve apreciable en estas regiones (hay variaciones considerables del retraso de grupo). Un dispositivo de este tipo trabajaría en un rango de frecuencias muy limitado y donde la reflectividad está alejada de la máxima.

### 5.3 SIMULACIÓN DE RBNP

El empleo de RBNP es fundamental para la compensación de la DC ya que éstas permiten que las distintas longitudes de onda que componen a los pulsos ópticos viajen distancias diferentes, obteniéndose así la compensación deseada, como se describió en la sección 3.5.2.

Como se comentó en el capítulo anterior, las RBNP presentan un RRG. Un comportamiento típico de la respuesta en frecuencia de una RB de este tipo se muestra en la Fig. 5.2, donde se han utilizado los valores de la siguiente tabla:

Parámetro	Valor utilizado
$L_g$	50 mm
$I_B$ de la sección central	1550 nm
$dn_{eff,max}$	$1.5 \times 10^{-4}$
$dI_B/dz$	0.1 nm/cm

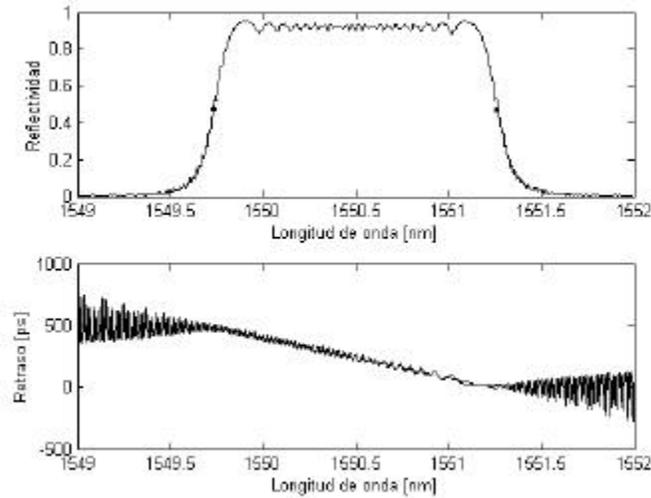


Fig. 5.2 REFLECTIVIDAD (ARRIBA) Y CURVA DE RETRASO DE UNA RBNP (ABAJO);  
 $L_g = 50$  mm,  $I_B$  DE LA SECCIÓN CENTRAL = 1550 nm,  $dn_{eff,max} 1.5 \times 10^{-4}$ ,  $dI_B/dz = 0.1$  nm/cm.

A continuación se hace un estudio de los distintos parámetros que afectan la respuesta en frecuencia de las RBNP.

### 5.3.1 REPERCUSIÓN DE LA MODIFICACIÓN DE LA TASA DE VARIACIÓN DE LA LONGITUD DE ONDA DE BRAGG POR UNIDAD DE LONGITUD EN LA RESPUESTA EN FRECUENCIA DE LAS RBNP

El parámetro que caracteriza a las RBNP es la tasa de variación de la longitud de onda de Bragg por unidad de longitud  $dI_B/dz$  normalmente expresada en nm/cm; de ésta depende el coeficiente de dispersión del dispositivo. Para mostrar esto, se obtuvieron gráficas de la variación del coeficiente de dispersión en función de  $dI_B/dz$  para los valores  $-0.5 < dI_B/dz < -0.05$  nm/cm. Además, se obtuvieron gráficas que muestran la relación que existe entre el coeficiente de dispersión  $d_r$ , la máxima amplitud de RRG y  $dI_B/dz$ . (ver Fig. 5.3) de una RBNP con las siguientes características:

Parámetro	Valor utilizado
$dn_{eff,max}$	$1.5 \times 10^{-4}$
$I_B$ de la sección central	1550 nm
$L_g$	50 mm

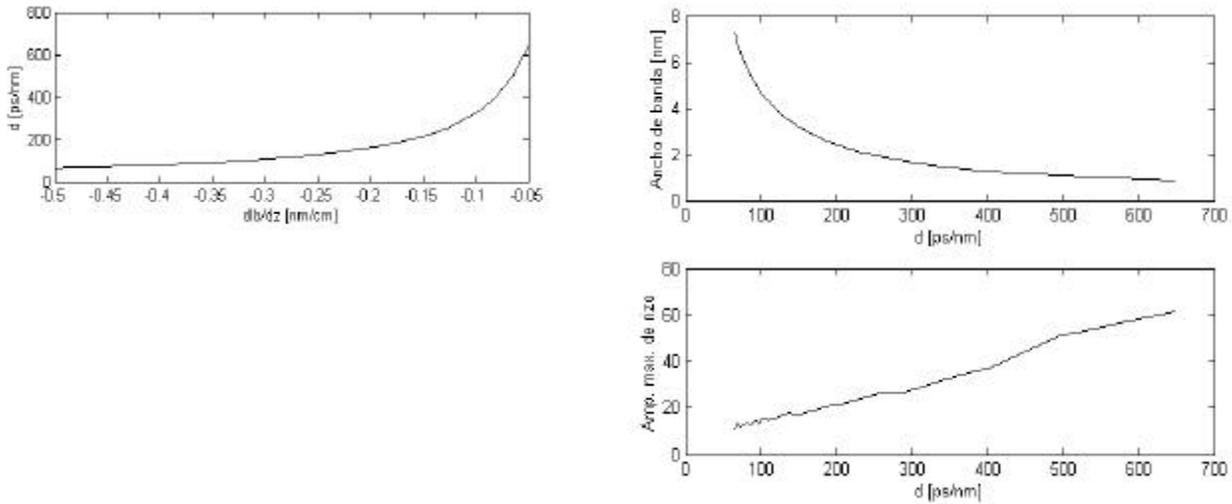


Fig.5.3  $dI_B/dz$  vs.  $d_r$  (IZQUIERDA),  
 $d_r$  vs. ANCHO DE BANDA (DER., ARRIBA),  $d_r$  vs. AMP. MAX. RRG (DER., ABAJO);  
 $dn_{eff,max} = 1.5 \times 10^{-4}$ ,  $I_B$  DE LA SECCIÓN CENTRAL = 1550 nm,  $L_g = 50$  mm.

Como se observa, la variación de  $dI_B/dz$  ofrece una manera adecuada de controlar la dispersión del dispositivo; mientras que con  $dI_B/dz = -0.5$  nm/cm se obtuvo  $d_r \approx 80$  ps/nm, con  $dI_B/dz = -0.05$  nm/cm el resultado fue  $d_r \approx 650$  ps/nm. Sin embargo, las gráficas también muestran que el aumento de  $d_r$  provoca una disminución exponencial del ancho de banda de la RB, además de que la amplitud máxima del RRG se incrementa. De esto se concluye que existe un compromiso entre el ancho de banda del dispositivo y la amplitud del RRG.

### 5.3.2 REPERCUSIONES DE LA VARIACIÓN DEL CAMBIO MÁXIMO DEL ÍNDICE DE REFRACCIÓN EN LA RESPUESTA EN FRECUENCIA DE LAS RBNP

Para evaluar la repercusión de modificar el cambio máximo en el índice de refracción  $dn_{eff,max}$  en la respuesta en frecuencia de las RBNP, se obtuvieron los espectros de 30 RB para el rango de valores  $0.4 \times 10^{-4} < dn_{eff,max} < 5 \times 10^{-4}$ .

Los parámetros que permanecieron constantes de las RB estudiadas fueron los siguientes:

Parámetro	Valor utilizado
$dI_B/dz$	0.1 nm/cm
$I_B$ de la sección central	1550 nm
$L_g$	50 mm

En la Fig. 5.4 se resumen los resultados obtenidos. Ahí se muestran los valores calculados a partir de las respuestas en frecuencia de las RB del ancho de banda y reflectividad máxima, desviación estándar del RRG, amplitud máxima de RRG y el coeficiente de correlación entre el retraso de grupo y  $I$ .

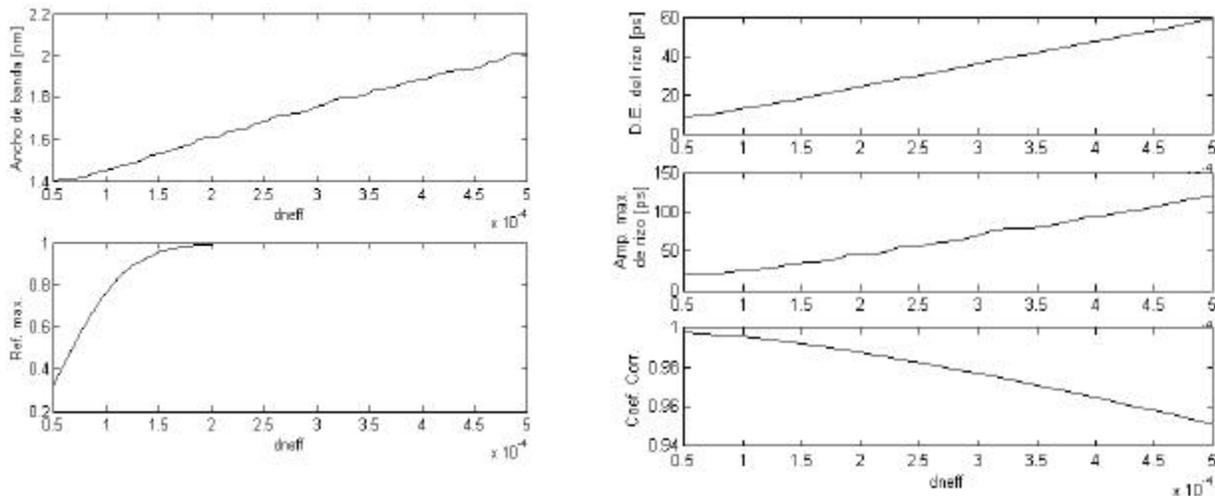


Fig. 5.4 <sup>10</sup>  $dn_{eff,max}$  vs. ANCHO DE BANDA (IZQ., ARRIBA),  $dn_{eff,max}$  vs. REFLECTIVIDAD MÁXIMA (IZQ., ABAJO);  $dn_{eff,max}$  vs. DESVIACIÓN ESTÁNDAR DEL RRG (DER., ARRIBA),  $dn_{eff,max}$  vs. AMP. MAX. RRG (DER., CENTRO),  $dn_{eff,max}$  vs. COEFICIENTE DE CORRELACIÓN ENTRE  $t_r$  Y  $I$  (DER. ABAJO);  $dI_B/dz = 0.1$  nm/cm,  $I_B$  DE LA SECCIÓN CENTRAL = 1550 nm,  $L_g = 50$  mm.

#### a. ANÁLISIS DE LOS PARÁMETROS CALCULADOS DEL ESPECTRO DE MAGNITUD

- El incremento de  $dn_{eff,max}$  aumenta de manera lineal el ancho de banda de la RB.
- Para valores pequeños de  $dn_{eff,max}$ , un pequeño incremento del mismo provoca un aumento considerable en la reflectividad máxima. Esto implica que el aumento del valor de  $dn_{eff,max}$  disminuye las pérdidas debido a que existe una interacción fuerte entre los campos y la RB.
- Existe un valor de  $dn_{eff,max}$  a partir del cual la reflectividad máxima tiene un valor de 1.

#### b. ANÁLISIS DE LOS PARÁMETROS CALCULADOS DEL RETRASO DE GRUPO

- El incremento de  $dn_{eff,max}$  aumenta de manera lineal la desviación estándar del RRG al igual que la amplitud máxima del RRG, lo que provoca un empobrecimiento del desempeño de la RB en su uso como CDC.

<sup>10</sup>  $d_{neff} \equiv dn_{eff,max}$ .

- El incremento de  $dn_{eff,max}$  disminuye el coeficiente de correlación, es decir, produce una menor asociación lineal entre el retraso de grupo y  $I$ . Esto implica que el la curva del retraso se aleja de una línea recta.

Los resultados anteriores permiten concluir que es posible aumentar el ancho de banda de las RB mediante el aumento de  $dn_{eff,max}$ ; esto es posible mediante el empleo de FO con alta fotosensibilidad, que permiten obtener grandes cambios del índice de refracción. Sin embargo, aumentar  $dn_{eff}$  tiene desventajas debido a que se incrementan las oscilaciones del retraso de grupo y éste se aleja de la característica lineal necesaria para compensar la dispersión provocada por la FO de transmisión.

### 5.3.3 REPERCUSIONES DE LA VARIACIÓN DE LA LONGITUD DE LA RB EN SU RESPUESTA EN FRECUENCIA

Para evaluar la repercusión de modificar la longitud  $L_g$  en la respuesta en frecuencia de las RBNP, se obtuvieron los espectros de 30 RBNP para el rango de valores  $25 < L_g < 60$  mm.

Los parámetros que permanecieron constantes de las RB estudiadas fueron los siguientes:

Parámetro	Valor utilizado
$dn_{eff,max}$	$1.5 \times 10^{-4}$
$I_B$ de la sección central	1550 nm
$dI_B/dz$	0.1 nm/cm

En la Fig. 5.5 se resumen los resultados obtenidos. Ahí se muestran los valores calculados a partir de las respuestas en frecuencia de las RB del ancho del banda y reflectividad máxima, desviación estándar del RRG, amplitud máxima de RRG y coeficiente de correlación entre el retraso de grupo y  $I$ .

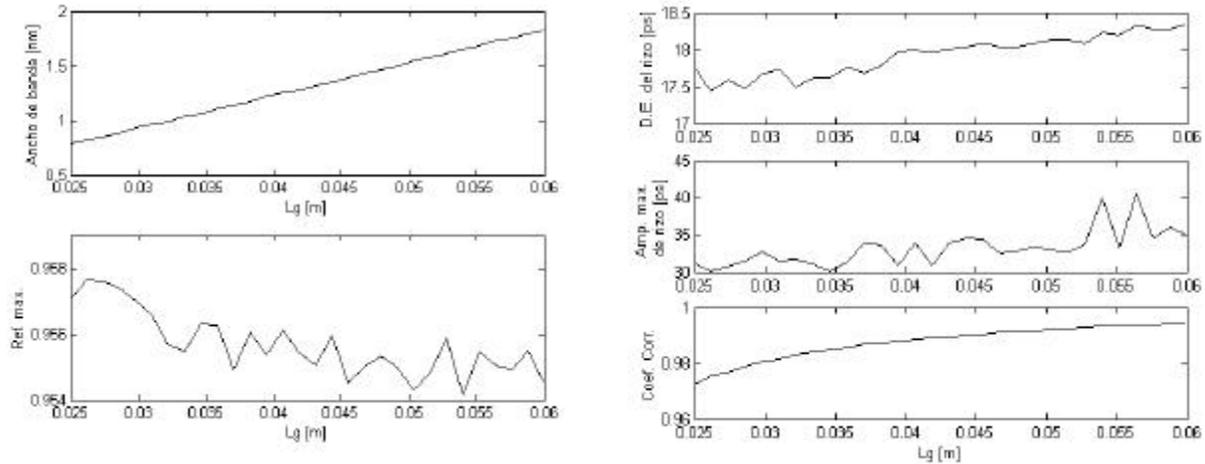


Fig. 5.5  $L_g$  vs. ANCHO DE BANDA (IZQ., ARRIBA),  $L_g$  vs. REFLECTIVIDAD MÁXIMA (IZQ., ABAJO);  $L_g$  vs. DESVIACIÓN ESTÁNDAR DEL RRG (DER., ARRIBA),  $L_g$  vs. AMP. MAX. RRG (DER., CENTRO),  $L_g$  vs. COEFICIENTE DE CORRELACIÓN ENTRE  $t_r$  Y  $I$  (DER., ABAJO);  $dn_{eff,max} = 1.5 \times 10^{-4}$ ,  $I_B$  DE LA SECCIÓN CENTRAL = 1550 nm,  $dI_B/dz = 0.1$  nm/cm.

#### a. ANÁLISIS DE LOS PARÁMETROS CALCULADOS DEL ESPECTRO DE MAGNITUD

- El incremento de  $L_g$  aumenta de manera lineal el ancho de banda de la RB.
- Se observan oscilaciones en los valores de la reflectividad máxima conforme varía  $L_g$ , aunque aparentemente la tendencia es a que ésta disminuya.

#### b. ANÁLISIS DE LOS PARÁMETROS CALCULADOS DEL RETRASO DE GRUPO

- El incremento de  $L_g$  aumenta la desviación estándar del RRG. Sin embargo, este aumento es pequeño ( $\approx 1$  ps/nm) por lo que no repercute severamente en el desempeño de las RB.
- El incremento de  $L_g$  hace variar de manera poco predecible la amplitud máxima del RRG, aunque ésta permanece dentro de ciertos valores ( $\sim 30 - 40$  ps). De la gráfica obtenida, no se puede observar una relación clara entre la longitud de la RB y la amplitud máxima de las oscilaciones.
- El incremento de  $L_g$  aumenta el coeficiente de correlación entre  $t_r$  y  $I$ , es decir, provoca que haya una mayor asociación lineal entre la curva del retraso de grupo y la longitud de onda.

Los resultados anteriores permiten concluir que la variación de  $L_g$  permite controlar el ancho de banda de la RB. Sin embargo, hay que tener cuidado en la selección de este parámetro ya que pequeñas modificaciones del valor del mismo producen variaciones del RRG que pudieran volverse importantes en aplicaciones para sistemas que manejan muy altas tasas de transmisión. Esto implica que en el proceso de fabricación de las RB hay que poder garantizar que éstas tenga exactamente la longitud de diseño.

## 5.4 SIMULACIÓN DE RBA

El empleo de un perfil de apodización permite mejorar algunas de las características de las RBNP empleadas como CDC. Un comportamiento típico la reflectividad y la curva del retraso de grupo de una RBNP con un perfil gaussiano (ver ecuación (5.4.1)) donde se muestra una reducción del rizo de la curva de reflectividad y del retraso de grupo se observa en la Fig. 5.6. En este caso se han utilizado los valores mostrados en la siguiente tabla para simular la respuesta de la RBNP.

Parámetro	Valor utilizado
$dn_{eff,max}$	$1.5 \times 10^{-4}$
$I_B$ de la sección central	1550 nm
$dI_B/dz$	0.1 nm/cm
$L_g$	50 mm

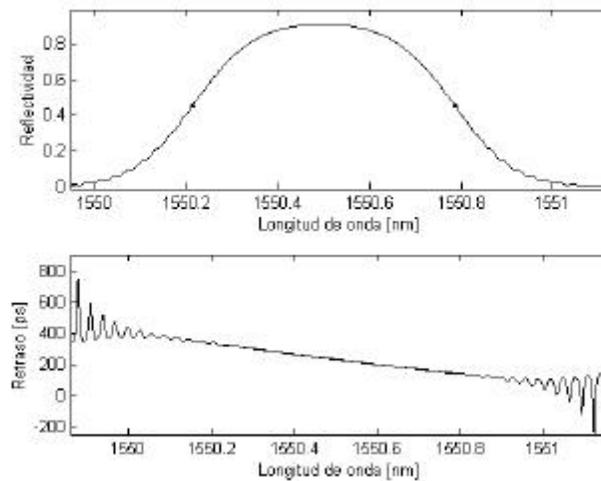


Fig. 5.6 REFLECTIVIDAD (ARRIBA) Y CURVA DE RETRASO (ABAJO) DE UNA RBNP CON APODIZACIÓN GAUSSIANA;  $L_g = 50$  mm,  $I_B$  DE LA SECCIÓN CENTRAL = 1550 nm,  $dn_{eff,max} = 1.5 \times 10^{-4}$  y  $dI_B/dz = 0.1$  nm/cm.

Para estudiar a detalle las características más convenientes de la función de apodización para su aplicación en CDC el análisis se ha dividido en dos partes: RB con apodización simétrica y RB con apodización asimétrica. Los resultados se presentan en las siguientes dos secciones.

### 5.4.1 REPERCUSIONES DE LA APODIZACIÓN SIMÉTRICA EN LA RESPUESTA EN FRECUENCIA DE LAS RBNP

Para el estudio de los efectos que tiene la apodización en la respuesta en frecuencia de una RBNP, se seleccionó un perfil gaussiano, que es comúnmente utilizado en la práctica. Hay otras funciones de apodización que han sido propuestas (ver Apéndice E) pero las conclusiones que se pueden derivar del uso de ellas son las mismas que las que se obtienen en este caso.

El perfil gaussiano está descrito mediante la función

$$\bar{dn}_{eff}(z) = \bar{dn}_{eff,max} \exp\left[-G\left(\frac{z}{L_g}\right)^2\right]. \quad (5.4.1)$$

La Fig. 5.7 muestra como el parámetro  $G$  de (5.4.1) permite controlar adecuadamente las características de la apodización.

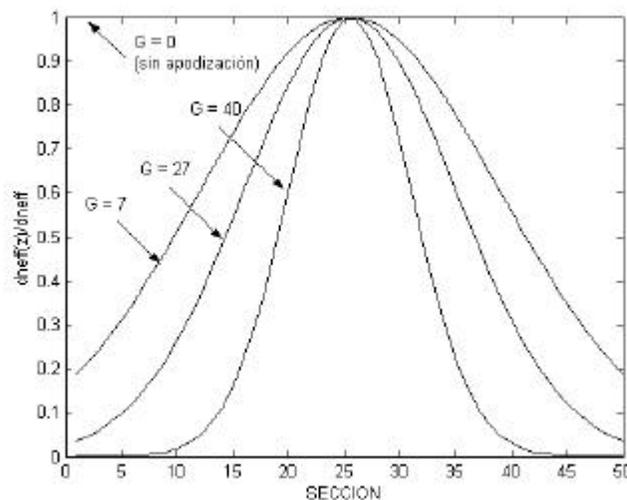


Fig. 5.7 PERFILES GAUSSIANOS DONDE SE VARIÓ EL PARÁMETRO  $G$ .

Para estudiar la repercusión de variar el parámetro  $G$  en la respuesta de las RB, se obtuvieron los espectros de 30 RBNP para el rango de valores  $0 < G < 40$ . Cabe destacar que  $G = 0$  es el equivalente a utilizar una RB sin apodización.

Los parámetros que permanecieron constantes de las RB estudiadas fueron los siguientes:

Parámetro	Valor utilizado
$dn_{eff,max}$	$1.5 \times 10^{-4}$
$I_B$ de la sección central	1550 nm
$dI_B/dz$	0.1 nm/cm
$L_g$	50 mm

En la Fig. 5.8 se resumen los resultados obtenidos. Ahí se muestran los valores calculados a partir de las respuestas en frecuencia de las RB del ancho de banda y reflectividad máxima, desviación estándar del RRG, amplitud máxima de RRG y coeficiente de correlación entre el retraso de grupo y  $I$ .

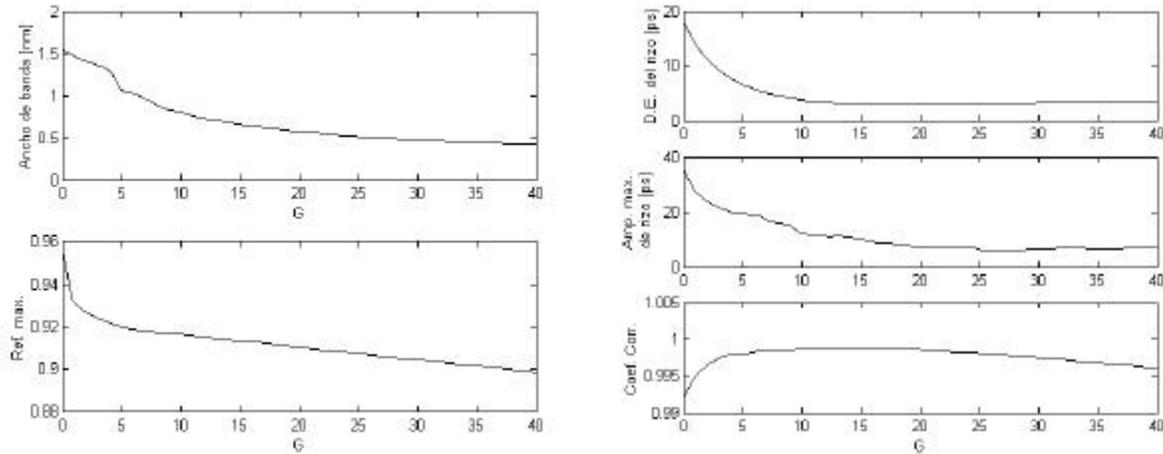


Fig. 5.8  $G$  vs. ANCHO DE BANDA (IZQ., ARRIBA),  $G$  vs. REFLECTIVIDAD MÁXIMA (IZQ., ABAJO);  $G$  vs. DESVIACIÓN ESTÁNDAR DEL RRG (DER., ARRIBA),  $G$  vs. AMP. MAX. RRG (DER., CENTRO),  $G$  vs. COEFICIENTE DE CORRELACIÓN ENTRE  $t_r$  Y  $I$  (DER., ABAJO);  
 $dn_{eff,max} = 1.5 \times 10^{-4}$ ,  $I_B$  DE LA SECCIÓN CENTRAL = 1550 nm,  $dI_B/dz = 0.1$  nm/cm,  $L_g = 50$  mm.

#### a. ANÁLISIS DE LOS PARÁMETROS CALCULADOS DEL ESPECTRO DE MAGNITUD

- Los anchos de banda de las RBNP con apodización son considerablemente menores que los que se obtienen sin apodización, si se mantienen los otros parámetros de la RBNP idénticos. De las gráficas se observa que para una RB sin apodización ( $G = 0$ )  $\Delta I = 1.5$  nm, mientras que con  $G = 40$  se obtiene  $\Delta I = 0.5$  nm. Esto puede ser una limitante para sistemas que requieren el uso de canales con anchura espectral grande.
- El incremento de  $G$  disminuye la máxima reflectividad por lo que se incrementan las pérdidas del dispositivo.

#### b. ANÁLISIS DE LOS PARÁMETROS CALCULADOS DEL RETRASO DE GRUPO

- La selección adecuada de  $G$  permite disminuir la desviación estándar y la amplitud máxima del RRG. Sin embargo, hay un valor de  $G$  a partir del cual estos valores permanecen constantes. En este caso, para  $G > 20$  la desviación estándar del RRG es  $\approx 4$  ps y la amplitud máxima del RRG es  $\approx 8$  ps.
- Hay un valor de  $G$  para el cual el coeficiente de correlación entre el retraso de grupo y  $I$  es máximo ( $G = 15$  en este caso), es decir, se puede optimar la función de apodización

de tal forma que la curva de retraso de grupo se asemeja más a una línea recta. Sin embargo, para todos los casos simulados el coeficiente de correlación tiene un valor cercano a la unidad, lo que indica que el comportamiento de la curva del retraso de grupo es prácticamente lineal.

Los resultados anteriores permiten concluir que el uso de un perfil de apodización simétrico mejora las propiedades del retraso de grupo de las RBNP. Es importante escoger un valor de  $G$  apropiado, que permita mantener la amplitud de RRG dentro de un nivel aceptable al igual que los valores del ancho de banda y reflectividad máxima del dispositivo. Además, se concluye que la variación del parámetro  $G$  permite disminuir la amplitud del RRG pero no permite eliminarlo.

#### **5.4.2 REPERCUSIONES DE LA APODIZACIÓN ASIMÉTRICA EN LA RESPUESTA EN FRECUENCIA DE LAS RBNP**

Por último, se hizo un análisis de las repercusiones de utilizar un perfil de apodización asimétrico en la respuesta en frecuencia de las RBNP. Para ello, se hizo un análisis en donde se dividió la RB en dos partes, cada una siendo modelada mediante una función de apodización distinta:

- El lado izquierdo de la RB, por donde se consideró que entraba la luz, fue modelando con la ecuación (5.4.1) utilizando  $G = 20$ , que corresponde al valor a partir del cual se observó en la sección anterior que la máxima amplitud del RRG permanecía constante. A este valor de  $G$  se le llamó  $G_1$ .
- El lado derecho de la RB fue modelado también con la ecuación (5.4.1) pero se estudió como variaba la respuesta en frecuencia variando  $G$  de 0 a 8, donde 0 corresponde al caso donde no hay apodización. A este valor de  $G$  se le llamó  $G_2$ .

Además, se definió un parámetro  $p$ , correspondiente al porcentaje de la longitud total que abarcaba la parte derecha de la RB. Se estudiaron cuatro casos:  $p = 25\%$ ,  $p = 50\%$ ,  $p = 75\%$ ,  $p = 100\%$ .

Para ilustrar lo anterior, en la Fig. 5.9 se muestran algunos casos estudiados ( $p = 25\%$  (arriba) y  $p = 50\%$  (abajo)). Ahí se observa que el lado izquierdo del perfil de apodización, por donde se hizo entrar la luz, se modeló utilizando un valor constante de  $G_1 = 20$ ; la parte derecha del perfil de apodización fue modelada utilizando distintos valores de  $G_2$ .

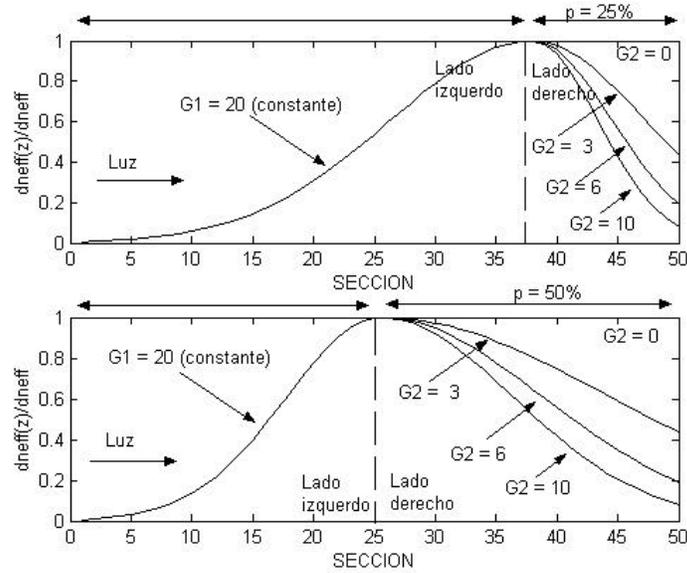


Fig. 5.9 ALGUNOS PERFILES DE APODIZACIÓN ASIMÉTRICOS ESTUDIADOS. EL LADO DERECHO DEL PERFIL FUE MODELADO CON UN PERFIL GAUSSIANO CON VALOR DE  $G_1 = 20$ , MIENTRAS QUE EL IZQUIERDO CON DISTINTOS VALORES DE  $G_2$ ;  $p = 25\%$  (ARRIBA),  $p = 50\%$  (ABAJO).

Para el estudio se utilizaron los mismos valores de los parámetros de la RB ocupados en la sección 5.4.1. En la Fig. 5.10 se resumen los resultados obtenidos; ahí se muestran los valores calculados a partir de las respuestas de las RB del ancho de banda y reflectividad máxima, desviación estándar del RRG, amplitud máxima de RRG y coeficiente de correlación entre la el retraso de grupo y  $I$ , para los distintos valores de  $p$ .

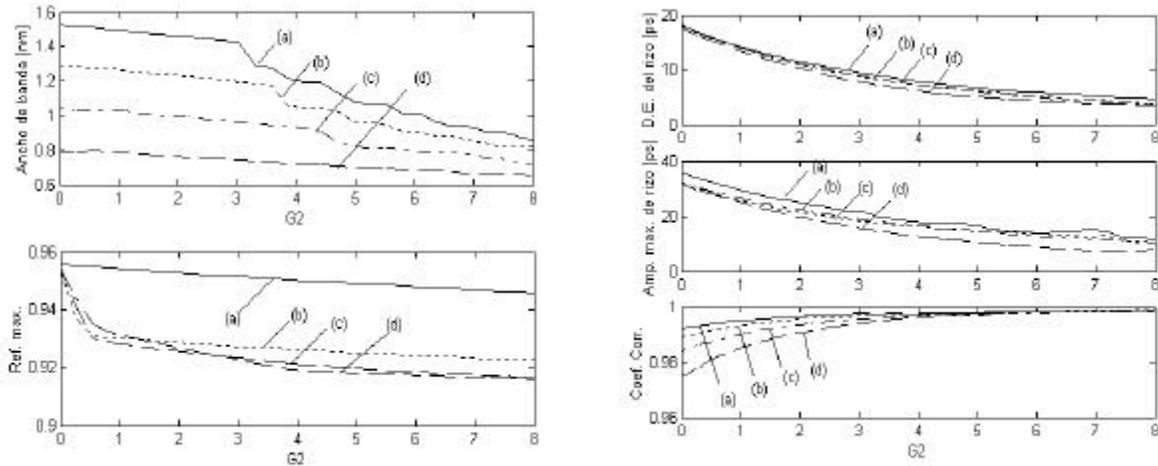


Fig. 5.10  $G_2$  vs. ANCHO DE BANDA (IZQ., ARRIBA),  $G_2$  vs. REFLECTIVIDAD MÁXIMA (IZQ., ABAJO);  $G_2$  vs. DESVIACIÓN ESTÁNDAR DEL RRG (DER., ARRIBA),  $G_2$  vs. AMP. MAX. RRG (DER., CENTRO),  $G_2$  vs. COEFICIENTE DE CORRELACIÓN ENTRE  $t_r$  Y  $I$  (DER., ABAJO).

(a)  $p = 100\%$ , (b)  $p = 75\%$ , (c)  $p = 50\%$ , (d)  $p = 25\%$ ;

$dn_{eff,max} = 1.5 \times 10^{-4}$ ,  $I_B$  DE LA SECCIÓN CENTRAL = 1550 nm,  $dI_B/dz = 0.1$  nm/cm,  $L_g = 50$  mm.

## ANÁLISIS DE LA RESPUESTA DE LAS RB CON APODIZACIÓN ASIMÉTRICA

- Los resultados obtenidos muestran que con perfiles de apodización asimétricos es posible obtener mayores anchos de banda que con los simétricos para un mismo valor de la amplitud del RRG. Por ejemplo, en la Fig. 5.8 se observa que para el valor de  $G = 5$  se obtiene un RRG cuya máxima amplitud alcanza los 20 ps y la RB exhibe un ancho de banda  $\Delta I \approx 1$  nm. En contraste, en la Fig. 5.10 se muestra que para las curvas con  $p = 100$  y 75 %, con el valor de  $G_2 = 2$ , donde se obtiene una máxima del RRG de 20 ps, la RB tiene un ancho de banda de  $\Delta I \approx 1.3$  nm y 1.5 nm, respectivamente.
- Los máximos valores de ancho de banda y reflectividad máxima para RB de este tipo se obtienen cuando una parte de ella no está apodizada ( $G_2 = 0$ ). Sin embargo, esto también incrementa la desviación estándar del RRG y la máxima amplitud del mismo.
- El coeficiente de correlación entre el retraso de grupo y  $I$  tiene un valor muy cercano a la unidad para todos los casos estudiados, lo que implica que para perfiles de apodización asimétrica, la curva del retraso de grupo conserva un comportamiento lineal.

En la Fig. 5.11 se muestra la reflectividad de una RB con apodización asimétrica en donde se utilizaron los siguientes valores:

Parámetro	Valor utilizado
$dn_{eff,max}$	$1.5 \times 10^{-4}$
$I_B$ de la sección central	1550 nm
$dI_B/dz$	0.1 nm/cm
$L_g$	50 mm
$G_1$	20
$G_2$	4

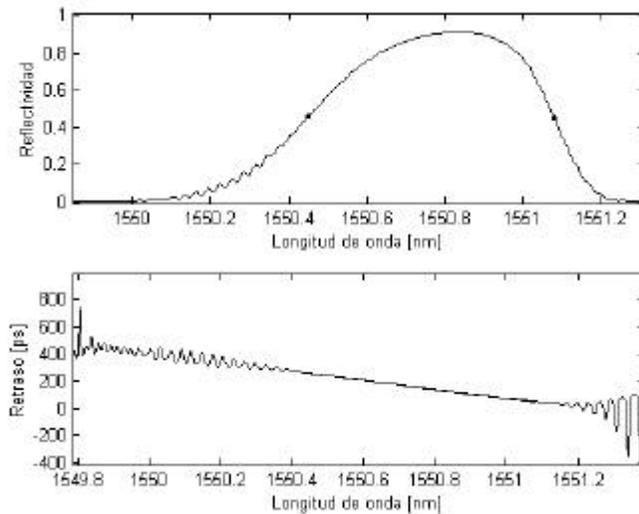


Fig. 5.11 REFLECTIVIDAD Y CURVA DE RETRASO DE RBNP CON APODIZACIÓN GAUSSIANA ASIMÉTRICA;  
 $L_g = 50 \text{ mm}$   $I_B$  DE LA SECCIÓN CENTRAL = 1550 nm,  $dn_{eff,max} = 1.5 \times 10^{-4}$ ,  $dI_B/dz = 0.1 \text{ nm/cm}$ ,  
 $G_1 = 20$ ,  $G_2 = 4$ .

La Fig. 5.11 revela que las RB con perfiles de apodización asimétricos presentan una curva de reflectividad que no es simétrica con respecto a la longitud de onda donde se presenta el máximo valor, en contraste con lo que ocurre en el caso con las RB con apodización simétrica.

## 5.5 CONCLUSIONES

- La tasa de variación de la longitud de onda de Bragg por unidad de longitud permite controlar el coeficiente de dispersión de estos elementos.
- El uso de rejillas de Bragg con cambios del índice de refracción grandes permite aumentar el ancho de banda de estos dispositivos pero esto trae como consecuencia un empobrecimiento considerable de las características del retraso de grupo requeridas para la compensación de la DC.
- El aumento de la longitud de las rejillas de Bragg permite aumentar el ancho de banda de estos dispositivos y no repercute de manera importante en el incremento de la amplitud del rizo del retraso de grupo. Sin embargo, pequeñas variaciones de este parámetro modifican considerablemente la respuesta en frecuencia.
- El uso de un perfil de apodización simétrico permite disminuir la amplitud del rizo del retraso de grupo que presentan las rejillas de Bragg aunque esto trae consigo una disminución del ancho de banda de los dispositivos; mediante las características de la función de apodización es posible controlar el compromiso que existe entre la amplitud del rizo de retraso de grupo, la máxima reflectividad y el ancho de banda.

- El uso de perfiles de apodización asimétricos permite aumentar el ancho de banda de las rejillas de Bragg en comparación con aquellas con apodización simétrica pero provoca un aumento en la amplitud del rizo de retraso de grupo.

---

## CONCLUSIONES GENERALES

---

1. El control de los efectos provocados por la dispersión cromática es indispensable para el desarrollo de sistemas de telecomunicaciones por fibra óptica que trabajan con altas tasas de transmisión, que manejan anchos de banda muy grandes o que abarcan grandes distancias. Además, los sistemas que emplean la tecnología DWDM requieren necesariamente de compensadores de la dispersión cromática, debido a que éstos utilizan fibras ópticas con un nivel considerable de dispersión para evitar la aparición de efectos no lineales.
2. Las rejillas de Bragg presentan diversas ventajas sobre las fibras compensadoras de la dispersión cromática, actualmente en uso. Entre ellas, se destacan su capacidad de ser sintonizadas, pequeñas dimensiones, bajas pérdidas y facilidad de fabricación. Además, éstas pueden ser utilizadas para la compensación de la dispersión de alto orden y en sistemas que manejan múltiples canales.
3. De acuerdo con los resultados obtenidos a partir de las simulaciones, las rejillas de Bragg cuyo periodo varía de manera lineal, presentan buenas características para la compensación de la dispersión cromática, en contraste con las rejillas de Bragg uniformes. Utilizando rejillas de este tipo, con longitudes del orden de decenas de milímetros, es posible obtener dispositivos que poseen anchos de banda de más de un nanómetro. Además, el ancho de banda puede aumentar si se utilizan fibras ópticas con alta fotosensibilidad, que permiten grandes alteraciones del índice de refracción.
4. La amplitud del rizo en la curva de retraso, que afecta considerablemente el desempeño de las rejillas de Bragg en su uso como compensadores de la dispersión cromática, puede ser controlada mediante la variación de los parámetros de diseño de las mismas. Sin embargo, existe un claro compromiso entre el comportamiento de las oscilaciones y el ancho de banda. Si se mejora una de estas características, necesariamente se empobrece la otra.

5. Las variantes estudiadas muestran que el rizo de la curva de retraso puede ser reducido pero no eliminado. La utilización de perfiles de apodización simétricos y asimétricos no permite disminuir la amplitud del rizo a cualquier nivel deseado. Sin embargo, se obtiene una mejora considerable en comparación con el uso de rejillas de Bragg sin apodización.

---

## APÉNDICE A

---

### MEDICIÓN DE LA DISPERSIÓN CROMÁTICA [48]

La necesidad de satisfacer las demandas de comunicación provoca que los diseñadores de sistemas de este tipo tengan que superar varios obstáculos. Uno de estos obstáculos es la caracterización de la dispersión dentro de la FO o dentro de los dispositivos ópticos. Para controlar el efecto de la dispersión es necesaria la medición y manejo del fenómeno. Básicamente, existen dos métodos para determinar el valor de la DC: por medio de la medición del retraso del pulso y por el cambio de la fase.

#### A.1 MEDICIÓN DEL RETRASO DEL PULSO

Mediante el método del retraso del pulso, la DC es caracterizada a través de la medición directa de la diferencia de tiempos del retraso de grupo. Con este método, múltiples pulsos de luz con diferentes longitudes de onda son enviados al dispositivo a ser examinado. Los pulsos de luz que salgan de dicho dispositivo son luego enviados a un osciloscopio que muestrea las señales y mide el retraso de grupo para cada pulso de luz (hay que recordar que cada pulso de luz viaja con una diferente longitud de onda, que se propaga a una velocidad diferente a través del medio óptico). Sin embargo, este método no tiene una gran resolución debido a que la precisión de la medición queda sujeta a la resolución del osciloscopio que realiza el muestreo.

#### A.2 MEDICIÓN DEL CAMBIO EN LA FASE

Mediante la medición del cambio de fase es posible obtener un valor muy exacto de la DC. Se basa en la medición de la diferencia de fase correspondiente a la diferencia de tiempos del retraso de grupo. La Fig. A.1 muestra el principio detrás del método de cambio de fase; señales sinusoidales moduladas en amplitud son aplicadas a la luz láser mediante una fuente luminosa que emite radiación con longitudes de onda variables. El haz de luz

modulado es posteriormente enviado al dispositivo que se quiere examinar. Una vez que la señal pasa a través del dispositivo, ésta es convertida en una señal eléctrica mediante un convertidor óptico-eléctrico. Posteriormente, esta señal es comparada con la fase de la señal original de la fuente de RF. Con esta información, la diferencia de fase es calculada.

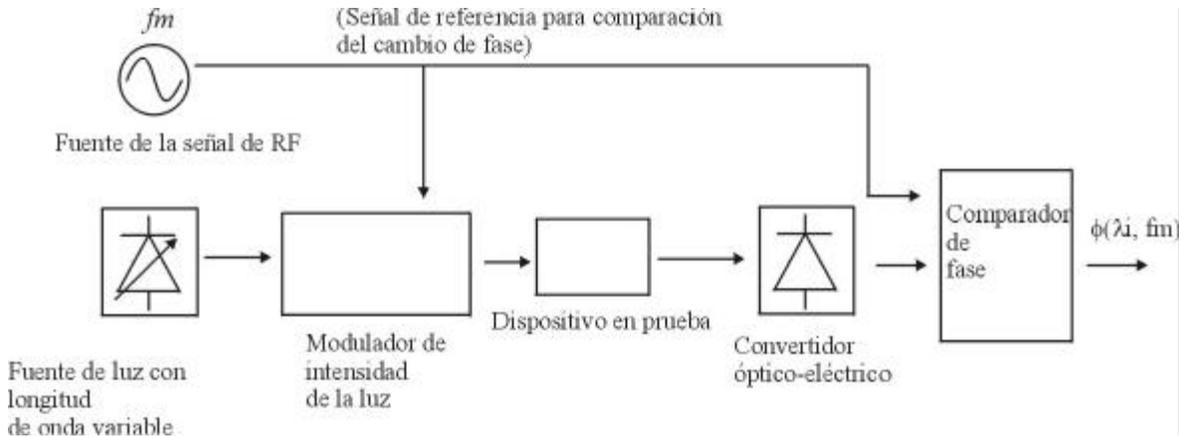


Fig. A.1 PRINCIPIO DE MEDICIÓN DE LA DC POR MEDIO DEL MÉTODO DE CAMBIO DE FASE

El tiempo del retraso de grupo es calculado mediante la fórmula

$$t(I_i) = \frac{f(I_i, f_m)}{2pf_m} \quad (\text{A.1})$$

donde  $f(I_i, f_m)$  es el cambio de fase,  $I_i$  es la longitud de onda del láser y  $f_m$  es la frecuencia de la señal modulada en intensidad.

El retraso de grupo para cada longitud de onda es obtenido cambiando continuamente la longitud de onda de la fuente luminosa. Por último, la DC se obtiene al diferenciar el retraso de grupo con respecto a la longitud de onda, es decir

$$D(I_i) = \frac{\Delta t(I_i)}{\Delta I_i} \quad (\text{A.2})$$

donde  $\Delta t(I_i) = t(I_{i+1}) - t(I_i)$  y  $\Delta I_i = I_{i+1} - I_i$ .

Debido a que este método mide el retraso de grupo mediante técnicas de análisis de fase de alta frecuencia se puede obtener una medición de la DC con gran exactitud. Sin embargo, tiene los inconvenientes de que el equipo requerido para esta medida es caro, voluminoso, y requiere acceso a ambos extremos del dispositivo bajo prueba.

### FOTOSENSIBILIDAD DE LAS FIBRAS ÓPTICAS

La explicación completa de como ocurre el cambio en el índice de refracción de las FO inducido por la radiación UV es un problema muy complejo que está lejos de ser resuelto; depende de muchos factores físicos tales como la cantidad de germanio utilizado para dopar y la estructura del vidrio. Además, puede ser que más de un mecanismo esté involucrado en el proceso [49].

En términos generales, la fotosensibilidad es un tipo de característica del material: cuando algunos materiales son expuestos a luz externa, sus características físicas o químicas cambiarán de manera permanente o temporal. Se ha notado que algunas características en FO dopadas con germanio quedarán modificadas permanentemente cuando luz con una longitud de onda específica incide sobre ella, entre las cuales se encuentran el índice de refracción, espectro de absorción, densidad, etc. Diversos experimentos permiten hacer las siguientes observaciones sobre el efecto de la fotosensibilidad [50]:

1. El índice de refracción cambia de manera permanente.
2. La densidad de la muestra se incrementa.
3. La fotosensibilidad de la FO es proporcional a la densidad del germanio dopante y también depende del tipo de fuente UV y de la densidad de energía incidente en la FO.
4. La fotosensibilidad está también relacionada con el procesamiento de la FO. Por ejemplo, con una alta concentración de moléculas H<sub>2</sub> difundidas en las FO a alta presión y baja temperatura la fotosensibilidad puede ser incrementada drásticamente.
5. Una fotosensibilidad mayor se puede obtener utilizando múltiples dopantes debido a que este tipo de FO tienen puntos de fusión más altos y las diferencias entre los coeficientes de expansión térmica entre el núcleo y el recubrimiento son mayores.
6. Muy buenos resultados se obtienen con FO codopadas con B/Ge.

Con respecto al mecanismo detrás del cambio en el índice de refracción fotoinducido, se cree que los rayos UV son responsables de crear defectos permanentes en el vidrio que generan cambios electrónicos y elásticos en la estructura del material y, en consecuencia, cambios en el índice de refracción.

De acuerdo con una teoría propuesta por Hand y Russel en 1990 [49], la presencia de átomos Ge en el núcleo de la FO llevan a la formación de enlaces con deficiencias de oxígeno (como enlaces Si-Ge, Si-Si, Ge-Ge) que actúan como defectos en la matriz de silicio. El defecto más común es el GeO. La absorción de un fotón de radiación con longitud de onda de 244 nm rompe estos enlaces y crea centros GeE'. Los electrones sobrantes asociados con los centros GeE' son libres de moverse dentro de la matriz del vidrio hasta que se sitúan en lugares con huecos. Estas modificaciones en la estructura del vidrio cambian el espectro de absorción y afectan el índice de refracción.

A pesar de que las modificaciones de la absorción ocurren principalmente en la región ultravioleta, el índice de refracción puede cambiar en la región visible. Para tomar ventaja de la fotosensibilidad, la obtención de cambios grandes en el índice de refracción es importante. Existen diversas tecnologías para aumentar estos cambios:

1. Hidrogenar la FO tiene los siguientes beneficios:
  - Cambios en el índice de refracción de 10 a 50 veces más grandes.
  - Tiempos de exposición cortos.
  - Pérdidas por absorción bajas.
  - Baja birrefringencia.
2. Calentamiento de la FO para incorporar defectos.
3. Dopar con B para promover la absorción de UV y/o la creación de defectos.

## APÉNDICE C

# TIPOS DE FIBRAS ÓPTICAS Y FUENTES QUE SE UTILIZAN PARA LA FABRICACIÓN DE REJILLAS DE BRAGG [29]

Tabla C.1 FUENTES UTILIZADAS PARA EL GRABADO DE RB

Fuente	Longitud de onda UV nm	Calidad del haz	Aplicación
<b>KrF</b>	248	Baja coherencia espacial/ temporal.	Producción masiva.
<b>ArF</b>	193	Baja coherencia espacial/ temporal.	Dispositivos planos, grabado directo.
<b>Nd:YAG (1064 nm) cuadruplicado</b>	266	Baja coherencia transversal.	Fibras hidrogenadas.
<b>Nd:YAG (355 nm vía mezcla de frecuencias)</b>	220-260 sintonizable.	Baja coherencia.	Rejillas grabadas con una máscara de fase.
<b>XeCl (308 nm)</b>	Igual que arriba.	Baja coherencia.	Igual que arriba.
<b>Láser ión argón, 514/488 nm</b>	257, 244	Alta coherencia, puede ser operado a una sola frecuencia, pero no necesariamente.	Para formar rejillas de excelente calidad, fabricación por interferómetro o máscara de fase.
<b>Nd:YLF (1048 nm) cuadruplicado bombeado por un diodo</b>	262	Coherencia media. Buena calidad del haz.	Buena para dispositivos planos.
<b>Láser ión argón a 302 nm</b>	Longitud de onda fundamental.	Excelente coherencia.	Buena para fibras dopadas con deuterio.
<b>Láser ión criptón a 647 nm</b>	323.5	Excelente.	Igual que arriba.

Tabla C.2 FIBRAS UTILIZADAS PARA EL GRABADO DE RB

Tipo de fibra	Cambio en el índice de refracción	Ventajas	Desventajas
<b>Fibra estándar para telecomunicaciones dopada con germanio (3 mol %)</b>	Muy bajo: $dn \sim 1 \times 10^{-6}$ .	Fabricación sencilla, útil para rejillas de baja reflexión.	Muy baja fotosensibilidad, baja birrefringencia, difícil obtención de buena calidad.
<b>Alto dopaje de germanio (10-30 mol %)</b>	Bajo: $dn \sim 1 \times 10^{-4}$ . Formación de la rejilla es lenta.	Buena calidad de fibra, fabricación sencilla.	Birrefringencia.
<b>Dopaje de germanio reducido (10 mol%)</b>	Alto: $dn \sim 5 \times 10^{-4}$ .	Bajas pérdidas por absorción OH <sup>-</sup> .	Necesita de alto dopaje.
<b>Fibra codopada con boro y germanio</b>	Muy alto: $dn \sim 8 \times 10^{-4}$ . Formación de la rejilla relativamente rápida.	Es compatible con la fibra de telecomunicaciones estándar, bajas pérdidas.	Fabricación complicada.
<b>Fibra hidrogenada caliente dopada con germanio</b>	Muy alto: $\delta n \sim 8 \times 10^{-4}$ .	Requiere más germanio que la fibra de telecomunicaciones estándar.	Incremento en las pérdidas por absorción OH <sup>-</sup> .
<b>Fibra codopada B-Ge hidrogenada caliente</b>	Muy alto: $dn \sim 1 \times 10^{-3}$ .	Se puede hacer compatible con la fibra estándar de telecomunicaciones.	Difícil de fabricar. Pérdidas a 1500 nm.
<b>Fibra dopada con germanio sumergida en hidrógeno frío a alta presión</b>	Excelente: $dn \sim 1 \times 10^{-2}$ .	Extremadamente versátil.	Incremento de pérdidas OH <sup>-</sup> al aumentar el $dn$ . Puede llegar a ser de 0.1 dB por rejilla. Tiempo de vida limitado al menos que se mantenga a bajas temperaturas.
<b>Fibra dopada con germanio sumergida en deuterio frío a alta presión</b>	Igual que arriba.	No hay aumento en las pérdidas a 1300/1500 nm ya que las resonancias están fuera de las ventanas de telecomunicaciones.	Extremadamente costosa. Tiempo de vida limitado al menos que se mantenga a bajas temperaturas.

### SIMULACIÓN DE REJILLAS DE BRAGG POR MEDIO DE LA INTEGRACIÓN DIRECTA DE LAS ECUACIONES DE MODOS ACOPLADOS [23]

Si se define el coeficiente de reflexión compleja como  $\mathbf{r}(z) = S(z)/R(z)$  y se diferencia con respecto a  $z$  se obtiene

$$\frac{d\mathbf{r}}{dz} = \frac{\frac{dR}{dz}S - R\frac{dS}{dz}}{S^2} \quad (\text{D.1})$$

Sustituyendo en (D.1) en las ecuaciones de modos acoplados expresadas en (4.2.1) aparece la ecuación diferencial de Ricatti

$$\frac{d\mathbf{r}(z, \boldsymbol{\mathcal{S}})}{dz} = 2i\boldsymbol{\mathcal{S}} \mathbf{r} + i\mathbf{k}(z)\mathbf{r}^2 + i\mathbf{k}^*(z). \quad (\text{D.2})$$

Aplicando las condición de frontera  $\mathbf{r}(L_g, \boldsymbol{\mathcal{S}}) = 0$  se puede empezar al final de la rejilla de Bragg y utilizar métodos de Runge-Kutta para resolver la ecuación hacia atrás hasta llegar a  $z = 0$ . El coeficiente de reflexión se convierte en  $\mathbf{r}(\boldsymbol{\mathcal{S}}) = \mathbf{r}(0, \boldsymbol{\mathcal{S}})$ . A pesar de que el método es simple, el número de pasos de la rutina de Runge-Kutta debe ser largo para garantizar la convergencia. Por ello, puede llegar a ser lento en comparación con otros.

### PARÁMETROS ESTADÍSTICOS CALCULADOS PARA EL ANÁLISIS DEL RIZO DE LA CURVA DEL RETRASO DE GRUPO [51]

#### E.1 REGRESIÓN LINEAL SIMPLE

Se desea determinar la relación entre una sola variable regresiva  $x$  y una variable de respuesta  $y$ . La variable regresiva  $x$  se considera como una variable matemática continua. Si se supone que la verdadera relación entre  $y$  y  $x$  es una línea recta, el valor esperado de  $y$  para cada valor de  $x$  es

$$E(y | x) = \mathbf{b}_0 + \mathbf{b}_1 x \quad (\text{E.1})$$

donde la ordenada al origen  $\mathbf{b}_0$  y la pendiente  $\mathbf{b}_1$  son constantes desconocidas. Suponiendo que cada punto puede describirse mediante el modelo

$$y = \mathbf{b}_0 + \mathbf{b}_1 x + \epsilon \quad (\text{E.2})$$

donde  $\epsilon$  es el error, se hace un proceso de optimación mediante el criterio de los mínimos cuadrados. Esto es, se estiman  $\mathbf{b}_0$  y  $\mathbf{b}_1$  de manera que la suma de cuadrados de las desviaciones entre los puntos calculados y la línea de regresión sean mínimas. El modelo de regresión lineal simple ajustado es

$$\hat{y} = \hat{\mathbf{b}}_0 + \hat{\mathbf{b}}_1 x \quad (\text{E.3})$$

donde

$$\hat{\mathbf{b}}_0 = \bar{y} - \hat{\mathbf{b}}_1 \bar{x} \quad (\text{E.4})$$

$$\hat{\mathbf{b}}_1 = \frac{\sum_{i=1}^N y_i x_i - \frac{\left(\sum_{i=1}^N y_i\right)\left(\sum_{i=1}^N x_i\right)}{N}}{\sum_{i=1}^N x_i^2 - \frac{\left(\sum_{i=1}^N x_i\right)^2}{N}} \quad (\text{E.5})$$

donde  $\bar{y} = (1/N)\sum_{i=1}^N y_i$  y  $\bar{x} = (1/N)\sum_{i=1}^N x_i$ .

El modelo de regresión lineal ajustado es

$$\hat{y} = \hat{\mathbf{b}}_0 + \hat{\mathbf{b}}_1 x. \quad (\text{E.6})$$

## E.2 VARIANZA Y DESVIACIÓN ESTÁNDAR

La varianza es una medida de dispersión que permite evaluar que tan alejados están los valores de una tendencia central. Si  $x_1, x_2, \dots, x_n$  es una muestra con  $N$  observaciones, entonces la varianza de la muestra es

$$s^2 = \frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})^2 \quad (\text{E.7})$$

La desviación estándar se define como la raíz cuadrada positiva de la varianza, es decir,

$$d.e. = \sqrt{s^2} \quad (\text{E.8})$$

## E.3 COVARIANZA Y COEFICIENTE DE CORRELACIÓN

Si  $[X_1, X_2]$  es una variable aleatoria bidimensional, la covarianza es

$$\text{Cov}(X_1, X_2) = E[(X_1 - E(X_1))(X_2 - E(X_2))] \quad (\text{E.9})$$

donde  $E(X_i)$  es la media de  $X_i$  y el coeficiente de correlación, denotado por *c.c.*, está definido como

$$c.c. = \frac{\text{Cov}(X_1, X_2)}{\sqrt{V(X_1)} \cdot \sqrt{V(X_2)}} \quad (\text{E.10})$$

donde  $V(X_1)$  es la varianza de  $X_1$ . El coeficiente de correlación es una cantidad adimensional que mide la asociación lineal entre dos variables aleatorias. Si  $X_2$  se relaciona linealmente con  $X_1$ ,  $r^2 = 1$ .

**FUNCIONES COMUNES DE APODIZACIÓN [52]**

Las funciones de apodización que son comúnmente utilizadas corresponden a ventanas ocupadas en el diseño de filtros. Las definiciones de las constantes de las siguientes expresiones proveen una manera eficiente de controlar las características de las funciones.

1. Ventana hipergaussiana

$$\bar{dn}_{eff}(z) = \bar{dn}_{eff,max} \exp\left[-G\left(\frac{z}{L_g}\right)^{2n}\right] \quad (F.1)$$

2. Ventana de Hamming

$$\bar{dn}_{eff}(z) = \bar{dn}_{eff,max} \frac{1 + H \cos\left(\frac{2pz}{L_g}\right)}{1 + H} \quad (F.2)$$

3. Ventana de Blackman

$$\bar{dn}_{eff}(z) = \bar{dn}_{eff,max} \frac{1 + (1 + B) \cos\left(\frac{2pz}{L_g}\right) + B \cos\left(\frac{4pz}{L_g}\right)}{2 + 2B} \quad (F.3)$$

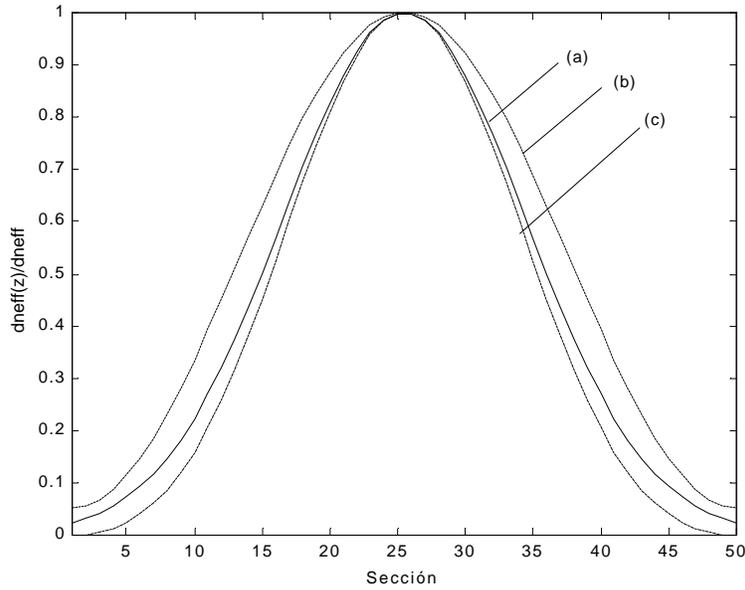


Fig. F.1 VENTANAS DE APDODIZACIÓN (I);  
 (a) GAUSS,  $G = 15$ ,  $n = 1$ , (b) HAMMING,  $H = 0.9$ , (c) BLACKMAN,  $B = 0.2$ .

Un segundo grupo de funciones de apodización está compuesto por aquellas funciones en las cuales hay una región plana en el centro de la RB y una característica de pendiente constante decayendo hacia las orillas de la misma. Las siguientes funciones proveen estas características:

1. Ventana tangente hiperbólica

$$\bar{dn}_{eff}(z) = \bar{dn}_{eff,max} \left\{ 1 + \tanh \left[ b \left( 1 - 2 \left| \frac{2z}{L_g} \right|^a \right) \right] \right\} \quad (F.4)$$

2. Ventana sinc

$$\bar{dn}_{eff}(z) = \bar{dn}_{eff,max} \operatorname{sinc}^A \left[ \frac{1}{2} \left( \frac{2z}{L_g} \right)^B \right] \quad (F.5)$$

3. Ventana de Cauchy

$$\bar{dn}_{eff}(z) = \bar{dn}_{eff,max} \frac{1 - \left(\frac{2z}{L_g}\right)^2}{1 - \left(\frac{2Cz}{L_g}\right)^2} \quad (F.6)$$

4. Ventana coseno elevado

$$\bar{dn}_{eff}(z) = \bar{dn}_{eff,max} \left[ \cos\left(\frac{pz}{L_g}\right) \right]^q \quad (F.7)$$

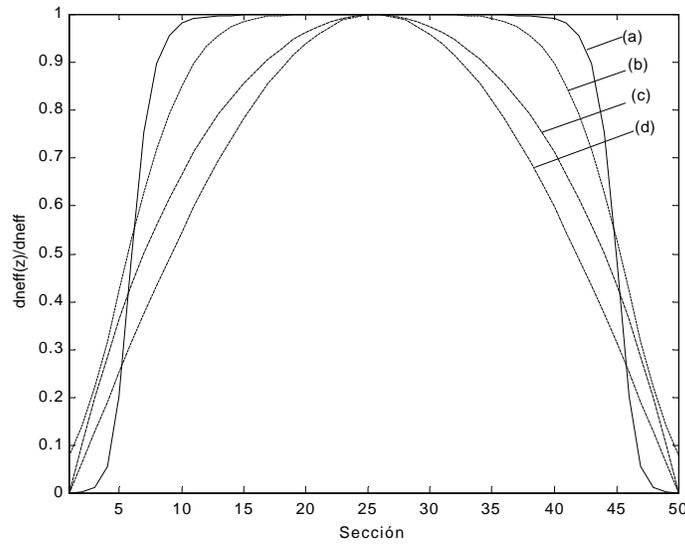


Fig. F.2 VENTANAS DE APODIZACIÓN (II): (a) TANH,  $\mathbf{a} = 3$ ,  $\mathbf{b} = 4$ , (b) SINC,  $A = 60$ ,  $B = 3$ , (c) CAUCHY,  $C = 0.5$ , (d) COSENO ELEVADO,  $q = 1$ .

---

## APÉNDICE G

---

# CÓDIGO FUENTE PARA EL CÁLCULO DE LA RESPUESTA EN FRECUENCIA DE LAS REJILLAS DE BRAGG<sup>11</sup>

```
% PROGRAMA PARA EL CÁLCULO DE LA RESPUESTA EN FRECUENCIA DE LAS RBR

% Calcula el coeficiente de reflexión complejo Ref especificados una función de apodización y los siguientes
parámetros:

% PARÁMETROS DE DISEÑO DE LA RB, UNIDADES

% L: Longitud de la RB, m
% neff: Índice de refracción efectivo
% lambdaD: Longitud de onda de diseño, m
% chirp_rate: Variación del periodo, nm/cm
% l_men: Longitud de onda inicial, m
% l_may: Longitud de onda final, m
% M: Número de puntos de la gráfica
% N: Número de secciones de la RB
%-----

function [Ref] = Respuesta_en_frecuencia(L, neff, dneff, lambdaD, chirp_rate, l_men, l_may, M, N)

%-----
% CONDICIONES INICIALES
% AUX: Matriz de transferencia
% INI: Vector [R0; S0]. Condiciones iniciales

AUX = eye(2);
INI = [1; 0];

%-----
% CÁLCULO DE LA RESOLUCIÓN Y VECTOR DE LONGITUDES DE ONDA
% h: Resolución en términos de la longitud de onda
```

---

<sup>11</sup> Implementado en MATLAB 6.0.

```

% LAMBDA: Vector de longitudes de onda

h = (l_may - l_men)/M;
LAMBDA = [l_men:h:l_may];

%-----
% FUNCIÓN DE APODIZACIÓN
% apodizacion: Regresa un valor del índice de refracción para cada sección de la RB
% dneffz: Índice de refracción de la RB

dneffz = apodizacion(N, dneff);

%-----
% LONGITUD DE LA RB. GARANTIZA UN NUMERO ENTERO DE PERIODOS
% norm_longitud: Regresa el valor de la longitud de la RB y de cada sección garantizando un número entero
de periodos por sección
% L: Longitud total de la RB
% l: Longitud de cada sección de la RB

[L, l] = norm_longitud(lambdaD, neff, L, N);

%-----
% CONDICIONES INICIALES DEL FOR

n = 0;
m = N;

%-----
% CÁLCULO DE LONGITUD DE ONDA DE BRAGG PARA LA ÚLTIMA SECCIÓN

lambda0 = lambdaD - chirp_rate*(L/2*100)*1e-9;

%-----
% CÁLCULO DE LA RESPUESTA EN FRECUENCIA

for lambda = l_men:h:l_may
    n = n+1;
    for m = N:-1:1

        % CAMBIO DE LONGITUD A CENTÍMETROS
        z_cent = (m-1/2)*1*100;

        % CÁLCULO DE LA LONGITUD DE ONDA DE BRAGG

        lambdaB = lambda0 + chirp_rate*z_cent*1e-9;

        % CÁLCULO DE LOS PARÁMETROS DE LA SECCIÓN

        % calculo_angulo: Regresa el valor del ángulo en función de los parámetros de la RB

        sigma = 0;
        desintonizacion = 2*pi*neff*(1/lambda - 1/lambdaB);
        angulo = calculo_angulo(chirp_rate, z_cent, lambdaB, neff);
        sigma_t = desintonizacion + sigma - angulo;
        k = pi/lambda*dneffz(m);
        g = sqrt((k)^2 - (sigma_t)^2);
    end
end

```

```

% CÁLCULO DE LA MATRIZ DE TRANSFERENCIA DE LA SECCIÓN
% T: Matriz de transferencia de cada sección

if g ~= 0
    T(1,1) = cosh(g*1)-i*sigma_t/g*sinh(g*1);
    T(1,2) = -i*k/g*sinh(g*1);
    T(2,1) = conj(T(1,2));
    T(2,2) = conj(T(1,1));

else
    T(1,1) = 1-i*sigma_t*1;
    T(1,2) = -i*k*1;
    T(2,1) = conj(T(1,2));
    T(2,2) = conj(T(1,1));
end

AUX = AUX * T;
m = m-1;
end

% MATRIZ DE TRASFERENCIA TOTAL POR CONDICIONES INICIALES

AUX = AUX*INI;

% CÁLCULO DE LA REFLECTIVIDAD COMPLEJA

Ref(n) = AUX(2,1)/AUX(1,1);
m = N;
AUX = eye(2);
end

```

---

## BIBLIOGRAFÍA

---

- [1] Web ProForum Tutorials, Light without Limits: Taming Dispersion in Tomorrow's High-Speed Networks, The International Engineering Consortium.
- [2] K. Lewotsky, Photonics in the fast lane, Spie's Oemagazine, pp. 35, enero 2001.
- [3] The Authoritative Dictionary of IEEE Standards Term, 7<sup>a</sup>, Piscataway, NJ: IEEE Press: Standards Information Network, EEUU, 2000.
- [4] K. Hinton, Dispersion Compensation Using Apodized Bragg Fiber Gratings in Transmission, Journal of Lightwave Technology, vol. 16, pp. 2336-2345, 1998.
- [5] J. Keiser, Optical Fiber Communications, McGraw-Hill, 2<sup>a</sup> edición, EEUU, 1991.
- [6] G. Agrawal, Fiber-Optic Communication Systems, John Wiley & Sons, 2<sup>a</sup>, EEUU, 1997.
- [7] W. Jones, Introduction to Optical Fiber Communication Systems, Harcourt Brace Javonavich College Publishers, EEUU, 1988.
- [8] J. Riezenman, Optical Nets Brace for Even Heavier Traffic, IEEE Spectrum, 2001.
- [9] A. Kazuhiko, et al., High-performance Dispersion-slope and Dispersion Compensation Modules, Fujikura Technical Review, 2002.
- [10] G. Einarsson, Principles of lightwave communications, John Wiley & Sons, Reino Unido, 1996.
- [11] P. Bayvel, Optical Transmission System Design Techniques and Computer-aided Design Tools, Business Briefing: Global Optical Communications, 2002.

- [12] A. Lindstrom, Defeating Dispersion. Part 1, Telephony Magazine, pp. 1-10, EEUU, 2000.
- [13] R.B. Kummer, Dispersion Compensation, OFC '98 Technical Digest, p. 71.
- [14] M.J. Li, Recent Progress in Fiber Dispersion Compensation, 2001, IEEE vol. 4, pp. 486-489, 2001.
- [15] K. Aikawa, et al., High-performance Dispersion-slope and Dispersion Compensation Modules, Fujikura Technical Review, pp. 59-62, 2002.
- [16] Y. Nagasawa, et al., High Performance Dispersion Compensating Fiber Module, Fujikura Technical Review, 2001.
- [17] T.A. Strasser, Next Generation Fiber Grating Devices for Lightwave Communication Systems, 2000.
- [18] Y. Danziger, et al., High-order Mode Fiber : An Innovative Approach to Chromatic Dispersion Management, Optical Networks Magazine, vol. 2, 2001.
- [19] S. Ramachandran, High-Order-Mode Dispersion Compensation for Broadband Dispersion and Non-linearity Management in Transmission Systems, Optical Society of America, 2000.
- [20] M. Shirasaki, Large angular-dispersion by virtually-imaged phased array (VIPA) and its applications to wavelength demultiplexing, Technical Digest, Microoptics Conference (MOC '95), paper PD3, Japón, 1995.
- [21] L. Yang, Analytical treatment of Virtual Image Phase Array, OFC, 2002.
- [22] K. O. Hill, et al., Photosensitivity in optical fiber waveguides: Application to reflection filter fabrication, Appl. Phys. Lett., vol. 32, pp. 647-669, 1978.
- [23] K. O. Hill y G. Meltz, Fiber Bragg Grating Technology: Fundamentals and Overview, J. Lightwave Technology, vol. 15, pp. 1263-1276, 1997
- [24] A. D. Kersey, A review of recent developments in fiber optic sensor technology, Optic. Fiber Technol., vol 2, pp. 291-317, 1996.
- [25] K. O. Hill, et al., Narrow-bandwidth optical waveguide transmission filters: A new design concept and applications to optical fiber communications, Electron. Lett., vol. 23, pp. 465-466, 1987.

- [26] C. M. de Sterke, et al., Nonlinear optics in fiber gratings, *Optic. Fiber Technol.*, vol. 2, pp. 253-268, 1996.
- [27] T. Erdogan, Fiber Grating Spectra, *Journal of Lightwave Technology*, vol. 15, pp. 1277-1293, 1997.
- [28] A. Othonos, et al., Fiber Bragg Gratings. Fundamentals and Applications in Telecommunications and Sensing, Artech House, EEUU, 1999.
- [29] R. Kashyap, Fiber Bragg Gratings, Academic Press, EEUU, 1999.
- [30] K. O. Hill, B. Malo, K. A. Vineberg, F. Bilodeau, D. C. Johnson y I. Skinner, *Electron. Lett.* 26, 1270, 1990.
- [31] A. D. Kersey, Fiber Grating and Applications, CLEO, 1996.
- [32] R. E. Epworth, U.K. Patent GB 2161612B, 1984.
- [33] F. Ouellette, *Opt. Lett.* 12, 847, 1987.
- [34] P. Petruzzi, et al., Dispersion Compensation Using Only Fiber Bragg Gratings, *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 5, pp. 1339-1344, 1999.
- [35] Y. Makiuchi, et al., Development of a Low-Loss Optical Circulator, *Furukawa Review*, No. 22, 2002.
- [36] F. Ouellette, et al., All-Fiber Devices for Chromatic Dispersion Compensation Based on Chirped Distributed Resonant Coupling, *Journal of Lightwave Technology*, vol. 12, pp. 1728-1737, 1994.
- [37] R. G. Priest, T.G. Giallorenzi, Dispersion compenstion in coherent fiber-optic communications, *Opt. Lett.*, vol, 12, pp. 622-625, 1990.
- [38] B. J. Eggleton, et al., Recompression of Pulses Broadened by Transmission through 10 km of Non-Dispersion-Shifted Fiber at 1.55  $\mu\text{m}$  Using 40-mm-Long Optical Fiber Bragg Gratings with Tunable Chirp and Central Wavelength, *IEEE Photonics Technology Letters*. vol. 7, pp. 494-496, 1995.
- [39] R. Lachance, et. al., Fiber Bragg Gratings and Chromatic Dispersion, 2000.
- [40] C. Voss, Chromatic Dispersion Compensator Design Using Linearly Chirped Fiber Bragg Gratings, *EE 232*, 2000.
- [41] K. O. Hill, S. Thériault, B.Malo, et.al, Chirped in-fibre Bragg grating dispersion compensators: Linearisation of dispersion characteristic and demonstration

- of dispersion compensation in 100 km, 10 Gbit/s optical fibre link,  
Electronic Letters, Vol. 30, p. 1755, 1994.
- [42] S. Jamal, Variation in the Performance of Multispan 10 – Gb/s System Due to the Group Delay Ripple of Dispersion Compensation Fiber Bragg Gratings, Journal of Lightwave Technology, vol. 12, pp. 28-35.
- [43] M. L. Rocha, A Technique to Increase the Dispersion and to Reduce the Penalties Associated with Group Delay Ripple in Dispersion Compensation Gratings, IEEE, pp. 155-158, 2001.
- [44] T. N. Nielsen, et al., Penalties associated with group delay imperfections in optical components for NRZ, Z and duo-binary encoded signals, ECOC 99.
- [45] M. Schiano, G. Zaffiro, Polarization mode dispersion in chirped fibre gratings, ECOC'98, pp. 403-404, 1998.
- [46] J. E. Sipe, Dispersion of Optical Fiber With Far Off-Resonance Gratings, Journal of Lightwave Technology, vol. 19, pp. 1892-1897, 2001.
- [47] L. R. Chen, Ultrashort Pulse Reflection from Fiber Gratings: A Numerical Investigation, Journal of Lightwave Technology, vol. 15, pp. 1503-1512, 1997.
- [48] Y. Tomogu, High Speed, High Precision Measurement Techniques for Chromatic Dispersion.
- [49] J. Canning, Opt. Fiber Technol. 6, p. 275, 2000,
- [50] J. Wen, Introduction of fiber gratings, Final Report for ENEE, 785B.
- [51] W. Hines, et al., Probabilidad y estadística, 3<sup>a</sup> edición, CECSA, México, 1999.
- [52] D. Pastor, Design of Apodized Linearly Chirped Fiber Gratings for Dispersion Compensation, Journal of Lightwave Technology, vol. 14, 1996.
- [53] E. Hecht, A. Zajac, Óptica, Addison Wesley Longman, México, 1998.