

300617  
37  
24



# UNIVERSIDAD LA SALLE

ESCUELA DE INGENIERIA  
INCORPORADA A LA  
UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

## ALGORITMO DE RECEPCION OPTIMA EN SISTEMAS OPTICOS

**TESIS PROFESIONAL**  
QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:  
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA

AREA: ELECTRICA - ELECTRONICA

P R E S E N T A :

JOSE MEZA VARGAS

Director de Tesis: Ing. José A. Torres Hernández

MEXICO, D. F.

ABRIL DE 1993

**TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN**



## **UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso**

### **DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL**

Todo el material contenido en esta tesis está protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

## INDICE

<b>Introducción</b>	<b>1</b>
<b>Cap. I</b>	
<b>Sistemas de transmisión óptica</b>	<b>6</b>
1.1 Modulador óptico	6
1.2 Canal de fibra óptica	12
1.3 Demodulador óptico	16
<b>Cap. II</b>	
<b>Ruidos asociados al sistema</b>	<b>20</b>
2.1 Ruido por saltos en longitud de onda	20
2.2 Ruido modal de partición	23
2.3 Ruido térmico	24
<b>Cap. III</b>	
<b>Recepción en sistemas ópticos</b>	<b>26</b>
3.1 El filtro adaptable	26
3.2 Algoritmo de error mínimo medio cuadrado	31
3.3 Algoritmo de error forzado a cero	37
<b>Cap IV</b>	
<b>Simulación de sistemas ópticos</b>	<b>39</b>
4.1 Discusión introductoria	39
4.1.1 Análisis de la relación de bits erróneos ignorando el ruido modal de partición	44
4.1.2 Ruido modal de partición	50
4.2 Varianza del ruido térmico	53
4.3 Forma del pulso a la salida de la fibra	53
<b>Cap. V</b>	
<b>Consideraciones Generales</b>	<b>56</b>
5.1 Técnicas de ancho de banda	56
5.2 Comparación con otros sistemas desarrollados	57

<b>5.3 Detalles en la construcción de un sistema de transmisión via fibra óptica</b>	<b>57</b>
<b>Conclusiones</b>	<b>59</b>
<b>Bibliografía</b>	<b>61</b>

## INTRODUCCION

El tipo de enlace óptico utilizado en sistemas de fibra óptica de alta velocidad de transmisión a largas distancias es como el que se ilustra en la fig 1. El transmisor es un diodo laser modulado por intensidad de corriente. El medio de transmisión es una fibra monomodo. El receptor óptico esta basado en un fotodiodo el cual detecta la potencia óptica. Aunque existen muchas variaciones de este tema basico, con diferentes lasers y tipos de detectores, los requerimientos comunes para un sistema de alto desempeño de máxima potencia acoplada, baja pérdida, canal de amplio ancho de banda (BW) y receptor sensitivo virtualmente garantiza una configuración como esta. El amplio interés en sistemas ópticos se debe primordialmente a las perdidas tan bajas y al enorme ancho de banda de transmisión posible por la evolución de las fibras ópticas.

Información digital puede ser enviada por una fibra óptica a lugares remotos a velocidades más grandes que las que se hayan logrado con cualquier otro medio de transmisión. Generalmente el objetivo del diseño de sistemas digitales ópticos es el de maximizar la velocidad de transmisión y la distancia a que se transmite para un rango de error específico. Al hacer esto, las propiedades de estos sistemas estan dictadas por las características de la fibra, incluyendo dispersión, atenuación, alinealidades, y potencia acoplada. No todas estas son independientes. La evolución de fibras multimodo a fibras monomodo se debe al incremento posible en el ancho de banda, a expensas de la potencia acoplada.

Por el gran interés desarrollado durante los ultimos quince años en el desarrollo de sistemas digitales de transmisión via fibra óptica, sistemas consagrados emplean canales de fibra óptica que utilizan propagación en tipo monomodo para alcanzar

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

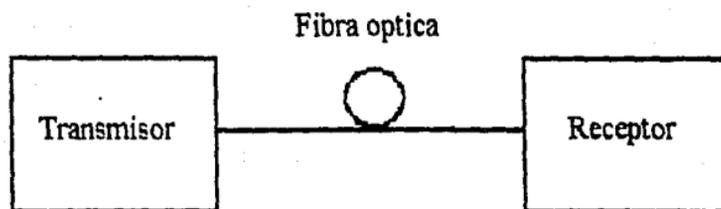


Fig. 1 Enlace óptico típico

grandes anchos de banda de transmisión. Estos sistemas conocidos como de fibras monomodo utilizan una de las longitudes de onda nominales para la modulación y propagación de transmisión digital.

La evolución de la longitud de onda de transmisión de 1300 nm a la de 1550 nm toma ventaja de la baja atenuación encontrada a longitudes de onda mayor, aun de el incremento en la dispersión. Para explotar la mínima atenuación a los 1550 nm, el problema de la dispersión debiera reducirse a esta longitud de onda, esto puede lograrse mejorando las técnicas de fabricación de moduladores ópticos y/o de las fibras ópticas [1][3].

Fibras monomodo convencionales de índice escalonado tienen dos ventanas de longitud de onda de interés para los diseñadores de sistemas ópticos. A los 1330 nm, la dispersión de la fibra es casi cero (valor mínimo), a los 1550 nm, la atenuación de la fibra es mínima, los sistemas que operan en la ventana de mínima dispersión tienden a ser limitados por la atenuación de la fibra, mientras que aquellos que operan en la ventana de mínima atenuación tienden a ser limitados por la dispersión [3]. Las fuentes y detectores pueden ser fabricados para trabajar a lo largo de toda la región de largas longitudes de onda, con pequeñas diferencias de fabricación. Aunque se han impuesto records en ambas ventanas, experimentos recientes han demostrado que se pueden obtener mejores productos velocidad de transmisión-distancia en la ventana de 1550 nm. esto es con la ayuda de sofisticadas estructuras en los lasers [41].

Fibras de dispersión desviada, o lasers de modos longitudinales únicos son necesarios para explotar la atenuación mínima de la fibra. Ambas opciones envuelven complicaciones significantes. Ya que la dispersión esta relacionada al ancho espectral de la fuente, el laser debe ser diseñado para operar a una longitud de onda única.

Podemos caer en fallas significantes por Interferencia intersimbólica (ISI) si utilizamos sistemas de alta velocidad de transmisión a 1550 nm con lasers multimodo. La propuesta de utilizar lasers con un modo longitudinal único es complicada por la complejidad en la construcción del dispositivo y por la longitud de onda no ideal del laser bajo modulación. Pero la propuesta de fibras de dispersión desviada también sufre de limitaciones. Fibras diseñadas para dispersión nula en la ventana de 1550 nm requieren de un complejo perfil del índice de refracción y a la fecha no se ha podido lograr la baja atenuación del diseño de fibras convencionales.

En esta tesis examinamos el problema asociado al usar fuentes de angosto ancho de línea y consideramos métodos prácticos de ecualización para resolver el problema de la dispersión.

Para tener una detección confiable en sistemas de transmisión monomodal en la ventana de 1.55  $\mu\text{m}$  podemos agregar a la interferencia intersimbólica un fenómeno estadísticamente intrínseco al modulador óptico y el canal de fibra óptica, llamado ruido modal de partición (MPN) [6]. Definiremos y modelaremos matemáticamente el MPN en los capítulos dos y cuatro.

Describiremos a continuación la organización del resto de la tesis. En el capítulo uno se mencionan los componentes de un sistema de transmisión vía fibra óptica. El comportamiento dinámico es descrito cuantitativamente mediante los modelos metaméricos de cada componente. En el capítulo dos se describen y modelan los ruidos asociados a los diferentes componentes del sistema descrito en el capítulo uno. En el capítulo tres, discutimos la recepción de información en el sistema descrito, y se desarrollan los modelos matemáticos para los algoritmos de ecualización de error forzado a cero y error de mínima media cuadrada. Otros modelos matemáticos son desarrollados en el capítulo

cuatro para facilitar la simulación y evaluación del rango de bits erróneos en el sistema ecualizado. El capítulo cinco subraya las aplicaciones de este algoritmo desarrollado, lo compara con otros trabajos realizados en los últimos años y menciona características en la construcción de sistemas de alta velocidad. Para finalizar se destacan las contribuciones de este trabajo, conclusiones y sugerencias de investigación.

## CAPITULO I

### SISTEMAS DE TRANSMISION VIA FIBRAS OPTICAS.

Este capítulo introduce un sistema típico de transmisión digital via fibra óptica y discute los problemas presentes para una detección confiable en tal sistema.

En la figura 1.1 se ilustra un diagrama a bloques del sistema considerado. La fuente de información emite una secuencia,  $\{I_n\}$ , de dígitos binarios equiprobables, independientes e idénticamente distribuidos. Asumimos que la fuente codifica la señal. Por lo tanto, este sistema actúa como un "canal codificado" entre la fuente y el receptor de información [5].

Se discutirán los modelos matemáticos del modulador óptico, la fibra y demodulador. Estos modelos se utilizarán en subsecuentes capítulos para el diseño del bloque de procesamiento de señales.

#### 1.1 MODULADOR OPTICO.

El modulador óptico mapea la secuencia de entrada de una corriente eléctrica a una densidad espectral de potencia óptica utilizando un formato de modulación por intensidad de corriente. Este mapeo se logra gracias a una juntura P-N de doble heteroestructura polarizada directamente. Esta juntura puede ser un LED (Diodo Emisor de Luz) ó un LD (Diodo Laser). Para este estudio se considerará únicamente el uso del LD por su ancho de banda más amplio y capacidad de mayor manejo de potencia [7].

En general, los lasers son osciladores ópticos. Lasers semiconductores de largas longitudes de onda basados en diseños de diodos de inyección tienen como característica la curva de la figura 1.2. Una corriente DC de polarización es aplicada al diodo para

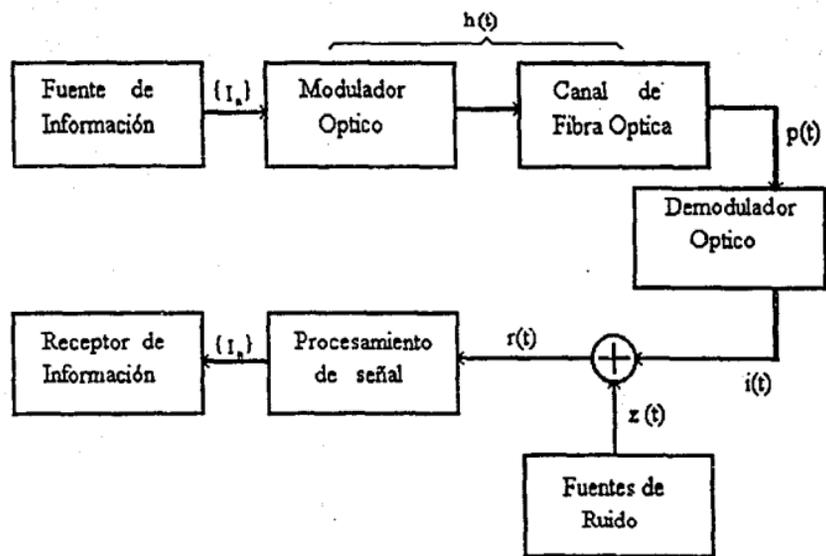


fig. 1. Sistema de transmisión via fibra óptica

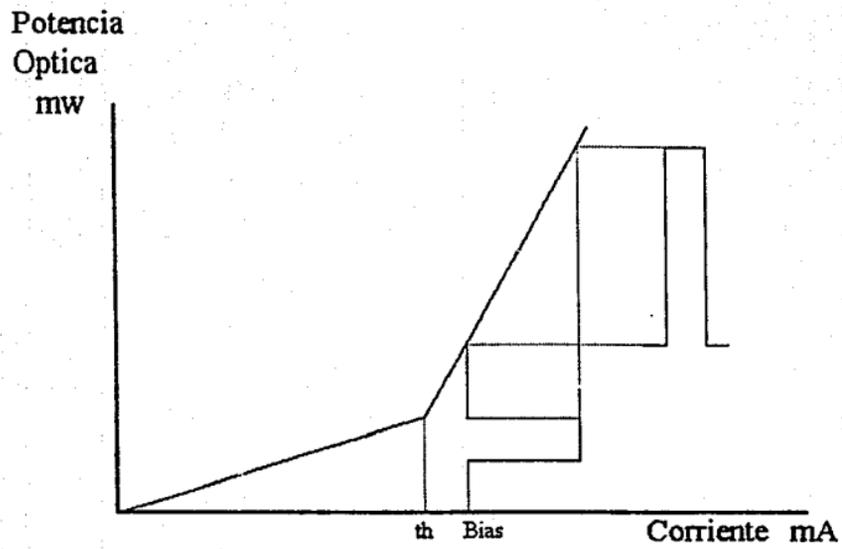


fig. 1.2 Característica del diodo laser

mantenerlo cerca de su punto de operación, una corriente de inyección AC es superpuesta a la corriente DC para modular la intensidad de la luz de salida.

Los LD presentan variaciones en la longitud de onda (WL) portadora en un amplio rango que va de 4 pm (50 Mhz) para lasers de frecuencia única [8], a 4nm (500 Ghz) para lasers de modos multilongitudinales [9], situación que no se da en la mayoría de los osciladores de otros sistemas de transmisión digital pasabanda. El laser de frecuencia única oscila, como su nombre la indica, con un solo modo longitudinal. El espectro promediado en el tiempo de un laser es como el que se muestra en la figura 1.3a. El espectro de lasers de modos multilongitudinales es similar al de la figura 1.3b. con un gran número de modos oscilantes [10].

El espectro instantáneo de un laser varía de manera estadística sobre su característica promediada en el tiempo. Las fluctuaciones en la altura de los modos individuales es causada por la competencia entre los modos por capturar fotones individuales dado que hay una fuente común de portadores inyectados excesivos. El número total de fotones capturados por todos los modos permanece relativamente constante mientras que el número de fotones en un modo particular varía ampliamente. Por lo tanto, la intensidad de la luz emitida por el laser se mantiene esencialmente constante.

Materiales de diferentes índices de refracción dentro del cuarto grupo (InGaAsP) son utilizados para formar una cavidad resonante basada en el principio de guía de onda dentro del cristal del laser. El material de la capa activa provee una ganancia óptica bajo las condiciones apropiadas de polarización. Los espejos de la cavidad resonante estan provistos de cristales con caras concéntricas recubiertas con los dieléctricos apropiados. Convenientemente, los dos diseños de guía-indexada son fundamentalmente similares, permitiendo que sean tratados con el mismo modelo de ecuaciones de relación [25],

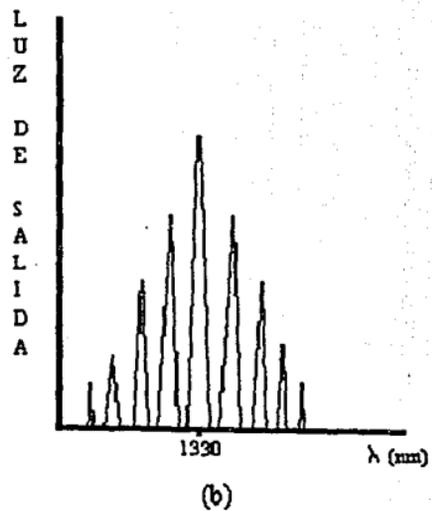
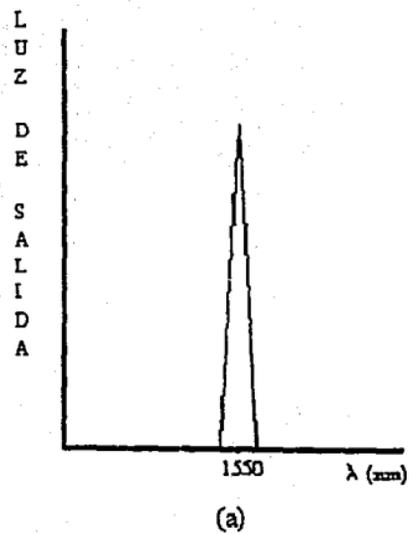


fig. 1.3 Espectros del del diodo laser

utilizando parámetros con valores numéricos muy similares. Ambos cuentan con las propiedades de baja corriente de espera y alta potencia a la salida, un amplio ancho de banda de modulación.

El comportamiento dinámico de los diodos laser puede modelarse en términos de las ecuaciones de relación [25, 35]:

$$\dot{p} = \{ G(n) | 1 - \epsilon p | - \gamma \} p + R_{sp} \quad \text{Ecc.1.1}$$

$$\dot{n} = \frac{I(t)}{q V_a} - \{ G(n) | 1 - \epsilon p | \} p + R_c \quad \text{Ecc.1.2}$$

$$\dot{\phi} = \frac{1}{2} \alpha \{ G(n) | 1 - \epsilon p | - \gamma \} \quad \text{Ecc.1.3}$$

Estas ecuaciones describen, en términos específicos, la interrelación de la densidad de fotones, la densidad de portadores y la fase óptica dentro de la cavidad resonante del laser.

La Ecc.1.1 determina la razón de cambio de la densidad de fotones a partir de la razón de fotones por emisión estimulada (ganancia), la razón de pérdidas internas y de cada cara, la razón de emisiones espontáneas cuando se encuentra emitiendo luz concentrada (luz laser). La Ecc.1.2 nos da la razón de cambio de densidad de portadores a partir de la razón de portadores de inyección, la razón de pérdidas de portadores debido a la emisión estimulada y la razón de recombinación espontánea de portadores totales. Y de la Ecc.1.3,

la razón de cambio de la fase óptica es la diferencia entre la emisión estimulada de fotones y la razón de decaimiento multiplicado por el factor de mejoramiento del ancho de línea ( $\alpha$ ) [37].

El uso del modelo del laser requiere solo del conocimiento de los parámetros que ocurren en las ecuaciones de relación. Los parámetros de modulación, tales como, la magnitud de la corriente de polarización y el tiempo de subida de modulación determinan la corriente inyectada,  $I(t)$ . Dada la lista completa de parámetros, podemos realizar la integración numérica del sistema de ecuaciones y así obtener la potencia de salida del laser  $m(t)$  y la fase óptica  $\phi(t)$ . Esto representa el modelo del laser.

## 1.2 CANAL DE FIBRA OPTICA.

La señal óptica transmitida por el laser es acoplada a una fibra óptica monomodal para ser guiada al demodulador óptico. Se asume usualmente que este canal es lineal en potencia [40]. Por lo tanto, la potencia óptica de salida al final de la fibra,  $p(t)$ , se puede representar por

$$p(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n h(t-nT) \quad \text{Ecc. 1.4}$$

donde:  $h(t-nT)$  es la respuesta de la fibra a la distribución espectral del  $n$ -ésimo pulso transmitido por el laser,  
y  $T$  es el periodo del bit.

Cómo en cualquier canal de transmisión, la fibra distorsiona la señal que pasa a través de ella. En la mayoría de los sistemas pasabanda de transmisión digital, ésta distorsión se ve dominada por la atenuación diferencial y el retraso de grupo diferencial a lo largo de la pasabanda. Esto ocurre porque la frecuencia de portadora es esencialmente un tono puro comparado con el ancho de banda de la señal modulada. Así mismo, en sistemas de fibra óptica, la variación en la longitud de onda de la portadora es la causa de mayor importancia de dispersión y atenuación diferencial.

La característica de la atenuación de una fibra típica está dada en la figura 1.4. Scattering de Rayleigh, el cual es inversamente proporcional a la cuarta potencia de la longitud de onda, domina la atenuación en ondas cortas. A largas longitudes de onda, domina la absorción infrarroja [10]. La longitud de onda de atenuación mínima ocurre aproximadamente a  $1.55 \mu\text{m}$ . La atenuación por unidad de longitud de fibra (dB/Km) en la región de  $1.55 \mu\text{m}$ ,  $A(\lambda)$ ; puede ser modelada como :

$$A(\lambda) = 0.98/\lambda^4 + 0.16 \quad \text{Ecc.1.5}$$

donde  $\lambda$  es la longitud de onda óptica en  $\mu\text{m}$ . La atenuación atribuida a los conectores y empalmes es modelada por el término constante.

El retraso de grupo por unidad de longitud de fibra es modelado por :

$$T(\lambda) = 0.0415/c (\ln (\lambda/\lambda_m) + \lambda_m/\lambda - 1) \quad \text{Ecc.1.6}$$

donde :  $c$  es la velocidad de la luz en el espacio libre ( $3 \times 10^8$  m/s)

y  $\lambda_m$  es la longitud de onda de mínima dispersión cromática ( $1.33 \mu\text{m}$ ).

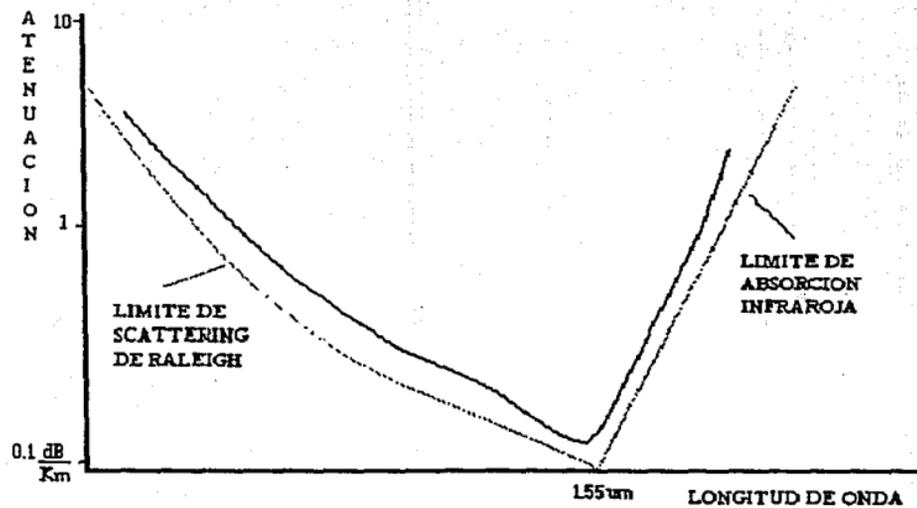


fig. 1.4 Característica de atenuación de la fibra

El hecho de que  $\lambda_m$  es la longitud de onda de mínima dispersión cromática se observa de :

$$T(\lambda) = 0.0415/c (\lambda - \lambda_m)/\lambda^2 \quad \text{Ecc.1.7}$$

el cual se desvanece cuando  $\lambda$  es igual a  $\lambda_m$ . Para un laser que emite radiación de 1.550 +/- 0.001  $\mu\text{m}$ , el retraso de grupo diferencial sobre 50Km es 1.4 ns. Este resultado es significativo si lo comparamos con el periodo de 3.64 ns de un sistema de 275 Mb/s. Consecuentemente, muchos autores han reportado sistemas de fibra óptica de alta velocidad de transmisión limitados por la dispersión asociada [6,7].

Ya que  $\lambda_m$  es diferente de la longitud de onda de atenuación mínima, el diseñador del sistema se encuentra con el problema de dar atenuación por dispersión.. Sistemas de alta velocidad actuales estan siendo implementados por lasers de modos multilongitudinales emitiendo energía a 1.3  $\mu\text{m}$ . En adición a esto, existe un esfuerzo considerable por parte de los investigadores para explorar la utilización de la ventana de 1.55  $\mu\text{m}$  para explotar la atenuación mínima en la fibra. Sistema futuros utilizando multiplexaje por división de longitudes de onda, serán requeridos a usar longitudes de onda diferentes a la de dispersión mínima.

Para poder reducir el problema de la dispersión a 1.55  $\mu\text{m}$ , uno puede considerar usar fibras con  $\lambda_m$  corrido a 1.55  $\mu\text{m}$ , lasers con frecuencia única, ó lasers casi monomodales. Fibras con dispersión corrida requieren de un índice refractivo complicado, y ápenas estan saliendo al mercado. Lasers de frecuencia única requieren de técnicas de fabricación que se encuentran principalmente en etapas de investigación [33]. Lasers casi monomodales tienden a una oscilación multimodal cuando son modulados [35]. Las dos primeras alternativas son comercialmente hablando de alto costo, y la tercera alternativa no resuelve

el problema completamente. Por lo tanto consideraremos métodos prácticos de equalización como un medio para reducir las pérdidas por dispersión.

Hasta ahora, nuestra discusión sobre atenuación y dispersión se puede aplicar igualmente bien a un laser de espectro determinístico cromático. El efecto del canal junto con las variaciones estadísticas de la competencia entre modos dentro de la cavidad del laser distorsiona aún más el pulso recibido. Aunque la forma del pulso óptico en la entrada de la fibra es esencialmente constante, las fluctuaciones de las intensidades de cada modo individual causa una variación en la forma del pulso de salida después de experimentar la atenuación cromática y dispersión de la fibra.

### 1.3 DEMODULADOR OPTICO.

La potencia óptica recibida  $p(\cdot)$  es detectada usando una juntura p-n polarizada en inversa la cual mapea la potencia óptica a corriente eléctrica. El demodulador óptico puede ser ó un fotodiodo PIN, ó un fotodiodo de avalancha (APD). El fotodiodo PIN funciona en la región de baja corriente de polarización de la curva característica del diodo produciendo un par electrón-hueco por cada fotón que absorbe en la región de deflexión. En contraste, el APD funciona en la región de ruptura inversa produciendo muchos portadores adicionales por fotón. Estos portadores extras son producidos por ionización de impacto. La ganancia adicional del APD es utilizada para mejorar la sensibilidad.

Como en los sistemas de transmisión digital via fibra óptica se emplean frecuencias de portadora que son mucho mayores que en cualquier otro sistema comunmente usado, el proceso de demodulación óptico es inherentemente corroido por ruido de corte. Las altas frecuencias implican relativamente grandes energías fotónicas y, correspondientemente, menos llegada de fotones en el receptor por cada intervalo de bit. Consecuentemente,

variaciones en el tiempo aleatorio de llegada de un fotón o variaciones en el número de fotones que lleguen durante cualquier intervalo particular de un bit resultan en degradación de la señal. A frecuencias pequeñas la demodulación promedia estas variaciones sobre el intervalo completo del bit. Un aspecto único del ruido de corte es el hecho de que es dependiente de la señal. La varianza es casi directamente proporcional a la señal.

En adición al ruido de corte, también nos encontramos con ruido multiplicativo si utilizamos un APD como fotodetector. Este ruido es más comunmente modelado como estadísticamente independiente del ruido de corte. Es causado por la multiplicación aleatoria de cada fotón generando un par electrón-hueco. El nivel de ruido se incrementa monótonicamente con el nivel de la ganancia, y con la razón ( $k'$ ) del coeficiente de ionización por impacto de los portadores minoritarios respecto de los portadores mayoritarios en la región de avalancha.

Otro impedimento adicional inherente al proceso de fotodetección el cual discutiremos cualitativamente es la corriente oscura la cual esta presente cuando la radiación incidentes está ausente. Está es causada por la corriente inversa de fuga de portadores minoritarios en el fotodetector. La corriente oscura está presente en los APD's y los diodos P-I-N, y corroe la señal incrementando el ruido de corte.

Modelamos el proceso de fotodetección de manera convencional como un proceso doblemente estocástico de Poisson, filtrado y multiplicado aleatoriamente [16]:

$$i(t) = q \sum_{m=1}^{N(t)} g_m \delta(t - t_m) \quad \text{Ecc. 1.8}$$

donde :  $i(\cdot)$  es la corriente de salida

$q$  es la carga del electrón ( $1.6 \times 10^{-19}$  C)

$N(t)$  es el proceso estocástico que describe el número de pares electrón-hueco creados hasta el tiempo  $t$ .

$t_m$  es el tiempo de creación aleatoria de un par electrón-hueco.

$g_m$  la variable aleatoria estadísticamente independiente de  $N(\cdot)$  y  $t_m$  modelando la multiplicación del par electrón-hueco creado en el tiempo  $t_m$  en un APD.

y  $\delta(\cdot)$  es la función delta de Dirac.

El uso de la función delta de Dirac implica que el ancho de banda del fotodiodo es mucho mayor que el ancho de banda de la señal.

El parámetro de intensidad para este proceso de Poisson,  $\lambda(\cdot)$ , representando la razón promedio de la creación de portadores primarios (portadores por segundo) esta dada por [16]:

$$\lambda(t) = \eta p(t) / (h\nu) + \lambda_0 \quad \text{Ecc.1.9}$$

donde :  $h$  es la constante de Planck ( $6.63 \times 10^{-34}$  Js)

$\Omega$  es la frecuencia de radiación óptica,

$\eta$  es la razón de los portadores de salida respecto de los fotones de entrada conocida como la eficiencia cuántica.

y  $\lambda_0$  es directamente proporcional a la corriente oscura.

Dado  $\lambda(\cdot)$ , podemos definir la función de densidad de probabilidad discreta condicional de  $N(\cdot)$  en la forma de Poisson [16]:

$$P \{ N(t) = N \mid \lambda(t) \} = \frac{\Lambda^N(t)}{N!} \exp [ - \Lambda(t) ] / N! \quad \text{Ecc.1.10}$$

$$\text{donde: } \Lambda(t) = \int_{-\infty}^t \lambda(\tau) d\tau \quad \text{Ecc.1.11}$$

Estos resultados cualitativos los utilizaremos en futuros capítulos para simular el desempeño de sistemas de transmisión digital via fibra óptica.

## CAPITULO II

### RUIDOS ASOCIADOS A LOS SISTEMAS DE FIRRA OPTICA

Toda señal transmitida se encuentra expuesta a disturbios y perturbaciones, usualmente conocidos como ruido. Este fenómeno se presenta en la etapa de modulación, así como en las de transmisión y detección, lo cual deteriora el desempeño global del sistema. Dentro de nuestro modelo se estudiarán los ruidos asociados respecto de cada etapa del sistema de transmisión via fibra óptica.

#### 2.1 RUIDO POR SALTOS DE LONGITUD DE ONDA

En sistemas de alta velocidad de transmisión, la principal fuente de degradación en la señal modulada es resultado de un salto en la longitud de onda del pulso óptico, el cual ocurre cuando el laser es modulado directamente por corriente. Cuando se aplica un pulso de corriente rapidamente, la densidad de portadores se incrementa temporalmente, adelantandose a un incremento compensado en la salida de luz. El salto temporal en la densidad de portadores sobre el valor de equilibrio resulta en una reducción temporal del índice refractivo de la región activa del laser. Con el acortamiento correspondiente de la longitud de la cavidad óptica efectiva, hay un cambio en la luz a la longitud de onda azul. Un efecto similar ocurre durante el tiempo de bajada, cuando la corriente disminuye y la densidad de portadores cae abajo del valor de equilibrio. La longitud del camino óptico se incrementa debido al cambio del índice refractivo, habiendo un cambio en la luz a la longitud de onda roja [34]. Cuantitativamente podemos expresar el salto de longitud de onda por,

$$\Delta v = \frac{\Phi}{2\pi} \quad \text{Ecc 2 1}$$

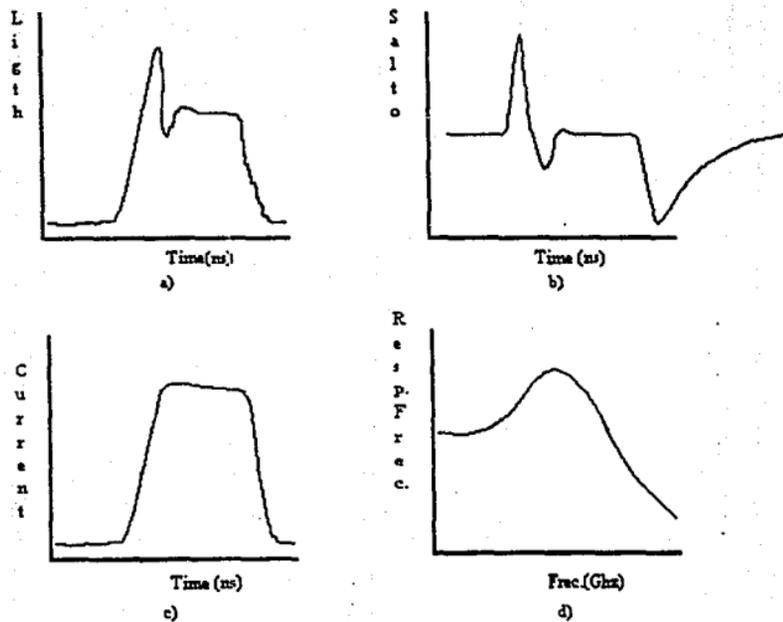


fig. 2.1 Respuesta en señal del diodo laser

$$d\Phi = -\alpha \{ G(n) [1 - \epsilon p] - \gamma \} \quad \text{Ecc 2.2}$$

y gráficamente lo podemos apreciar en la figura 2.1b.

La magnitud del salto en longitud de onda que resulta de la modulación directa de un laser de inyección, es más fácil de entender en términos de la respuesta en pequeña señal del laser (figura 2.1d). La curva de respuesta típica nos muestra la resonancia de alta frecuencia o pica de relajamiento común a todos los diodos laser. La energía acoplada a la resonancia por el pulso de corriente produce una oscilación de relajación evidente en el pulso óptico (figura 2.1a). La magnitud del pico de relajación depende de varios factores, tales como, los parámetros de diseño del diodo laser, el factor de compresión de ganancia no lineal ( $\epsilon$ ), y las condiciones de prepolarización del diodo laser. La cantidad de energía acoplada a la resonancia depende de la magnitud y tiempo de subida del pulso de corriente modulador. Así, todos estos factores influyen la magnitud del salto de la longitud de onda del laser. En lasers prácticos, incluyendo lasers DFB, las excursiones de longitud de onda pueden ser tan grandes como  $\Delta\lambda = 1 \text{ nm}$  [34]. Expresado de manera diferente, las excursiones de frecuencia pueden estar en un rango de  $\Delta\nu = 100 \text{ GHz}$ . Así podemos ver que, si comparamos el espectro promediado en el tiempo del laser modulado con el ancho de línea sin modular de  $\sim 10 \text{ MHz}$ , este se muestra achatado considerablemente. Por lo tanto, este efecto tiene implicaciones significantes en sistemas de alta velocidad.

## 2.2 RUIDO MODAL DE PARTICION

En nuestra discusión de atenuación y dispersión puede aplicarse igualmente a lasers de espectro cromático determinístico. El efecto del canal junto con las variaciones estadísticas de la competencia entre modos dentro de la cavidad del laser distorsiona aún más el pulso recibido. Aunque la forma del pulso a la entrada de la fibra es esencialmente constante, las fluctuaciones de intensidad de los modos individuales causa una variación en la forma del pulso de salida después de experimentar atenuación cromática y dispersión en la fibra. Esta variación en la forma del pulso de salida es conocida como ruido modal de partición (MPN). Se han reportado sistemas con espaciamiento en sus repetidores limitados por MPN [6,9]. Como otros impedimentos relacionados con la dispersión MPN no puede reducirse incrementando el nivel de potencia de la señal.

MPN también esta presente en lasers de frecuencia única porque la longitud de onda dominante puede cambiar debido a la competencia de modos. De hecho, está probado que la peor situación de MPN ocurre cuando los modos son mutuamente exclusivos [12].

Modelamos el MPN permitiendo que  $h(t-kT)$  sea un proceso estocástico

$$h(t-kT) = \sum_{i=-m}^m n_{i,k} h_i(t-kT) \quad \text{Ecc. 2.3}$$

$$\sum_{i=-m}^m n_{i,k} = 1 \quad \text{Ecc. 2.4}$$

donde:  $n_{i,k}$  es una variable aleatoria que cuena por la amplitud relativa del  $i$ -ésimo modo del laser durante el  $k$ -ésimo pulso de transmisión,  $h_i(.)$  es la respuesta determinística al impulso de la fibra convolucionada con la de la unidad de área del  $i$ -ésimo modo del laser y  $2m+1$  es el número de modos en el espectro.

La correlación de  $n_{i,k}$  para una dada  $k$  esta dada por [14]:

$$E(n_{i,k} n_{j,k}) - E(n_{i,k}) E(n_{j,k}) = q_i X(\xi) (\delta_{i,j} - q_j) \quad \text{Ecc. 2.5}$$

donde:  $X(\xi) = (1 + \xi)^{-1}$  para grandes  $N_p$ , y

$$\delta_{i,j} = \begin{cases} 1 & i=j \\ 0 & i \neq j \end{cases} \quad (\text{delta de Kronecker})$$

Usando este modelo, podremos obtener el primer y segundo momento de la señal aparecida en el dispositivo de desición. Para obtener momentos de orden mayor de la función carcterística, tendríamos que hacer consideraciones para simplificar términos de la función de densidad de probabilidad de las fluctuaciones de amplitud en los modos.

### 2.3 RUIDO TERMICO

Después que la señal óptica ha sido convertida a señal eléctrica, se asume que esta es corrompida por una corriente de ruido térmico de las siguientes características: de media cero, gaussiana, blanca, aditiva,  $z(t)$ ; estadística independiente de otras fuentes de ruido. Este impedimento estándar en el análisis de sistemas de comunicación ocurre por el limite

frontal del sistema reconstructor del pulso. La entrada al bloque reconstructor del pulso esta dada por :

$$r(t) = i(t) + z(t) \quad \text{Ecc. 2.6}$$

Tomamos la densidad espectral de  $z(t)$  como plana con un valor de  $S_0$  en unidades del SI de  $A^2$  como :

$$S_0 = 2k_b T_a / R_{in} \quad \text{Ecc. 2.7}$$

donde :  $k_b$  es la constane de Boltzmann ( $1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$ ),

$T_a$  es la temperatura ambiente absoluta (300 °K),

y  $R_{in}$  es el valor de resistencia de entrada efectivo o actual al bloque reconstructor del pulso.

Uno no puede reducir el ruido térmico arbitrariamente incrementando el valor de  $R_{in}$  sin sufrir otros problemas en el sistema. Ya que, el fotodetector actúa como una fuente de corriente con una resistencia en paralelo y una capacitancia, se requiere una impedancia de entrada relativamente baja para un ancho de banda suficiente y la división de la corriente de la señal de entrada [17].

## CAPITULO III

### RECEPCION EN SISTEMAS DE TRANSMISION VIA FIBRA OPTICA

En este capítulo discutiremos el contenido del bloque de procesamiento de señales referido en el sistema de transmisión de la figura 1.1. La meta para la mayoría de los diseños de receptores en sistemas de transmisión digital es la minimización de la probabilidad de un bit erróneo. Puesto que la implementación de este criterio no es práctico [5], utilizaremos otros, como : el algoritmo de error de mínima media cuadrada (MMSE) y el algoritmo de cero forzado (ZF).

Durante esta discusión, no consideraremos el diseño de ningún otro bloque del *diagrama* de la figura 1. Estos bloques serán gobernados por los modelos matemáticos ya descritos anteriormente.

#### 3.1 EL FILTRO ADAPTABLE

El filtro adaptable es un dispositivo necesario para cualquier sistema de transmisión que utilice recepción óptima. Por lo tanto, justificaremos el uso de un filtro adaptable en sistemas ópticos.

Queremos encontrar e implementar un procedimiento para el bloque de procesamiento de señales para que elija una secuencia de salida,  $\{\hat{I}_n\}$ , que aproxime lo más posible  $\{I_n\}$  basado en la observación de  $r(.)$ . Esto se obtiene seleccionando  $\{\hat{I}_n\}$  para minimizar la distancia media cuadrada entre  $r(.)$  y el valor esperado de  $r(.)$  condicionada por la  $\{\hat{I}_n\}$  enviada,  $E\{r(.) | \{\hat{I}_n\}\}$ . Matemáticamente, escogemos  $\{\hat{I}_n\}$  para minimizar :

$$S_1 = \int [r(t) - E\{r(t) | \{\hat{I}_n\}\}]^2 dt$$

Ecc.3.1

donde el integrando real es integrado sobre un segmento considerable de la línea real.

Esta expresión para  $S_1$  debe ser simplificada para así poder encontrar una implementación equivalente de ella. Para llevar a cabo la simplificación, necesitamos una expresión para  $E\{r(\cdot) | \{\hat{I}_n\}\}$ . De la Ecc.2.6 :

$$E\{r(\cdot) | \{\hat{I}_n\}\} = E\{i(t) + z(t) | \{\hat{I}_n\}\} \quad \text{Ecc. 3.2}$$

Ya que el ruido térmico de media cero es estadísticamente independiente de los datos :

$$E\{r(\cdot) | \{\hat{I}_n\}\} = E\{i(t) | \{\hat{I}_n\}\} \quad \text{Ecc. 3.3}$$

Calculando la Ecc.3.3 tenemos que [16] :

$$\begin{aligned} E\{r(t) | \{\hat{I}_n\}\} &= qgE\{i(t) | \{\hat{I}_n\}\} \\ &= \eta qg / (h\Omega) \sum_{n,m=-\infty}^{\infty} \hat{I}_n h(t-nT) + qg\lambda \\ &= Rg \sum_{n=-\infty}^{\infty} \hat{I}_n h(t-nT) + i_c g \end{aligned} \quad \text{Ecc. 3.4}$$

donde :  $h(t) = E\{h(t)\}$ ,

$g = E\{g_m\}$ ,

$R = \eta q / (h\Omega)$  es la respuestividad de un fotodiodo P-I-N,  
y  $i_0 = q\lambda_0$  es la corriente oscura.

Sustituyendo Ecc.3.4 en Ecc.3.1 y cambiando el orden de la sumatoria e integración, nos queda :

$$S_1 = \int [r(t) - g i_0]^2 dt + (Rg)^2 \sum_{n,m=-\infty}^{\infty} \hat{I}_n \hat{I}_m \int h(t-nT) h(t-mT) dt$$

$$- 2Rg \sum_{n=-\infty}^{\infty} \hat{I}_n \int r(t)h(t-nT) dt + 2Ri_0g^2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} \hat{I}_n \int h(t-nT) dt \quad \text{Ecc. 3.5}$$

El término independiente de  $\hat{I}_n$  en Ecc.3.5 puede eliminarse ya que produce el mismo resultado para todas las posibles secuencias. Consecuentemente, la  $\{\hat{I}_n\}$  que minimiza  $S_1$  maximizará :

$$S_2 = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \hat{I}_n \int r(t)h(t-nT) dt - i_0g \sum_{n=-\infty}^{\infty} \hat{I}_n \int h(t-nT) dt$$

$$- Rg/2 \sum_{n,m=-\infty}^{\infty} \hat{I}_n \hat{I}_m \int h(t-nT) h(t-mT) dt \quad \text{Ecc. 3.6}$$

donde el factor constante de  $2Rg$  también ha sido eliminado.

El primer término en Ecc.3.6 indica que  $r(\cdot)$  debe ser procesada con un filtro adaptable al ensamble de la forma promediada del pulso. La salida del filtro adaptable es muestreada sincrónicamente con el periodo de muestreo igual al periodo del bit. Los dos últimos términos en Ecc.3.6 representan un algoritmo digital que puede ser utilizado para la estimación de secuencias por máxima semejanza (MLSE). Ya que MLSE es impráctico en esta forma para altas velocidades, no lo consideraremos. En cambio, desarrollaremos otros algoritmos en este capítulo.

Las conclusiones que podemos obtener de Ecc.3.6 están ilustradas en la figura 3.1. En respuesta a la corriente de entrada  $r(\cdot)$ , la salida del filtro adaptable es  $w(\cdot)$ . Después de muestrear  $w(\cdot)$  para obtener  $\{w_n\}$ , un algoritmo digital predice  $\{\hat{I}_n\}$ . La variable aleatoria  $w_n$  puede ser descompuesta en la siguiente suma de variables aleatorias estadísticamente independientes :

$$\begin{array}{rcl}
 & Wy_{1,n} + Wz,n & I_1 = a_1 \\
 W_n = & & \\
 & Wy_{0,n} + Wz,n & I_1 = a_0
 \end{array}
 \quad \text{Ecc.3.7}$$

donde :  $a_1$  ( $a_0$ ) es el nivel relativo cuando un uno binario (cero) es enviado,

$Wz,n$  representa el ruido térmico,

$Wy_{1,n}$  ( $Wy_{0,n}$ ) representan a la señal, ruido de corte, MPN, ruido multiplicativo, e interferencia intersimbólica (isi) cuando  $a_1$  ( $a_0$ ) es enviado durante el  $i$ -ésimo intervalo de un bit.

La constante  $A$  en el filtro adaptable es usada para hacer la salida adimensional y para proveer una ganancia arbitraria para simulaciones a escala. Ya que  $A$  multiplica tanto a la

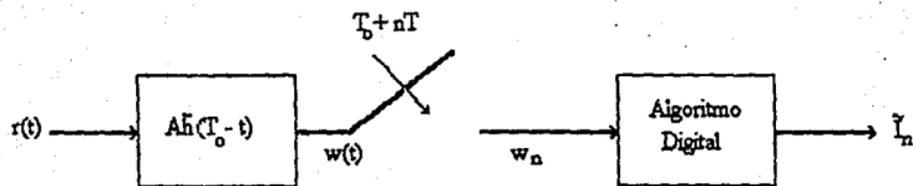


fig. 3.1 Bloque de procesamiento de señales

señal como al ruido, no tiene ningún efecto sobre la relación señal-ruido o la relación de bits erróneos. La constante  $T_0$  es un retraso arbitrario que asegura que el filtro adaptable sea causal. Ya que el tiempo de muestreo también es multiplicado por un retraso de igual magnitud,  $T_0$  no aparece en el modelo matemático.

### 3.2 ALGORITMO DE ERROR MINIMO MEDIO CUADRADO

El algoritmo digital de la figura 3.1 puede ser implementado en la forma de un filtro digital lineal recursivo ó como un ecualizador no lineal de decisión retroalimentada. Debido a que el filtro lineal presenta problemas de inestabilidad y tiene una relación de bits erróneos más pobre [5], consideraremos ecualización de decisión retroalimentada.

El desarrollo de un ecualizador de decisión retroalimentada está basado en el criterio de MMSE adaptado de Proakis [5]. Se asumirá que el algoritmo digital es de la forma :

$$I_i = \sum_{j=-M}^0 c_j w_{i-j} + \sum_{j=1}^M c_j \hat{I}_{i-j} \quad \text{Ecc. 3.8}$$

donde :  $I_i$  es la  $i$ -ésima entrada al dispositivo de decisión,

$c_j$  es el  $j$ -ésimo paso de ganancia en el algoritmo,

y  $2M+1$  es el número de pasos en el ecualizador.

Consideramos un ecualizador con pasos simétricos porque la salida del filtro adaptable respondiendo a un pulso de ensamble promediado aislado, es par. Por lo tanto, el desempeño de un ecualizador con un número non de pasos tendría una relación costo-eficiencia mejor que uno con un número par de pasos.

Usando Ecc. 3.8, queremos escoger  $\{c_j\}$  para minimizar el error medio cuadrado a la salida del ecualizador [5]:

$$J(c_M, \dots, c_1) = E\{(I_i - I_i)^2\} \quad \text{Ecc. 3.9}$$

La expresión anterior es una forma cuadrática real en  $\{c_j\}$ . Por lo tanto, posee un mínimo global que puede ser determinado por medio de diferenciación de primer orden.

$$\frac{\partial J}{\partial c_n} = \begin{cases} -2E(w_{i-n} \varepsilon_i) & -M \leq n \leq 0 \\ -2E(I_{i-n} \varepsilon_i) & 1 \leq n \leq M \end{cases} \quad \text{Ecc. 3.10}$$

donde  $\varepsilon_i = I_i - I_i$ .

Comparando Ecc.3.8 con Ecc.3.10, el mínimo global está dado por :

$$E(\varepsilon_i I_i) = 0 \quad \text{Ecc. 3.11}$$

Esta ecuación es un resultado estándar de la estimación del error medio cuadrado. El estimado óptimo se obtiene cuando el error en estimación,  $\varepsilon_i$ , no está correlacionado (es ortogonal a) el parámetro que se observa,  $I_i$ . Si la correlación fuera diferente a cero, entonces la correlación remanente puede utilizarse para mejorar el estimado. La Ecc. 3.10 solo menciona que el error debe ser no correlacionado con la secuencia de entrada a las etapas de retroalimentación y alimentación del ecualizador a lo largo del ancho de la línea de retraso respectiva.

Utilizando la Ecc. 3.10, derivamos el siguiente sistema de ecuaciones lineales, las cuales al resolverse nos darán las ganancias óptimas para cada paso :

$$E\{I_i w_{i-n}\} = \sum_{j=-M}^0 c_j E\{I_{i-j} w_{i-n}\} + \sum_{j=1}^M c_j E\{\hat{I}_{i-j} w_{i-n}\} \quad -M \leq n \leq 0$$

Ecc. 3.12

$$E\{I_i \hat{I}_{i-n}\} = \sum_{j=-M}^0 c_j E\{w_{i-j} \hat{I}_{i-n}\} + \sum_{j=1}^M c_j E\{\hat{I}_{i-j} \hat{I}_{i-n}\} \quad 1 \leq n \leq M$$

Para resolver este sistema, uno debe asumir que no hay errores pasando el dispositivo de decisión. Esta asunción debe ser buena, ya que hay muy pocos errores cuando el equalizador está funcionando correctamente con la relación de bits erróneos de interés.

Utilizando ésta asunción, la correlación cruzada de los datos de entrada con el estimado de los datos de salida está dada por :

$$\begin{aligned} E\{I_i \hat{I}_{i-n}\} &= E\{\hat{I}_i \hat{I}_{i-n}\} \\ &= E\{I_i \hat{I}_{i-n}\} \\ &= (a_1^2 + a_0^2) / 2 \quad n = 0 \\ &= \\ &= (a_1 + a_0)^2 / 4 \quad n \neq 0 \end{aligned}$$

Ecc.3.13

Y tenemos que la expresión para la correlación cruzada cicloestacionaria de los datos estimados de salida con la salida del muestreador es :

$$\begin{aligned}
 E\{\hat{I}_i w_{i-n}\} &= E\{\hat{I}_i \hat{I}_{i-n}\} \\
 &= RgA \sum_{k=-\infty}^{\infty} E\{I_i I_{i-n}\} x_{k-n} + i_0 g A H(0) E\{I_i\}
 \end{aligned}
 \quad \text{Ecc.3.14}$$

donde :  $E\{I_i\} = (a_1 + a_0) / 2$ ,

$$x_n = \int_{-\infty}^{\infty} h(t)h(t+nT)dt$$

$$\text{y } H(0) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t)dt.$$

El último término por definir de Ecc.3.12 es la autocorrelación de la salida cicloestacionaria de sentido amplio del muestreador. En general esta autocorrelación tiene términos causados por MPN. Sin embargo, asumiremos que estos términos son eliminados al promediar sobre el ecualizador el valor del MPN y ajustando adaptivamente las ganancias de paso solo después de este promedio. La razón por la cual hacemos esto, es para mejorar la estabilidad del ecualizador al eliminar fluctuaciones innecesarias en las ganancias de paso bajo condiciones de operación adaptivas. Ya que el MPN es no correlacionado de pulso a pulso, no puede ser rastreado a lo largo del ecualizador.

Utilizando la asunción de que el ensamble de la forma promediada del pulso es transmitido, derivamos la siguiente expresión para la autocorrelación de la salida del muestreador :

$$\begin{aligned}
 E\{w_i w_{i-n}\} &= Rg^2 A^2 q E\{I_i\} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h(t+kT)h(t+nT)h(t)dt \\
 &+ (RgA)^2 \sum_{k,l=-\infty}^{\infty} E\{I_{k+n} I_l\} x_l x_k + [i_0 g A H(0)]^2 \\
 &+ 2Ri_0 g^2 A^2 H(0) E\{I_i\} \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_k + (i_0 g^2 q + S_0) A^2 x_n \quad \text{Ecc.3.15}
 \end{aligned}$$

donde:  $g^2 = E\{g_m\}^2$

Las Ecc.3.12 a Ecc.3.15 pueden utilizarse para resolver para los pasos de ganancia óptimos. Nuestra justificación de asumir un perfecto conocimiento del canal está basada en la operación adaptiva de un ecualizador implementado, el cual se ajusta para canales variantes lentamente, y características de la fuente o el detector.

Las conclusiones de esta sección están resumidas en la figura 3.2 la cual ilustra una implementación parcial del bloque de procesamiento de señales de la figura 1.1 para un ecualizador de cinco pasos. La sección de alimentación en la parte superior de la figura corre y multiplica la salida correspondiente del filtro adaptable con su paso de ganancia. La sección de retroalimentación en la parte inferior de la figura funciona en una manera muy similar usando estimados por decisión pasada en vez de las salidas del filtro adaptable. Después de sumar los términos apropiados para obtener  $I_n$ , el dispositivo de decisión hace un estimado de  $\hat{I}_n$ . Bajo operación adaptiva,  $\epsilon_n$  es usado como un estimado del error  $\epsilon_n$ .

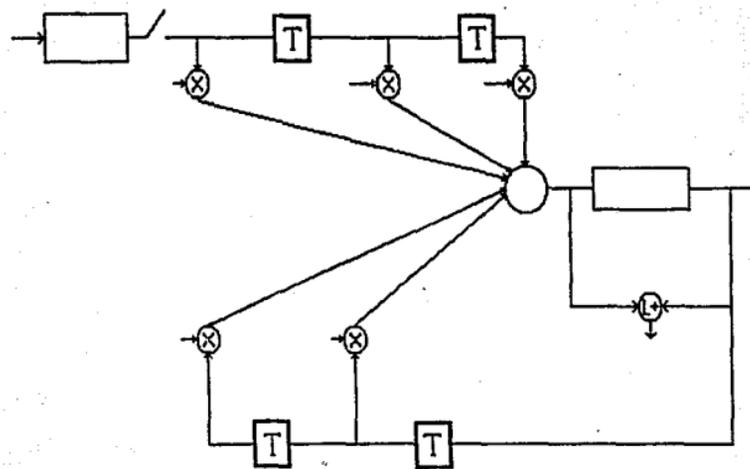


fig. 3.2 Ecualizador de cinco etapas

Se asume que los pasos de ganancia son obtenidos y adaptivamente actualizados después de un número entero de períodos de bit por un procedimiento computacional. No especificaremos la naturaleza exacta de este procedimiento o su comportamiento dinámico. Asumimos que funciona utilizando las señales presentes en el sistema para calcular un conjunto óptimo de pasos de ganancia después de promediar sobre el MPN para adquirir un ensamble de formas de pulsos promediados.

### 3.3 ALGORITMO DE ERROR FORZADO A CERO

Clásicamente, el algoritmo de error forzado a cero resulta cuando la distorsión pico de una señal binaria es minimizada bajo las siguientes condiciones :

- a) Los niveles de señal tienen simetría impar con respecto al origen.
- b) El peor caso de ventana en la entrada del equalizador tiene una ventana completamente abierta.
- c) La distorsión pico es una función convexa de las ganancias de pasos.

Para el sistema óptico de transmisión considerado, a) nunca se satisface y b) no es satisfecho en general. Por lo tanto, el algoritmo de error forzado a cero no necesariamente minimiza la distorsión pico. Sin embargo, lo consideraremos para propósitos comparativos porque es de fácil simulación matemática.

El hecho de que la distorsión pico que se puede obtener un mejor receptor si este criterio se optimizara. No estamos considerando esta posibilidad dada la gran complejidad de la formulación matemática y las dificultades resultantes en la implementación práctica.

El algoritmo de error forzado a cero será implementado en la forma del ecualizador de decisión retroalimentada de la Ecc.3.8 y la figura 3.2 utilizando un procedimiento computacional diferente para obtener los pasos de ganancia.

El algoritmo de error forzado a cero requiere que la correlación cruzada de los datos de entrada con la estimación de error se desvanezca a lo largo del ecualizador. Matemáticamente, esto implica que :

$$E\{\epsilon_i I_{i-n}\} = 0 \quad -M \leq n \leq M \quad \text{Ecc.3.16}$$

La ecuación anterior es muy similar en forma a Ecc.3.11. Estas dos ecuaciones comparten una simetría natural y ambas están listamente calculadas usando las señales  $\epsilon_n$  e  $I_n$  existentes dentro del ecualizador para aproximar lo más cercanamente posible  $I_n$  y  $\epsilon_n$  respectivamente.

Aplicando Ecc.3.16 a Ecc.3.8 nos da el siguiente sistema de ecuaciones lineales que debe ser resuelto para implementar el algoritmo de error forzado a cero :

$$E\{I_i I_{i-n}\} = \sum_{j=-M}^0 c_j E\{w_{i-j} I_{i-n}\} + \sum_{j=1}^M c_j E\{I_{i-j} I_{i-n}\} \quad -M \leq n \leq M \quad \text{Ecc.3.17}$$

La falta de autocorrelación envolviendo  $\{w_n\}$  en Ecc.3.17 indica que la correlación de ruido es ignorada cuando se calculan las ganancias de paso. Esto es un resultado estándar cuando se utiliza el algoritmo de error forzado a cero.

## CAPITULO IV

### SIMULACION DE SISTEMAS DE TRANSMISION VIA FIBRA OPTICA

En los capítulos anteriores, presentamos un modelo para sistemas de transmisión via fibra óptica. En este capítulo, describimos los modelos de simulación que se pueden utilizar para analizar el desempeño de este sistema.

#### 4.1 DISCUSION INTRODUCTORIA

Por conveniencia matemática, combinaremos el filtro adaptable y la sección de alimentación del ecualizador en un filtro lineal equivalente como se ilustra en la figura 4.1. Este filtro tiene una respuesta al impulso  $h_R(t)$  la cual obtenemos de :

$$h_R(t) = \sum_{j=-M}^0 c_j A h(t+jT) \quad \text{Ecc.4.1}$$

La salida de  $h_R(t)$ ,  $\{v_n\}$ , es usada junto con la parte de retroalimentación del ecualizador para obtener  $\{I_n\}$ .

La detección de un error ocurre cuando un uno binario es transmitido y un cero binario es detectado ó viceversa. Ya que estos eventos son mutuamente exclusivos, podemos representar la probabilidad de un bit erróneo,  $P_e$ , por :

$$P_e = \{ P[\hat{I}_i < D \mid I_i = a_1] + P[\hat{I}_i > D \mid I_i = a_0] \} / 2 \quad \text{Ecc.4.2}$$

donde :  $D$  es nivel de umbral del dispositivo de decisión

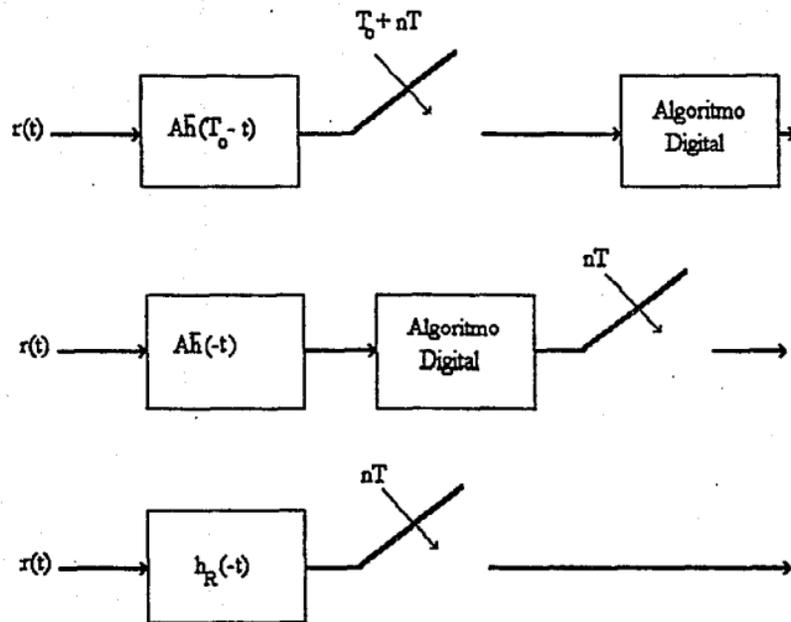


fig. 4.1 Filtro Lineal Equivalente

y  $P[\hat{I}_i < D \mid I_i = a_1] (P[\hat{I}_i > D \mid I_i = a_0])$  es la probabilidad de  $\hat{I}_i$  es menor (mayor) que  $D$  dado que  $a$  ( $a_0$ ) haya sido mandado durante el  $i$ -ésimo periodo de bit.

Asumimos que la intensidad de la luz transmitida para un uno es mayor que para un cero.

Para poder evaluar Ecc.4.2, usamos un argumento similar al de Hawk [16]. Escribimos  $\hat{I}_i$  como la suma de dos variables aleatorias estadísticamente independientes usando Ecc.3.7 y Ecc.3.8 :

$$\hat{I}_i = \begin{matrix} Y_1 + Z & I_i = a_1 \\ Y_0 + Z & I_i = a_0 \end{matrix} \quad \text{Ecc.4.3}$$

0

donde :  $Z = \sum_{j=-M}^0 c_j w_{Z,i-j}$

$$Y_l = \sum_{j=-M}^0 c_j w_{Y,l-i-j} + \sum_{j=i}^0 c_j \hat{I}_{i-j} \quad l=0,1$$

Utilizando la Ecc.4.3, podemos representar la probabilidad condicional de un error dado cuando se transmite un cero por :

$$P[\hat{I}_i > D \mid I_i = a_0] = P[Y_0 + Z > D]$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ \int_{D-y}^{\infty} f_2(z) dz \right\} dy \quad \text{Ecc.4.4}$$

donde :  $f_{y,z}(\dots)$  es la función conjunta de densidad de probabilidad de las variables aleatorias  $Y_0$  y  $Z$ .

Ya que  $Y_0$  y  $Z$  son estadísticamente independientes, podemos factorizar el integrando de Ecc.4.4 :

$$P\{I_1 > D \mid I_1 = a_0\} = \int_{-\infty}^{\infty} f_{y_0}(y) \left\{ \int_{D-y}^{\infty} f_2(z) dz \right\} dy \quad \text{Ecc.4.5}$$

donde :  $f_{y_0}(\cdot)$  y  $f_2(\cdot)$  sobn las respectivas funciones de densidad de probabilidad de  $Y_0$  y  $Z$ .

Podemos sustituir para  $f_2(\cdot)$  en Ecc.4.5 porque asumimos que el ruido térmico es un proceso Gaussiano aleatorio con media cero :

$$P\{I_1 > D \mid I_1 = a_0\} = \int_{-\infty}^{\infty} f_{y_0}(y) Q[(D-y)/\sigma_T] dy \quad \text{Ecc.4.6}$$

donde :  $\sigma_T^2$  es la varianza del ruido térmico,

$$Q(x) = \int_x^{\infty} \exp(-t^2/2) / \sqrt{2\pi} dt$$

Utilizando un argumento similar, la probabilidad condicional de un error cuando se transmite un uno se describe por :

$$P[I_1 > D | I_1 = a_1] = \int_{-\infty}^{\infty} f_{y_1}(y) Q[(D-y)/\sigma_T] dy \quad \text{Ecc.4.7}$$

donde :  $f_{y_1}(\cdot)$  es la función de densidad de probabilidad de  $Y_1$ .

La evaluación de Ecc.4.6 y Ecc.4.7 es difícil de realizar porque las expresiones para  $f_{y_1}(\cdot)$  y  $f_{y_2}(\cdot)$  son desconocidas. La estimación de estas densidades se ve obstruida porque se requiere exactitud principalmente en los extremos de estas funciones.

El uso de otras técnicas comunes de análisis de desempeño arrojan resultados pobres cuando se aplican a este problema. Técnicas de frontera de error tales como, la desigualdad de Tchebycheff, la frontera de Chernoff y relación de error del peor caso entregan límites muy dispersos. Técnicas exhaustivas promediando sobre la ISI y/o el MPN no sólo requieren de un número prohibitivo de términos, sino que también requieren de la estimación de la función de densidad de probabilidad del ruido de corte y del ruido multiplicativo.

Algunas técnicas de aproximación implican simplificaciones sobre las distribuciones estadísticas de algunas de las siguientes cantidades : ruido de corte, ruido multiplicativo,

MPN y/o ISI. Estas asunciones incluyen análisis del peor caso de algunas de las cantidades aleatorias y también aproximación Gaussiana basada en medias y varianzas apropiadas [9,12,14,20].

Otra clase de técnicas que pueden utilizarse para evaluar Ecc.4.6 y Ecc.4.7 es una serie de aproximación basada en los momentos estadísticos de  $Y_0$  y  $Y_1$  respectivamente [21]. Esta clase no implica simplificaciones de las distribuciones estadísticas del ruido de corte, ruido multiplicativo o ISI. Utilizamos este método en la sección 4.1.1 para simular la relación de bit erróneos de nuestro sistema ignorando MPN. Matemáticamente, logramos esto asumiendo que el ensamble de forma del pulso promediado,  $h(t)$ , es transmitido en cada intervalo de bit.

Al presentar el modelo de MPN en el capítulo dos, presentamos los dos primeros momentos. Ya que momentos de orden superior son obtenidos con un esfuerzo considerablemente superior, derivamos medidas de desempeño las cuales incluyen los efectos de MPN basadas sólo en los dos primeros momentos. Este análisis es presentado en la sección 4.1.2.

#### 4.1.1 ANALISIS DE LA RELACION DE BITS ERRONEOS IGNORANDO EL RUIDO MODAL DE PARTICIÓN.

Una serie de aproximación que utiliza momentos de orden superior para simulación es la serie de Gram-Charlier [22]. usando este método, uno expande la función de densidad de probabilidad condicional de  $I_n$  dado el  $i$ -ésimo dígito binario en una serie ponderada de derivadas sucesivas de  $Q(\cdot)$ . Los pesos son determinados a partir de los momentos, y las derivadas sucesivas son calculadas recursivamente. Este método exhibe una convergencia

pobre cuando el ruido térmico es relativamente pequeño comparado con otros impedimentos.

La serie de aproximación que se desempeñó de mejor manera en nuestras simulaciones fué la Regla de Cuadratura Gaussiana (GQR) [21].

Dogliotti reporta una mejor convergencia de la GQR para variables aleatorias de media cero debido a la región de integración simétrica en el origen [23]. Así, reescribimos Ecc.4.6 como :

$$P[\bar{I}_1 > D \mid I_1 = a_0] = \int_{-\infty}^{\infty} f_{y_0}(y - Y_0) Q \left[ \frac{(D + Y_0 - y)}{s_T} \right] dy \quad \text{Ecc.4.8}$$

donde :  $Y_0$  es ensamble promediado de  $Y_0$ .

Aplicando GQR a Ecc.4.8 tenemos que los elementos de R son usados para formar una matriz tridiagonal simétrica de dimensión K. Los eigenvalores de esta matriz son las abscisas y el cuadrado del primer componente de los eigenvectores ortonormales son los pesos correspondientes.

Ya que el proceso de descomposición fué desarrollado con el conocimiento de que H es teóricamente definido positivo, fallará si H no es numéricamente definido positivo. Al incrementarse el número de términos, H eventualmente perderá esta propiedad teórica. Esto limita el número de términos, y así mismo la exactitud de la aproximación de la serie. Se conoce un algoritmo que disminuye la sensibilidad de este cálculo recursivo para redondear errores [23]. Sin embargo, la etapa de descomposición es la que limita la exactitud de la aproximación de la serie.

Uno puede compensar parcialmente el redondeo de error usando doble precisión aritmética en el cálculo. Aún con esto, existen muchos sistemas prácticos que no pueden ser simulados con los cálculos en doble precisión. Estos problemas de convergencia ocurren principalmente en simulaciones donde se ven envueltos demoduladores ópticos APD. El ruido tan grande del APD relativo al ruido térmico dificulta la simulación aún con ganancias relativamente modestas que optimizan el rango de bits erróneos. Las situaciones en las cuales se tiende a producir resultados pobres en la simulación son sistemas con alta ganancia, grandes  $k$ 's o pequeño  $P_e$ . Conversamente, la falta de ruido multiplicativo en los fotodetectores PIN permite que el ruido térmico sea lo suficientemente significativo para producir convergencia.

Los problemas de convergencia de la GQR pueden ser analizados cuantitativamente usando un límite superior en el error de aproximación descrito en [23]. Más para que este método sea de uso práctico ante la falla de la descomposición de Cholesky, requeriríamos un límite más cerrado.

GQR requiere de los primeros  $2K+1$  momentos para producir una serie de aproximación de  $k$  número de términos de Ecc.4.6 y 4.7. Para poder calcular estos momentos, debemos asumir que no hay errores pasados la decisión en la rama de retroalimentación en el ecualizador, y debemos omitir los efectos de MPN. Usando estas asunciones, podemos obtener el momento central de  $\mu$ -ésimo orden de  $I_i$  condicionado a que un cero binario haya sido enviado durante el  $i$ -ésimo intervalo usando los acumulados de la segunda función característica condicional de  $I_i$  [23].

$$M_c(\mu|0) = E\{ [I_i - E\{I_i\}]^\mu | I_i = a_0 \}$$

$$\begin{array}{ll} 1 & \mu = 0 \\ 0 & \mu = 1 \end{array} \quad \text{Ecc. 4.9}$$

$$\begin{array}{l} \mu - 1 \\ \mu - 1 \\ \vdots \\ v \end{array} \quad \phi(v|0) M_c(\mu-1-v|0) \quad \mu \geq 2$$

$$v = 1$$

donde:  $\phi(v-1|0) = \partial^v SC_0(\omega) / \partial (j\omega)^v |_{\omega=0}$  es el acumulado de  $v$ -ésimo orden de la segunda función característica condicional de  $I_i$ ,

y  $SC_0(\omega) = \ln [E(\exp(j\omega I_i) | I_i = a_0)]$  es la segunda función característica de  $I_i$

$M_c(\mu|1)$  puede obtenerse de  $SC_1(\omega)$  y  $\phi(v-1|1)$  de manera similar.

Para poder obtener  $SC_1(\omega)$  y  $SC_0(\omega)$ , usamos una adaptación del análisis de Hawk [16] aplicado a nuestro problema de ecualización con decisión retroalimentada. La función característica para un proceso de Piosson filtrado, multiplicado aleatoriamente, doblemente estocástico condicionado a una intensidad paramétrica dada, está dada por:

$$\begin{aligned} C_w(\omega) &= E\{\exp(j\omega_i) | \lambda(t)\} \\ &= \exp \int_{-\infty}^{\infty} \lambda(t) [c_g(\omega q Ah(t-iT)) - 1] dt \end{aligned} \quad \text{Ecc. 4.10}$$

donde:  $c_g(\omega) = E\{\exp(j\omega g_m)\}$ ,

y  $w_i$  es la salida del filtro  $Ah(-t)$ .

Requerimos la función característica de  $I_i$  condicionada a una intensidad paramétrica dada.

Usando la figura 4.1 y Ecc.3.6, podemos representar  $I_i$  por:

$$I_i = v_i + \sum_{m=1}^M c_m I_{i-m} \quad \text{Ecc.4.11}$$

donde :  $v_i$  es la salida del filtro  $h_R(-t)$ ,

y  $I_{i-m}$  reemplaza  $\hat{I}_{i-m}$  por nuestro supuesto de la ausencia de errores en la línea de retroalimentación con retraso por pasos.

Aplicando la Ecc.4.11, podemos definir la función característica deseada de  $I_i$  :

$$\begin{aligned} C_I(\omega) &= E\{ \exp(j\omega I_i) \mid \lambda(t) \} \\ &= E\{ \exp[j\omega(v_i + \sum_{m=1}^M c_m I_{i-m})] \mid \lambda(t) \} \end{aligned}$$

Ya que  $I_{i-m}$  esta especificada para una  $\lambda(t)$  dada, podemos factorizar fuera de la expectación los términos que involucren  $I_{i-m}$  :

$$C_I(\omega) = \exp(j\omega \sum_{m=1}^M c_m I_{i-m}) E\{ \exp(j\omega v_i) \mid \lambda(t) \} \quad \text{Ecc.4.12}$$

Comparando Ecc.4.12 y Ecc.4.10, adaptamos la derivación de [16] para obtener :

$$C_I(\omega) = \exp(j\omega \sum_{m=1}^M c_m I_{i-m} + \int_{-\infty}^{\infty} \lambda(t) [C_g(\omega q h_R(t-iT)-1) dt] \quad \text{Ecc.4.13}$$

Usando la Ecc.4.13, podemos adquirir  $SC_0(\omega)$  y  $SC_1(\omega)$  :

$$SC_l(\omega) = \ln \{ E\{ C_l(\omega) | I_l = a_l \} \} \quad l = 0,1 \quad \text{Ecc.4.14}$$

donde la expectación es realizada sobre la secuencia de datos.

Usando Ecc.2.1, 2.10, 4.13 y 4.14 se deriva una expresión para  $SC_l(\omega)$ . Se obtiene un procedimiento recursivo para calcular los acumulados de señales con relaciones de extinción finitas y es una extensión del análisis de [16] para relaciones de extinción infinitas.

$$\phi(v-1 | l) = \lambda_v M_g(v) \int_{-\infty}^{\infty} [q_{hr}(t)]^v dt + a_l \gamma_{v,0} + \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \neq 0}}^{\infty} \psi_{v,k} \quad \text{Ecc.4.15}$$

El parámetro  $\gamma_{v,k}$  es calculado en el dominio del tiempo en vez del dominio de la frecuencia porque la forma del pulso es especificada en el dominio del tiempo y porque los valores de la convolución sólo son requeridos en los intervalos discretos. Esto permite usar un proceso de integración más sofisticado para obtener un resultado más exacto en un tiempo equivalente de computo.

El uso de la Ecc.4.9 junto con 4.15 permite el cálculo de los momentos requeridos para la aproximación de la regla de cuadratura Gaussiana. La probabilidad de un bit erróneo se obtiene utilizando Ecc.4.2. Un filtro adaptable y un sistema de umbral pueden ser fácilmente simulados utilizando el mismo procedimiento al permitir que  $c_j$  se desvanezca para todas las  $j$  que no sean cero. Sistemas basados en un fotodiodos PIN también pueden

ser simulados con este procedimiento, asignando a  $M_g(n)$  el valor de la unidad para todas las  $n$ .

#### 4.1.2 RUIDO MODAL DE PARTICION

Como se describió en el capítulo dos, la simulación de el rango de bits erróneos de un sistema de transmisión via fibra óptica corrompida por MPN es impráctica computacionalmente hablando. La razón de estos resultados se dá de intentar realizar el esperado de Ecc.4.14 sobre los datos y el MPN. Este promedio involucra un número prohibitivo de términos incluido es una sumatoria ponderada por la función de densidad de probabilidad discreta en Ecc.2.7.

Si un espectro de laser con cinco modos longitudinales se discretizará a diez niveles, el esperado sobre el MPN contendría 1001 términos. Para calcular las relaciones de recursión de momentos similar al Ecc.4.15, se llevaría más de 60 horas de computo en una computadora Vax 750. Este esfuerzo es obviamente impráctico. Una discretización más sencilla del espectro simplificaría este problema.

La mayoría de los autores han lidiado con este problema de MPN en sistemas de transmisión via fibras ópticas al utilizar su varianza en una aproximación Gaussiana a el rango de bits erróneos [9,12,14,20]. En [14], Okano asume que la forma de onda ecualizada tiene una forma de pulso Gaussiana, las amplitudes de los modos del espectro de emisión del laser tienen una distribución Gaussiana, la ISI es limitada a pulsos adyacentes, y las otras fuentes de ruido son variables aleatorias Gaussianas estadísticamente independientes. Yamamoto [20] remueve los supuestos en la forma del pulso ecualizado y el espectro de emisión del laser en [14]. Ellos definen un limite superior para el rango de bits erróneos basado en la varianza de la ISI y el MPN

asumiendo el peor caso en la secuencia de datos transmitida. Cheung [9] relaciona relaciones de bits erróneos a aproximaciones Gaussianas basadas en la varianza del MPN y la varianza de los otros impedimentos. En [12], Ogawa asume que los modos individuales del laser tienen una distribución Gaussiana para poder calcular la varianza de la señal que es atribuida solamente al MPN. El desarrolla un límite inferior en el rango de bits erróneos usando esta varianza en una función de distribución de probabilidad Gaussiana.

Hay dos métodos de simulación que consideraremos al analizar el desempeño del sistema en presencia de MPN :

- a) Un análisis de el rango de bits erróneos de trenes de pulsos transmitidos con espectro del laser diferente al esperado por el filtro adaptable.
- b) Un análisis de el rango de bits erróneos aproximando el MPN por un proceso aleatorio Gaussiano.

El primer método involucra el seleccionar unos cuantos espectros particulares y simular su rango de bits erróneos cuando son usados para transmitir un tren de pulsos. La probabilidad de cualquier espectro específico puede ser calculada usando Ecc.2.7. De esta manera, obtendremos un sentimiento de como se degrada el desempeño del sistema debido a fluctuaciones del espectro de salida de un laser por la competencia de los modos.

El segundo método, que creemos da una mejor indicación del desempeño del sistema , involucra la determinación de la porción de varianza de  $I_1$  que es atribuida solamente al fenomeno de MPN. Esta varianza es agregada entonces a la varianza del ruido térmico y usada para calcular el rango aproximado de bits erróneos. Desarrollamos este modelo

calculando primero la varianza de  $I_i$  condicionada al dígito binario enviado durante el  $i$ -ésimo intervalo :

$$\sigma_i^2 = E \left( (I_i - E(I_i))^2 \mid I_i = a_i \right) \quad \text{Ecc.4.16}$$

Los varios componentes de  $\sigma_i^2$  dados en Ecc.4.16 nos indican: 1) la varianza del ruido térmico que es estadísticamente independiente, 2) la varianza debido al ruido de corte y al ruido multiplicativo, 3) modela los efectos de la ISI, 4) proporcionalidad directa al coeficiente de la varianza de la partición de modos  $X(\xi)$ , el cual cuenta por el efecto del MPN.

Debido a la similitud entre Ecc.4.19 y Ecc.4.15, podemos modelar los efectos del MPN en nuestro sistema por :

$$\sigma_i^2 + R^2 \int_{-\infty}^{\infty} X(\xi) \sum_{k=-\infty}^{\infty} E\{I_{i-k}^2\} \left[ \sum_{k=-\infty}^{\infty} q_n \gamma_n^2(k) - \gamma_k^2 \right]$$

Esto permite que la distorsión debida al ruido térmico, ruido de corte, ruido multiplicativo e ISI sea modelada exactamente mientras que el MPN es contabilizado en una manera rastreada de computo. La expresión anterior es similar en forma a (7) en [9] y (A-4) en [12].

## 4.2 VARIANZA DEL RUIDO TERMICO

El valor de la varianza del ruido térmico,  $\sigma_T^2$ , no ha sido modelada matemáticamente todavía. Es la varianza térmica de la señal a la salida de la línea de alimentación retrasada por pasos en la figura 4.1.

Ya que el espectro del ruido térmico a la entrada de  $h_R(-t)$  es plano con valor  $S_0$ , el espectro a la salida es  $S_0 |H_R(f)|^2$  donde  $H_R^*(f)$  es la transformada de Fourier del sistema real  $h_R(-t)$ . Esto permite que la varianza de este proceso estocástico de media cero sea representada por :

$$\sigma_T^2 = S_0 \int_{-\infty}^{\infty} h_R^2(t) dt \quad \text{Ecc.4.17}$$

## 4.3 FORMA DEL PULSO A LA SALIDA DE LA FIBRA

En el capítulo dos, describimos la distorsión de la intensidad de salida del laser causada por la competencia de los modos y los saltos en longitud de onda debido al ruido de corte, así como la atenuación cromática y dispersión de la fibra. En esta sección, describimos cuantitativamente los efectos de este fenómeno.

Asumimos que un pulso individual a la salida del laser es descrito por  $g(t)$  en el dominio del tiempo y  $G(f)$  en el dominio de la frecuencia: La forma del pulso es determinística porque la fibra no ha distorsionado al pulso con ningún impedimento cromático.

La respuesta de la fibra a un modo simple longitudinal de área unitaria y longitud de onda de emisión pico dada es descrita por  $F_i(f)$  tal que :

$$H_i(f) = G(f) F_i(f) \quad \text{Ecc.4.18}$$

donde :  $H_i(f)$  es la transformada de Fourier de  $h_i(t)$  descrita en Ecc.2.5.

Usamos el siguiente modelo para caracterizar  $F_i(f)$  [11] :

$$F_i(f) = \int_{-\infty}^{\infty} s(\lambda - \lambda_i) A_0(\lambda) \exp[j2\pi f L \tau(\lambda)] d\lambda \quad \text{Ecc.4.19}$$

donde :  $s(\cdot)$  es el espectro de área unitaria de un modo de laser centrado en el origen,

$L$  es la longitud de la fibra,

$A_0(\lambda) = \text{antilog}_{10}[-LA(\lambda)/10]$  es la atenuación de una fibra de longitud  $L$ ,

y  $\tau(\lambda) = T(\lambda) - T(\lambda_c)$  es el retraso de grupo por unidad de longitud de fibra restando el retraso de propagación.

Ya que el espectro de cualquier modo dado esta concentrado sobre su longitud de onda media de emisión, aproximamos  $A_0(\cdot)$  del primer término de  $\tau(\cdot)$  por los dos primeros términos de su serie de Taylor respectiva :

$$F_i(f) = A_0(\lambda_i) \exp[j2\pi f L \tau(\lambda_i)] \int_{-\infty}^{\infty} s(\lambda - \lambda_i) \exp[j2\pi f L T(\lambda_i)(\lambda - \lambda_i)] d\lambda \quad \text{Ecc.4.20}$$

dónde :  $T(\lambda_i)$  es la primer derivada de  $\tau(\cdot)$  evaluada en  $\lambda_i$  y descrita matemáticamente por Ecc.2.4.

La integral de Ecc.4.20 es reconocida como la transformada de Fourier de  $s(\cdot)$  evaluada en  $fLT(\lambda_i)$ ,  $\mathfrak{F}\{fLT(\lambda_i)\}$  :

$$F_i(f) = A_0(\lambda_i) \exp[j2\pi fLT(\lambda_i)] \mathfrak{F}\{fLT(\lambda_i)\} \quad \text{Ecc.4.21}$$

Obteniendo la transformada inversa de Fourier de Ecc. 4.21, tenemos que :

$$f_i(t) = \frac{A_0(\lambda_i)}{L|T(\lambda_i)|} \int_{t-LT(\lambda_i)}^{t-LT(\lambda_i)} s \frac{dt}{LT(\lambda_i)} \quad \text{Ecc.4.22}$$

La convolución en el tiempo de  $f_i(t)$  con  $g(t)$  nos da  $h_i(t)$  definida en Ecc.2.5. El cálculo es realizado en el dominio del tiempo porque un pulso individual en la salida del laser puede ser especificado exactamente en el dominio del tiempo usando relativamente pocas muestras. Esto permite que la integración se realice más exacta: en un periodo de tiempo dado. El cálculo de  $f_i(t)$  y la convolución subsecuente con  $g(t)$  deben ser eficientes porque estos cálculos son repetidos con cualquier longitud de fibra considerada.

## CAPITULO V

### CONSIDERACIONES GENERALES

Se ha demostrado el potencial de las técnicas de proceso de señales eléctricas en el campo de la transmisión via fibras ópticas para mitigar el efecto de la ISI y la dispersión en la fibra. Se espera que, enlaces de mayor distancia sin repetidores sean posibles con el uso de amplificadores ópticos y esto conllevará al uso de estas técnicas en el bloque de procesamiento de la señal en el receptor.

#### 5.1 TECNICAS DE ANCHO DE BANDA

Según varios autores [44,45,47] los anchos de banda del orden de GHz pueden ser obtenidos con suma facilidad tanto en la etapa de transmisión, como en la de detección en sistemas ópticos. En la etapa de transmisión una técnica es la de utilizar multiplexaje en los códigos de línea con lo cual se puede duplicar la velocidad de transmisión, así como, ecualizar ópticamente los pulsos a la salida del laser, según lo explica Shirasaki [44]. En la etapa de recepción es necesario aislar los componentes del circuito con técnicas convencionales y usar sustratos suaves para evitar capacitancias parásitas que deestabilicen el sistema [45]. Para poder aprovechar estas técnicas de mejoramiento del ancho de banda del sistema es necesario aplicar métodos de optimización en el proceso de señales como el que se desarrolló en esta tesis.

Si la modulación del laser es directa la señal óptica no sufre tanta degradación al paso por la fibra [41], pero los ruidos del receptor pueden crear modificaciones considerables en los patrones del ojo del dispositivo de decisión, por lo que la optimización en el detector es necesaria.

## 5.2 COMPARACION CON OTROS SISTEMAS DESARROLLADOS

Experimentalmente se ha comprobado que el uso de ecualizadores no retroalimentados usando el algoritmo de MMSE pueden incrementar el límite de distancia debido a dispersión de primer orden hasta en un 20% en sistemas de detección directa y en sistemas coherentes hasta en un 100% o más. La combinación de ecualizadores, codificación de línea y señalización de multinivel puede ofrecer resultados aún mejores [46].

Si asumimos que la dispersión es no lineal, en general la ecualización lineal no ayuda a corregir el problema de la ISI, sin embargo, si la señal es binaria Xon/Xoff y la mayor parte de ISI es de un símbolo adyacente sencillo, la ecualización lineal puede ser efectiva.

El lazo de retroalimentación disminuye el tiempo de respuesta del ecualizador e incrementa la estabilidad del dispositivo respecto del sistema logrando así una optimización robusta. Se espera que con esto el límite se vea incrementado en un 6% más de la ecualización lineal abierta.

## 5.3 DETALLES EN LA CONSTRUCCION DE UN SISTEMA DE TRANSMISION VIA FIBRA OPTICA.

Algunos detalles para la construcción física de un sistema como el que se describe en esta tesis son los siguientes: por lo menos un ancho de banda de 3 GHz en el transmisor, lo cual se logra con el uso de DFB-LD o C<sup>3</sup>-LD ó moduladores electroópticos con lo que se reduce el ancho de línea del laser incrementando la coherencia de la luz, por lo tanto la dispersión de primer orden tiene menor efecto en el pulso óptico. Polarizar el LD cerca de su punto de disparo de luz laser, ya que con

esto se logra que la emisión estimulada de fotones no sea tan abrupta, disminuyendo las no linealidades del laser (chirp), esto lamentablemente reduce la vida de operación del laser. El uso de acopladores de pérdida baja es recomendable, así como empalmes de arco eléctrico en las fibras, ya que son los que menor pérdidas tienen. En la actualidad ya hay en el mercado fibras de dispersión corrida diseñadas para tener un mínimo de dispersión y atenuación en la ventana de 1.5  $\mu\text{m}$  lo cual mejora el desempeño del ístema considerablemente. Sin importar que tipo de diodos se utilicen -APD ó PIN- como convertidores óptico-eléctricos en el receptor el uso de amplificadores de transimpedancia con entrada FET o HMET incrementa el ancho de banda del receptor y sobre todo reducen el ruido multiplicativo de los APD's, el uso de resistencias de película reduce el ruido térmico. Con esto se asegura que el ancho de banda del receptor es mucho mayor que el de la fibra.

En la construcción del bloque de procesamiento de señales la mayor dificultad es la implementación de los retrasos en la línea de pasos de ganancia, lo cual se logra solo con separar los amplificadores unos cuantos milímetros.

ESTA TESIS NO DEBE  
SALIR DE LA BIBLIOTECA

## CONCLUSIONES

Consideramos que las mayores contribuciones de este trabajo son las siguientes :

1. Métodos prácticos de ecualización fueron desarrollados para ecualizadores no lineales de decisión retroalimentada.
2. La simulación de la relación de error del sistema fué conducida aproximando MPN cómo proceso aleatorio Gaussiano mientras que se uso la regla de cuadratura Gaussiana para modelar los otros impedimentos del sistema. Comparado con otras técnicas de análisis publicadaas, está forma de análisis implica menos número de asunciones al simplificar las distribuciones estadísticas envueltas en la evaluación del desempeño del sistema.
3. La ecuación 4.15 enmarca un procedimiento recursivo para calcular los acumulados de  $I_i$  condicionado a un bit transmitido dado. Este procedimiento fué desarrollado para señales con relaciones de extinción finitas y es una extensión del análisis de [16] para relaciones de extinción infinitas.
4. Los parámetros utilizados en la simulación son prácticos. La forma del pulso óptico, el espectro del láser y las variables físicas fueron obtenidos de la literatura técnica reciente.

El dominio de MPN en sistemas ecualizados asú como su presencia significativa en sistemas inecualizados indica que el modelaje matemático de este fenomeno estadístico requiere de más estudio para desarrollar simulaciones más exactas que sean

computacionalmente rastreables. El principal problema con el que se debe trabajar es el del número prohibitivo de términos en las permutaciones de la función de densidad de probabilidad discreta.

Más investigación es requerida para desarrollar métodos de simulación de las relaciones de bits erróneos que convergan para APD's usados en la longitud de onda de  $1.55 \mu\text{m}$ . Los relativamente grandes valores de  $k'$  en los APD's fabricados en esta longitud de onda nos llevan a un gran nivel de ruido multiplicativo. Este impedimento combinado con los valores amplificados de señal, ISI y MPN relativos al ruido térmico impiden la convergencia computacional.

Ya comentamos en el capítulo cuatro que el tiempo de cómputo de la simulación es muy extenso por lo cual también se concluye que el desarrollo de este algoritmo puede no ser muy práctico a determinados niveles. Solo si se trabaja en el diseño de receptores en sistemas vía fibra óptica se podrá obtener el máximo de este trabajo.

Otra sugerencia es la de implementar la circuitería asociada para poder comparar resultados del cómputo de este algoritmo con la realidad.

## BIBLIOGRAFIA

- [1] Gardner W.A., "An equivalent linear model for marked and filtered doubly stochastic Poisson processes with application to MMSE linear estimation for synchronous m-ary optical data signals", *IEEE Trans. Communications*, Aug. 1976, pp 917-921, USA.
- [2] Messerschmitt D.G., "Minimum MSE equalization of digital fiber optic systems", *IEEE Trans. Communications*, vol. COM-26 no.7, July. 1978, USA.
- [3] Rugemalira R., "Optimum linear equalization in digital fiber optic systems", *IEEE Trans. Communications*, vol. COM-33 no.2, Feb. 1985, USA.
- [4] Kasper B.L., "Equalization of multimode optical fiber systems", *Bell System Technical Journal*, vol. 61, no.7, Sept. 1972, USA.
- [5] Proakis J.C., "Digital Communications", Mc Graw Hill, 1983, USA.
- [6] Ogawa K., "Considerations for single-mode fiber systems", *Bell System Technical Journal*, vol 61, no.8, Oct. 1982, USA.
- [7] Keiser G., "Optical fiber communications", Mc Graw Hill, 1984, USA.
- [8] Yamaguchi M., "Frequency suppression by a distributed-feedback laser diode with monotonically integrated loss modulator" Conference on Optical Fiber Communications, 1985, USA.
- [9] Cheung N.K., "A 90 Mb/s transmission experiment in single mode fibers using 1,5  $\mu\text{m}$  multi-longitudinal-mode InAsGaP/InP lasers", *IEEE Journal of Lighthwave Technology*, vol.LT-2, no.6, Dec. 1984, USA.
- [10] CORNING, "Corguide Optical Fiber Product Information", Sept. 1987, USA.
- [11] Duff D.G., "Computer-Aided design of digital lightwave systems", *IEEE Journal of Selected Areas on Communications*, vol.SAC-2, no.1, Jan. 1984, USA.
- [12] Ogawa K., "Analysis of mode partition noise in linear transmission systems", *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol.QE-18, no.5, May. 1982, USA.
- [13] Ito T., "Intensity fluctuations in each longitudinal mode of a multimode AlGaAs laser", *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol.QE-13, no.8, Aug. 1977, USA.

- [14] Okano Y., "Laser mode partition noise evaluation for optical fiber transmission", IEEE Trans. Communications, vol.COM-28, no.2, Feb.1980, USA.
- [15] Iwashita K. and Nakagawa K., "Mode partition noise characteristics in high speed modulated laser diodes", IEEE Journal of Quantum Electronics, vol.QE-18 no.12, Dec.1982, USA.
- [16] Hauk, "The calculation of error rates for optical fiber systems", IEEE Trans. Communications, vol.COM-26, July1978, USA.
- [17] Muoi T.V., "Receiver Design for high speed optical fibers", IEEE Journal of Lighthwave Technology, vol.JLT-2, June1984, USA.
- [18] Cartledge J.C and Elrefaie A.F., "Thershold gain difference requirements for nearly single-longitudinal-mode lasers", IEEE Journal of Lighthwave Technology, vol.LT-8, May 1990, USA.
- [19] R.W. Lucky, "Principles of data communications", Mc Graw Hill, 1978, USA
- [20] Yamamoto S., "Repeater spacing at 280 Mb/s single mode fiber optic transmission system using 1.55 $\mu$ m laser diode source", IEEE Journal of Quantum Electronics, vol.QE-18, Feb.1982, USA.
- [21] Gubb G.H. and Welsch J.H., "Calculation of Gauss Quadrature Rules", Math of Computation, vol.23, pp.221-230, April1969, USA.
- [22] Cartledge J.C and Coathup L.W., "A Gram-Charlier series approach for calculating the probability of error in lighthwave transmission systems", IEEE Journal of Lighthwave Technology, vol.LT-4, Dec.1986, USA.
- [23] Dogliotti R., "Error probability in optical fiber transmission systems", IEEE Trans. Information Theory, vol.IT-25, pp.170-178, Mar.1979, USA.
- [24] Tucker R.S. and Pope D.J., "Microwave circuit models of semiconductor injection lasers", IEEE Trans. Microwave Theory Technology., vol.MTT-31 no.3, Mar.1983, USA.
- [25] Tucker R.S. and Kaminow I.P., "High frequency characteristics of directly modulated InGaAsP ridge waveguide and buried heterostructure lasers", IEEE Journal of Lighthwave Technology, vol.LT-2, Aug.1984, USA.
- [26] Peterman K.and Arnold G., "Noise and distortion characteristics of semiconductor lasers", IEEE Journal of Quantum Electronics, vol.QE-18, April1982, USA.

- [27] Personick S.D., "Receiver design for digital fiber optic communication systems", Part I and II, Bell System Technical Journal, vol.52, July-Aug.1973, USA.
- [28] Henry P.S., "Introduction to lighthwave transmission", IEEE Communications Magazine, vol. 23, pp.12'16 May.1985, USA.
- [29] Keck D.B., "Fundamentals of optical waveguide fibers", IEEE Communications Magazine, vol.23, pp.17-22, May1985, USA.
- [30] Personick S.D., "Review of optical fiber systems", IEEE Journal of Selected Areas on Communications, vol.SAC-1, pp373-380, April1983, USA.
- [31] Gnauk A.H., "4 Gbit/s transmission over 103 km of optical fiber using a novel multiplexer/demultiplexer", IEEE Journal of Lighthwave Technology, vol.LT-3, Oct.1985, USA.
- [32] Ainalie B.J. and Day B.R., "A review of single-mode fibers with modified dispersion characteristics", IEEE Journal of Lighthwave Technology, vol.LT-4, Aug.1986, USA.
- [33] Bell T.E., "Single frequency semiconductor lasers", IEEE Spectrum, vol.20, pp.38-45, Dec.1983, USA.
- [34] Linke R.A., "Modulation induced transient chirping in single frequency lasers", IEEE Journal of Quantum Electronics, vol.QE-21, June1985, USA.
- [35] Shen T.M. and Agrawal T.P., "Pulse shape effects on frequency chirping in single-frequency semiconductor lasers under current modulation", IEEE Journal of Lighthwave Technology, vol.LT-4, May1986, USA.
- [36] Bowers J.E., "High Speed InGaAsP constricted-mesa lasers", IEEE Journal of Quantum Electronics, vol. QE-22, June1986, USA.
- [37] Henry C.H., "Theory of the linewidth of semiconductor lasers", IEEE Journal of Quantum Electronics, vol.QE-18, Feb.1982, USA.
- [38] Meyers M.H., "Computing the distribution of a random variable via Gaussian quadrature rules", Bell System Technical Journal, vol.61, Nov.1982, USA.
- [39] Forrest S.R., "Optical detectors: three contenders", IEEE Spectrum, pp.76-84, May 1986, USA.
- [40] Personick S.D., "Baseband linearity and equalization in the fiber optic digital communications system", Bell System Technical Journal, vol.52, Sept. 1973, USA.

- [41] Kluitmans J.T.M., "2.488 Gbit/s Transmission experiment at 1550 nm over 153 km standard single mode fibre", *Electronics Letters*, Vol.26 no.9, April 1990, USA.
- [42] Beaulieu N.C., "The evaluation of error probabilities for intersymbol and cochannel interference", *IEEE Trans. Communications*, vol.COM-39, Dec.1991, USA.
- [43] Davidson F.M., "Gaussian approximation versus nearly exact performance analysis of optical communication systems with PPM signaling and APD receivers", *IEEE Trans. Communications*, vol.COM-36, Nov. 1988, USA.
- [44] Shirasaki M., "20 Gbit/s No-Chirp intensity modulation by DPSH-IM method and its fibre transmission through 330 ps/nm dispersion", *Electronics Letters*, vol.26, Jan. 1990, USA.
- [45] Violas M.A.R., "10 GHz Bandwidth low-noise optical receiver using discrete commercial devices", *Electronic Letters*, vol.26, Jan.1990, USA.
- [46] Winters J.H., "Electrical Signal Processing Techniques in Long-Haul Fiber-Optic Systems", *IEEE Trans. Communications*, Vol.COM-38, Sep.1990, USA.
- [47] Gnauck A.H. and Bowers J.E., "16 Gbits/s direct modulation of InGaAsP laser", *Electron. Letters*, vol.23, 1987, USA.