

Universidad Central “Marta Abreu” de Las Villas

Facultad de Ingeniería Eléctrica

Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones



**Tesis presentada en opción al Título de Máster en
Telemática**

**FORMATOS DE MODULACIÓN ANTE EFECTOS NO
LINEALES EN SISTEMAS ÓPTICOS MONOCANALES**

Autor: Ing. Aniel López Pérez

Tutor: Dr. C. Pedro José Arco Ríos

Santa Clara

2017

"Año 59 de la Revolución"

Universidad Central “Marta Abreu” de Las Villas

Facultad de Ingeniería Eléctrica

Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones



**Tesis presentada en opción al Título de Máster en
Telemática**

**FORMATOS DE MODULACIÓN ANTE EFECTOS NO
LINEALES EN SISTEMAS ÓPTICOS MONOCANALES**

Autor: Ing. Aniel López Pérez

alopezp@uclv.cu

Tutor: Dr. C. Pedro José Arco Ríos

Profesor Titular, Departamento de Electrónica y
Telecomunicaciones, Facultad de Ingeniería Eléctrica,
UCLV, parco@uclv.edu.cu

Consultante: M. Sc. José Domínguez Hernández

Profesor Auxiliar, Departamento de Electrónica y
Telecomunicaciones, Facultad de Ingeniería Eléctrica,
UCLV, jdomingu@uclv.edu.cu

Santa Clara, 2017



Hago constar que la presente tesis en opción al título de Máster en Telemática fue realizada en la Universidad Central “Marta Abreu” de Las Villas, autorizando a que sea utilizada por la Institución, para los fines que estime conveniente, de forma parcial o total y no podrá ser presentada en eventos, ni publicados sus resultados sin autorización de la Universidad.

Firma del Autor

Los abajo firmantes certificamos que el presente trabajo ha sido realizado según acuerdo de la dirección de nuestro centro y el mismo cumple con los requisitos que debe tener un trabajo de esta envergadura referido a la temática señalada.

Firma del Tutor

Firma del Jefe de Departamento
donde se defiende el trabajo

Firma del Responsable de
Información Científico-Técnica

PENSAMIENTO

Lo más auténtico de nosotros es nuestra capacidad de crear, de sobreponernos, de resistir, de transformar, de amar, de ser más grandes que nuestro sufrimiento.

(Anónimo)

DEDICATORIA

A quien me ha dado más que mi vida, por entregarme la suya propia.

A mi madre.

AGRADECIMIENTOS

Al profesor José Domínguez por introducirme en las investigaciones ópticas, por ser un paradigma para mi formación integral.

Al profesor Pedro Arco por su asesoría exquisita, por su amabilidad, por su paciencia, por su confianza.

A Oristela Cuellar por incitarme al trabajo diario y por asistir a todas mis solicitudes sin vacilar.

A quienes han hecho suyas mis preocupaciones y han ayudado a evitarlas.

TAREAS TÉCNICAS

Se imponen como necesidad la realización de **tareas técnicas** para el desarrollo de habilidades que conduzcan al resultado exitoso de la investigación:

- ❖ Descripción de la estructura física de los sistemas ópticos de un solo canal.
- ❖ Caracterización de los componentes básicos del sistema.
- ❖ Definición matemática de propagación de la luz en la fibra óptica, de los parámetros que la rigen y de sus efectos no lineales.
- ❖ Selección de los efectos no lineales de mayor impacto sobre los sistemas monocanales teniendo en cuenta estudios realizados con anterioridad.
- ❖ Valoración de los formatos de modulación ópticos de bajo nivel que se implementan en los sistemas ópticos actuales.
- ❖ Diseño de enlaces monocanales con diferentes formatos de modulación ópticos.
- ❖ Modelación de los enlaces monocanales con diferentes formatos de modulación ópticos.
- ❖ Configuración de los parámetros no lineales que se ajusten a los efectos objeto de estudio en los sistemas monocanales.
- ❖ Simulación de los enlaces ópticos diseñados con los diferentes formatos de modulación.
- ❖ Verificación de que los resultados obtenidos en cada simulación se adecuen a los requisitos de calidad para sistemas ópticos: razón de bits erróneos (*Bit Error Rate*, BER) y factor de calidad (Q).
- ❖ Comparación del desempeño entre los enlaces de diferentes formatos de modulación en base a la razón la BER y al factor Q.
- ❖ Determinación del o de los sistemas de mejor desempeño ante efectos no lineales en base a la BER y al factor Q.

Firma del Autor

Firma del Tutor

RESUMEN

En esta investigación se desarrollan cuatro enlaces ópticos monocanales de diferentes formatos de modulación (NRZ OOK, RZ OOK, DPSK y CSRZ) para evaluar su incidencia en el desempeño de los sistemas monocanales ante efectos no lineales producidos en la fibra óptica. Estos enlaces son diseñados utilizando las facilidades que brinda *OptiSystem* e incluyen el control de la razón de bits erróneos y el factor de calidad del sistema. Además, se evalúa el comportamiento de los sistemas propuestos en base a la razón de bits erróneos y al factor de calidad, determinándose que el formato de modulación adecuado tiene un impacto positivo para lograr sistemas de mayor robustez ante efectos no lineales. Se obtienen sistemas de comportamiento satisfactorio aun cuando se incrementan la longitud del enlace y la capacidad de transmisión del sistema.

TABLA DE CONTENIDOS

INTRODUCCIÓN	1
CAPÍTULO 1. ENLACES ÓPTICOS MONOCANALES	5
1.1 Enlaces ópticos	5
1.2 Componentes básicos de un enlace óptico monocanal	5
1.3 Medio de transmisión	6
1.3.1 Propagación de la luz en la fibra	8
1.3.1.1 Propagación lineal de la luz en la fibra	11
1.3.1.2 Propagación no lineal de la luz en la fibra	17
1.4 Efectos no lineales	21
1.4.1 Efectos no lineales: SPM, XPM, FWM	22
1.4.1.1 Automodulación de fase, SPM	23
1.4.1.2 Modulación de fase cruzada, XPM	24
1.4.1.3 Mezcla de cuatro ondas, FWM	26
1.5 Conclusiones del capítulo	29
CAPÍTULO 2. MODULACIONES ÓPTICAS	30
2.1 Formatos típicos de modulación óptica	30
2.2 Modulaciones diseñadas	33
2.2.1 Escenario 1 de simulación: Formato de modulación NRZ OOK	37
2.2.2 Escenario 2 de simulación: Formato de modulación RZ OOK	40
2.2.3 Escenario 3 de simulación: Formato de modulación DPSK	41
2.2.4 Escenario 4 de simulación: Formato de modulación CSRZ	43
2.3 Conclusiones del capítulo	45
CAPÍTULO 3. COMPARACIÓN E INTERPRETACIÓN DE LOS RESULTADOS ...	46

3.1 Espectro de frecuencias de los sistemas diseñados.....	46
3.2 Análisis basado en la relación señal a ruido óptica	48
3.3 Análisis basado en la probabilidad de error de bits	50
3.4 Análisis basado en el factor de calidad	54
3.5 Conclusiones del capítulo.....	56
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	58
<i>Conclusiones</i>	58
<i>Recomendaciones</i>	59
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS	60
ANEXO	66
Consideraciones para la utilización de <i>OptiSystem</i>	66

INTRODUCCIÓN

Las comunicaciones por fibra óptica se iniciaron en la década de 1960 cuando Charles Kao recibió el Premio Nobel de Física al demostrar la posibilidad de transmitir información a través de un medio dieléctrico. Esta demostración permitió diseñar la primera red óptica que se hizo comercialmente aplicable dos décadas después. Una red óptica es la que se basa en la transmisión de datos utilizando como medio la fibra óptica e incluye dispositivos interconectados que transforman o modifican las señales en o hacia el dominio eléctrico u óptico o viceversa. Estos dispositivos requieren de la propagación de la señal dentro de la fibra y de su recuperación adecuada en el receptor.

La fibra ofrece un ancho de banda teórico del orden de las decenas de THz y con el desarrollo de la tecnología se perfeccionan los dispositivos ópticos logrando anchos de banda próximos al teórico (Cárdenas and Sales, 2016), lo que satisface, en gran medida, la voracidad del consumo de datos por los usuarios actuales, pero en la búsqueda para incrementar la capacidad del canal a 10 Gbps y a velocidades superiores se opera con mayores potencias y el canal no puede ser considerado lineal. Comienzan a surgir efectos no lineales, cuya interacción entre ellos y con los efectos lineales dificulta encontrar un método analítico general para evitar las afectaciones de la señal de datos (López et al., 2015). Este tipo de efectos suscita especial atención, debida a que la tendencia actual es a incrementar las potencias de excitación para lograr mayores capacidades de transmisión (Perafán et al., 2012). Entonces se puede pensar en algunas variantes para reducir los efectos no lineales: disminuir la potencia de transmisión (ilógica por la propia causa que da origen a los efectos no lineales), aumentar la separación entre canales adyacentes (típica de los sistemas de multiplexación que no son objetivo de esta investigación) y utilizar

formatos ópticos de modulación. Esta última proposición motiva la investigación de este trabajo y conduce a la **situación problemática** siguiente: *¿Cómo determinar el impacto del formato de modulación en sistemas monocanales afectados por las no linealidades de la fibra óptica?* Situándose el **objeto de investigación** en los sistemas de comunicaciones ópticos, específicamente en los sistemas monocanales y su **campo de acción** en los formatos básicos de modulación ópticos. Se plantea la siguiente **hipótesis de investigación**: Mediante la implementación del formato de modulación adecuado se puede mejorar el comportamiento del sistema óptico ante efectos no lineales, por lo que esta investigación tiene por **objetivo general** proponer formatos de modulación óptica ante efectos no lineales en sistemas monocanales. Desde sus inicios las redes ópticas utilizan formatos de modulación *On/Off Keying* (OOK) y en la actualidad se utilizan como base de los sistemas NRZ OOK, RZ OOK, DPSK y CSRZ (Castellanos, 2012). Estos formatos codifican la información modificando la intensidad de la portadora óptica, en presencia o ausencia de luz representan al “1” o al “0” lógicos respectivamente. Para garantizar el cumplimiento del objetivo general se trazan los objetivos específicos siguientes:

- ❖ Caracterizar los sistemas ópticos monocanales y sus efectos no lineales.
- ❖ Diseñar enlaces monocanales con diferentes formatos de modulación óptica mediante *OptiSystem*.
- ❖ Evaluar la incidencia del formato de modulación en el desempeño de los sistemas ópticos monocanales ante efectos no lineales.

Este proyecto contribuye al desarrollo de los sistemas ópticos basándose en el análisis de la incidencia de las técnicas de modulación ópticas en el desempeño de los sistemas monocanales ante efectos no lineales. Brinda una propuesta para reducir el impacto de los efectos no lineales en los sistemas ópticos por la constante demanda de capacidad de transmisión de los usuarios actuales.

La implementación de técnicas de modulación ofrece a especialistas e investigadores un estudio y análisis comparativo para que en dependencia de los parámetros de calidad del sistema logren ajustarlos para su utilización adecuada. Este trabajo posibilita el desarrollo de otras variantes de formatos de modulación teniendo en cuenta los resultados prácticos

alcanzados y la confrontación con diferentes formatos de modulación y otras posibles herramientas para el diseño y la simulación.

Con la ejecución del proyecto se dan soluciones a problemáticas modernas vinculadas con el tratamiento de los efectos no lineales en la fibra óptica. Este fenómeno de gran complejidad que limita el desempeño óptimo de los sistemas ópticos, de cuyo comportamiento adecuado dependen las redes actuales que utilizan como medio de comunicación la fibra óptica.

Con la utilización de técnicas de modulación adecuadas se optimiza el desempeño de los sistemas ópticos que determina la calidad de la información transmitida, lo cual tiene un impacto directo en la sensibilidad del sistema ante efectos no lineales, así como en el incremento de la capacidad de transmisión del sistema. Los resultados de la investigación poseen una aplicación práctica y teórica de gran trascendencia, incluso para desarrollar sistemas ópticos de múltiples canales que utilizan la multiplexación por división en longitudes de ondas (*Wavelength Division Multiplexing, WDM*), (Yoshima et al., 2017).

Desde el punto de vista metodológico la primera parte del proyecto de investigación está concentrada en la caracterización de los sistemas ópticos monocanales y de sus componentes básicos, así como en modelar matemáticamente la propagación de la luz en la fibra óptica y sus efectos no lineales.

La segunda etapa de la investigación está dedicada a la propuesta de formatos de modulación para la determinación de su impacto en los sistemas monocanales afectados por efectos no lineales, lo que contribuye a enriquecer el comportamiento de los sistemas ópticos futuros que mejoren los sistemas existentes.

En una tercera etapa se combinan la adaptación de los aparatos matemáticos a los escenarios bajo estudio y la selección y desarrollo de los formatos de modulación utilizando como herramienta de simulación apropiada *OptiSystem*. La validación de las propuestas se basa en métricas que contemplan los parámetros globales de la calidad de los sistemas, relacionados con la BER y especialmente el factor de calidad (Q). Los diseños están encaminados a mejorar el desempeño de los sistemas afectados por los efectos no lineales, al tiempo que se garanticen los requerimientos de calidad de los usuarios,

fundamentalmente en términos de BER y factor de calidad acordes a las especificaciones de los nuevos estándares.

El informe de la investigación se estructura en introducción, capitulario, conclusiones, referencias bibliográficas y anexos. En el **capítulo I: “Enlaces ópticos monocanales”** se caracterizan los sistemas ópticos monocanales, sus componentes y se describen la propagación de la luz en las fibras ópticas, los parámetros que la rigen y sus efectos no lineales. En el **capítulo II: “Modulaciones ópticas”** se presentan los formatos típicos de modulación en los sistemas ópticos y varios escenarios simulados de sistemas ópticos monocanales para evaluar el impacto del formato de modulación en los efectos no lineales y en el **capítulo III: “Comparación e interpretación de los resultados”** se analiza el desempeño de los sistemas diseñados basándose en su análisis espectral, relación señal a ruido óptica, en la probabilidad de error de bits y en el factor de calidad como parámetros fundamentales que permiten estudiar los sistemas desde un punto de vista comparativo, determinándose como sistemas más robustos aquellos de menor razón de bits erróneos y de mayor factor de calidad.

CAPÍTULO 1. ENLACES ÓPTICOS MONOCANALES

En este capítulo se caracterizan los sistemas ópticos monocanales, sus componentes y se describen la propagación de la luz en las fibras ópticas, los parámetros que la rigen y sus efectos no lineales.

1.1 Enlaces ópticos

Como generalidad un enlace óptico está formado por el transmisor, como medio la fibra óptica y el receptor. Es decir, la diferencia notable de la estructura general de un sistema de comunicaciones está dada en que los enlaces ópticos utilizan como medio la fibra óptica, de lo que se deduce su nombre.

Existen sistemas monocanales o de un solo canal y sistemas de múltiples canales que forman los denominados sistemas multiplex o de multiplexación, en los cuales coexisten diferentes frecuencias de operación en la misma fibra óptica, asociándose cada una a un canal individual.

En la sección siguiente se detalla en las peculiaridades de los componentes básicos de los sistemas monocanales.

1.2 Componentes básicos de un enlace óptico monocal

El éxito de las redes ópticas depende de la tecnología de dispositivos que se utilicen. Este tipo de sistemas básicamente se diseñan con:

- 1) Fuentes ópticas: Estos elementos convierten la señal eléctrica en energía luminosa y la emiten con diferentes longitudes de onda.

2) Medio de transmisión: En este caso el medio utilizado es la fibra óptica que lleva la información hasta el receptor teniendo en cuenta valores bajos de atenuación para cada longitud de onda utilizada.

3) Acopladores: Dispositivos que combinan la luz en una fibra, o la separan de esta.

4) Amplificadores ópticos: Incrementan la potencia de la señal óptica que se degrada al propagarse por la fibra debido a las perturbaciones que se producen en ella.

5) Detectores: Convierten la señal óptica de nuevo al dominio eléctrico y recuperan los datos que son transmitidos a través del sistema de comunicaciones ópticas.

Las características principales que deben tener estos componentes son:

- ✓ Bajas pérdidas de inserción.
- ✓ Facilidad de conexión.
- ✓ Fácil adaptación de conectores para lograr una transmisión directa.
- ✓ Tamaño pequeño.
- ✓ Alta confiabilidad.

1.3 Medio de transmisión

En el caso de los sistemas ópticos el medio de transmisión, como en el resto de los sistemas de comunicaciones, se encarga de guiar, conducir, entregar la señal transmitida al receptor donde se realiza la detección de la información contenida en el mensaje proveniente del emisor. En particular en los sistemas ópticos de largo alcance el medio principal utilizado es la fibra óptica monomodo, la cual se encarga de conducir la señal de datos cuya información está contenida en la señal luminosa que viaja a través de la fibra. Esta señal luminosa debe ser guiada hasta el receptor con la atenuación mínima posible y de forma tal que las pérdidas de información también sean mínimas o que la probabilidad de error de bits de la señal recibida con respecto a la transmitida sea la menor posible.

Para seleccionar una fibra adecuada se requiere que la fibra sea compatible con la λ utilizada en la red y con el propio sistema en la región de operación dada, para esta investigación se opera a 1550 nm , en la tercera ventana de trabajo.

En la selección de la fibra se evalúan diversos factores. Los tres efectos más importantes están asociados a la atenuación, la dispersión y la no linealidad.

La atenuación es la pérdida de la potencia de la señal cuando la luz atraviesa una longitud determinada de fibra, mientras que la dispersión es la tendencia natural de las diferentes longitudes de onda de un impulso luminoso a dispersarse con la distancia recorrida.

La fibra óptica y en especial la fibra óptica monomodo, se ha convertido en el medio de transmisión más atractivo debido a:

- ✓ Bajas pérdidas de transmisión y gran ancho de banda, la fibra permite transmitir decenas de THz. La baja atenuación de la señal es otra ventaja, consiguiendo distancias entre repetidores superiores a 400 *km* en la tercera ventana. Las tasas de error de los sistemas de comunicaciones ópticas son menores de 10^{-9} . Por tanto, el cable de fibras ópticas puede transportar más datos a mayor distancia, reduciendo el número de equipos, la complejidad y el costo del sistema.
- ✓ Pequeño tamaño y peso. Lo cual facilita la instalación y el transporte, frente al cable coaxial o al par trenzado de cobre.
- ✓ Inmunidad a interferencias. Las fibras ópticas, por su naturaleza dieléctrica, son insensibles a interferencias electromagnéticas.
- ✓ Aislamiento eléctrico. Debido a que las fibras se construyen a partir de silicio, que es un aislante eléctrico, no hay que preocuparse por llevarlas a tierra o por la diafonía eléctrica.
- ✓ Seguridad de la señal. La fibra supone una mayor seguridad ante ataques de intrusos porque queda bien confinada en las guías de ondas y las pequeñas emanaciones son rápidamente absorbidas por un recubrimiento opaco alrededor de la fibra.
- ✓ Abundante presencia de los materiales en la naturaleza. El Silicio, material que principalmente constituye las fibras ópticas, es muy abundante y barato, se encuentra ordinariamente. Lo que resulta costoso es el proceso de purificación de dicho semiconductor.
- ✓ Posibilidad de integración. Se han logrado grandes avances en la integración óptica, miniaturizando los componentes del sistema de transmisión, e insertándolos en un chip o en una pastilla de alrededor de 1 *cm* de un material adecuado.

A estos dos efectos se le incluye, como se dijo, la no linealidad que es otro factor que limita la capacidad y la longitud de la fibra óptica como elemento importante del sistema de comunicaciones que se analiza.

A extensas distancias y altas potencias surgen efectos no lineales, algunos de los cuales se manifiestan exclusivamente cuando se propagan varias longitudes de ondas simultáneamente por la fibra óptica.

1.3.1 Propagación de la luz en la fibra

Para la comprensión de los fenómenos no lineales en las fibras ópticas es necesario considerar la teoría sobre la propagación de una onda electromagnética en un medio dispersivo. En esta sección se deduce una ecuación de onda que rige la propagación de los pulsos ópticos en las fibras monomodo.

El estudio de los fenómenos asociados al campo electromagnético se puede describir mediante el grupo de cuatro ecuaciones de *Maxwell*:

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (1.1)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \quad (1.2)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho_f \quad (1.3)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (1.4)$$

Siendo:

E: Campo eléctrico.

B: Inducción magnética.

H: Campo magnético.

J: Densidad de corriente eléctrica.

D: Desplazamiento eléctrico.

ρ_f : Densidad de cargas eléctricas.

Estas cuatro ecuaciones se complementan con las siguientes relaciones entre los vectores inducción magnética (**B**) y el campo magnético (**H**); y entre el desplazamiento eléctrico (**D**) y el campo eléctrico (**E**):

$$\mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{H} + \mathbf{M} \quad (1.5)$$

$$\mathbf{D} = \varepsilon_0 \mathbf{E} + \mathbf{P} \quad (1.6)$$

Siendo:

μ_0 : permeabilidad en el vacío.

M: Polarización magnética inducida.

ε_0 : Permitividad en el vacío.

P: Polarización eléctrica inducida.

Basándose en que la propagación de la luz tiene lugar en un medio dieléctrico como la fibra óptica se considera que no existen cargas eléctricas libres y se pueden suponer que $\mathbf{J}=0$ y $\rho_f = 0$; la fibra óptica no es un medio magnético lo que implica $\mathbf{M}=0$, luego que de 1.5 se tiene una relación directa entre **B** y **H**.

Derivando dos veces **D** con respecto a t se tiene que:

$$\frac{\partial^2 \mathbf{D}}{\partial t^2} = \frac{\partial}{\partial t} (\nabla \times \mathbf{H}) = \nabla \times \left(\frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} \right) = \frac{1}{\mu_0} \nabla \times \left(\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \right) = -\frac{1}{\mu_0} \nabla \times (\nabla \times \mathbf{E}) \quad (1.7)$$

y encontrando la derivada parcial de orden dos de 1.6 con respecto a t :

$$\frac{\partial^2 \mathbf{D}}{\partial t^2} = \varepsilon_0 \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} + \frac{\partial^2 \mathbf{P}}{\partial t^2} \quad (1.8)$$

Comparando 1.7 con 1.8 resulta:

$$\nabla \times \nabla \times \mathbf{E} + \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} = -\mu_0 \frac{\partial^2 \mathbf{P}}{\partial t^2} \quad (1.9)$$

Siendo $\frac{1}{c^2} = \mu_0 \varepsilon_0$, donde c es la velocidad de la luz en el vacío.

Debido a las bajas pérdidas de la fibra en la vecindad de la longitud de onda de trabajo y como el índice de refracción no depende de las coordenadas espaciales, tanto en el núcleo como en la corteza se tiene que:

$$\nabla \times \nabla \times \mathbf{E} = \nabla (\nabla \cdot \mathbf{E}) - \nabla^2 \mathbf{E} = -\nabla^2 \mathbf{E} \quad (1.10)$$

Donde $\nabla \cdot \mathbf{D} = \varepsilon_0 \nabla \cdot \mathbf{E} = 0$ de la ecuación 1.3. Entonces se puede reescribir 1.9 de la forma siguiente:

$$\nabla^2 \mathbf{E} - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} = \mu_0 \frac{\partial^2 \mathbf{P}}{\partial t^2} \quad (1.11)$$

La expresión 1.11 es la ecuación de onda que describe el comportamiento de la propagación de la luz en la fibra óptica y es consistente con el teorema de *Larmor* del electromagnetismo que establece que cargas aceleradas generan radiación electromagnética. El miembro derecho es una medida de la aceleración de las cargas que constituyen el medio.

Encontrar la solución de 1.11 requiere utilizar métodos no tradicionales de resolución de las ecuaciones diferenciales en derivadas parciales de orden dos. Para su completa determinación es necesario encontrar una relación analítica entre el campo eléctrico $\mathbf{E}$ y la polarización eléctrica inducida $\mathbf{P}$ en la fibra. Evaluar $\mathbf{P}$ requiere métodos asociados a la mecánica cuántica, sin embargo tales aproximaciones son frecuentemente utilizadas cuando la frecuencia óptica se encuentra cerca o en un medio resonante, pero una expresión como la 1.12 se utiliza para relacionar $\mathbf{P}$ y $\mathbf{E}$ con independencia del medio resonante o no lineal.

$$\mathbf{P}(\mathbf{r}, t) = \varepsilon_0 (\chi^{(1)} \cdot \mathbf{E} + \chi^{(2)} : \mathbf{E}\mathbf{E} + \chi^{(3)} : \mathbf{E}\mathbf{E}\mathbf{E} + \dots) \quad (1.12)$$

Se aprecia que la polarización total inducida $\mathbf{P}$ no depende de forma lineal del campo eléctrico $\mathbf{E}$ y que además está afectada por la combinación no lineal de la susceptibilidad $\chi^{(i)}$, ($i = 1; 2; 3; \dots$) de orden i -ésimo con el campo eléctrico $\mathbf{E}$. En general $\chi^{(i)}$ representa un tensor de rango $i + 1$, por lo que los sumandos entre paréntesis son productos tensoriales.

Es común que en la bibliografía básica del tema se exprese 1.12 mediante un desarrollo en serie cuyos términos definen cada producto tensorial respectivo por paso a integrales como se muestra a continuación:

$$\begin{aligned} \mathbf{P}(\mathbf{r}, t) = & \varepsilon_0 \int_{-\infty}^{\infty} \chi^{(1)}(t - t_1) \cdot \mathbf{E}(\mathbf{r}, t_1) dt_1 + \varepsilon_0 \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \chi^{(2)}(t - t_1, t - t_2) : \mathbf{E}(\mathbf{r}, t_1) \mathbf{E}(\mathbf{r}, t_2) dt_1 dt_2 + \\ & + \varepsilon_0 \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \chi^{(3)}(t - t_1, t - t_2, t - t_3) : \mathbf{E}(\mathbf{r}, t_1) \mathbf{E}(\mathbf{r}, t_2) \mathbf{E}(\mathbf{r}, t_3) dt_1 dt_2 dt_3 + \dots + \end{aligned} \quad (1.13)$$

De los tres sumandos de las ecuaciones 1.12 y 1.13 la susceptibilidad $\chi^{(1)}$ representa al término dominante en la contribución a la polarización total $\mathbf{P}$ y se corresponde con la parte de la polarización asociada a la respuesta lineal de la fibra óptica ($\mathbf{P}_L$). Los restantes términos de órdenes superiores se corresponden con la parte de la polarización asociada a la respuesta no lineal de la fibra óptica ($\mathbf{P}_{NL}$).

Teniendo en cuenta las consideraciones anteriores se expresa en 1.14 la polarización total como la adición de la polarización lineal y la polarización no lineal con dependencia de la distancia recorrida en la fibra y del tiempo transcurrido para esa distancia.

$$\mathbf{P}(\mathbf{r}, t) = \mathbf{P}_L(\mathbf{r}, t) + \mathbf{P}_{NL}(\mathbf{r}, t) \quad (1.14)$$

Entonces se puede escribir la ecuación 1.11 como:

$$\nabla^2 \mathbf{E} - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} = \mu_0 \frac{\partial^2 \mathbf{P}_L}{\partial t^2} + \mu_0 \frac{\partial^2 \mathbf{P}_{NL}}{\partial t^2} \quad (1.15)$$

En la ecuación 1.12 se observa que los términos de orden superior a tres se han omitido, y esta notación no es casual. La susceptibilidad $\chi^{(2)}$ es responsable de efectos no lineales como la generación de segundo armónico y la generación de suma de frecuencias. Sin embargo, es distinto de cero únicamente para los medios que carecen de simetría de inversión molecular. Como SiO_2 es una molécula simétrica, su momento dipolar total es nulo y los sumandos de susceptibilidad de orden par se desvanecen (Agrawal, 2012). En base a las condiciones anteriores de 1.13 se identifican $\mathbf{P}_L$ y $\mathbf{P}_{NL}$ según 1.16 y 1.17 respectivamente.

$$\mathbf{P}_L(\mathbf{r}, t) = \epsilon_0 \int_{-\infty}^{\infty} \chi^{(1)}(t - t_1) \cdot \mathbf{E}(\mathbf{r}, t_1) dt_1 \quad (1.16)$$

$$\mathbf{P}_{NL}(\mathbf{r}, t) = \epsilon_0 \int \int \int_{-\infty}^{\infty} \chi^{(3)}(t - t_1, t - t_2, t - t_3) : \mathbf{E}(\mathbf{r}, t_1) \mathbf{E}(\mathbf{r}, t_2) \mathbf{E}(\mathbf{r}, t_3) dt_1 dt_2 dt_3 \quad (1.17)$$

Las ecuaciones de la 1.11 a la 1.17 son un formalismo matemático para estudiar los efectos no lineales de tercer orden en las fibras ópticas. A causa de su complejidad es necesario realizar algunas consideraciones que simplifiquen su manipulación matemática. En los casos prácticos se trata a la polarización no lineal $\mathbf{P}_{NL}$ de 1.17 como una pequeña perturbación a la polarización lineal de 1.16 debido a que difieren en la práctica en un error inferior a 10^{-6} (Agrawal, 2012).

1.3.1.1 Propagación lineal de la luz en la fibra

Se considera la propagación en forma lineal cuando las potencias de estímulo son bajas o moderadas y corresponden a longitudes de fibra inferiores a 50 km para pulsos de ancho inicial superior a los 100 ps y de potencia pico incidente aproximada a 1 mW (Agrawal, 2012).

Bajo estas condiciones se admite que $|\mathbf{P}_L| \gg |\mathbf{P}_{NL}|$ por lo que al resolver 1.15 el sumando que contiene a $\mathbf{P}_{NL}$ se asume despreciable frente al que contiene a $\mathbf{P}_L$. Entonces la ecuación 1.11 se puede escribir como

$$\nabla^2 \mathbf{E} - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} = \mu_0 \frac{\partial^2}{\partial t^2} \left\{ \epsilon_0 \int_{-\infty}^{\infty} \chi^{(1)}(t - t_1) \cdot \mathbf{E}(\mathbf{r}, t_1) dt_1 \right\} \quad (1.18)$$

Aplicando la transformada de Fourier a 1.18 se obtiene:

$$\nabla^2 \tilde{\mathbf{E}} + \varepsilon(\omega) \frac{\omega^2}{c^2} \tilde{\mathbf{E}} = 0 \quad (1.19)$$

Donde:

$$\tilde{\mathbf{E}}(\mathbf{r}, \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{E}(\mathbf{r}, t) \exp(-j\omega t) dt \quad (1.20)$$

es la transformada de Fourier de $\mathbf{E}(\mathbf{r}, t)$ y a

$$\varepsilon(\omega) = 1 + \tilde{\chi}^{(1)}(\omega) \quad (1.21)$$

se le conoce como constante dieléctrica dependiente de la frecuencia, donde $\tilde{\chi}^{(1)}(\omega)$ es la transformada de Fourier de $\chi^{(1)}(t)$. Como $\tilde{\chi}^{(1)}(\omega)$ es compleja, $\varepsilon(\omega)$ también lo es y de forma sorprendente sus partes real e imaginaria están relacionadas con el índice de refracción $n(\omega)$ y con el coeficiente de absorción de la fibra $\alpha(\omega)$ de la forma siguiente (Agrawal, 2012):

$$\varepsilon(\omega) = \left(n + j \frac{c\alpha}{2\omega} \right)^2 \quad (1.22)$$

La atenuación $\alpha(\omega)$ y el índice de refracción $n(\omega)$ se relacionan con $\tilde{\chi}^{(1)}(\omega)$ según 1.23 y 1.24 (Agrawal, 2012):

$$\alpha(\omega) = \frac{\omega}{nc} \Im[\tilde{\chi}^{(1)}(\omega)] \quad (1.23)$$

$$n(\omega) = \frac{\omega}{nc} \Re[\tilde{\chi}^{(1)}(\omega)] \quad (1.24)$$

La dependencia de α y de n de la frecuencia se trata en Agrawal, sección 1.2.

Para continuar con la resolución de 1.19 se considera que las pérdidas en la fibra son pequeñas en una vecindad de la longitud de onda de operación, en torno a 1550 nm, por lo que se supone despreciable la parte imaginaria de 1.22 y en 1.19 $\varepsilon(\omega)$ se sustituye por $n^2(\omega)$, entonces resulta:

$$\nabla^2 \tilde{\mathbf{E}} + n^2(\omega) \frac{\omega^2}{c^2} \tilde{\mathbf{E}} = 0 \quad (1.25)$$

Para resolver la ecuación 1.25 se utiliza una de las componentes del vector de campo eléctrico, usualmente $\tilde{\mathbf{E}}_z(\mathbf{r}, \omega)$ y como 1.25 es una ecuación en derivadas parciales que se

ajusta al método de resolución por separación de variables en un medio cilíndrico se estima (Agrawal, 2012):

$$\tilde{\mathbf{E}}_z(\mathbf{r}, \omega) = \tilde{A}(\omega)F(\rho) \exp(\pm jm\phi) \exp(j\beta z) \quad (1.26)$$

Donde $\tilde{A}(\omega)$ es un factor de amplitud dependiente de la frecuencia, m es un entero que determina el orden del modo de propagación, β es la constante de propagación y $F(\rho)$ la distribución del campo modal que se obtiene al resolver la ecuación en coordenadas cilíndricas

$$\frac{d^2 F}{d\rho^2} + \frac{1}{\rho} \frac{dF}{d\rho} + \left(\frac{\omega^2}{c^2} n^2(\rho) - \beta^2 - \frac{m^2}{\rho^2} \right) F(\rho) = 0 \quad (1.27)$$

donde el índice refractivo es igual al índice del núcleo ($n = n_1$) para $\rho \leq a$ en una fibra con radio del núcleo a (Agrawal, 2012).

La constante del modo propagación en la fibra depende de la frecuencia. La concentración del modo de propagación en el núcleo de la fibra es posible cuando el valor promedio del índice del núcleo es mayor que el de la cubierta. El modo fundamental en las fibras monomodo se obtiene en 1.27 para $m=0$ manteniéndose de esta forma su propagación hasta una determinada frecuencia conocida como frecuencia de corte ω_c . Al disminuir el radio del núcleo o disminuir la diferencia entre los índices del núcleo y de la corteza, aumenta la frecuencia de corte. La distribución del campo modal es gaussiana de la forma:

$$F(\rho) \cong \exp\left(-\frac{\rho^2}{\rho_w^2}\right) \quad (1.28)$$

donde ρ_w cuantifica el valor efectivo del radio modal (Bertinetto et al., 1993).

Cuando una onda electromagnética interactúa con los electrones en un dieléctrico como la fibra, la respuesta media, en general, depende de la frecuencia óptica ω . Esta propiedad, conocida como dispersión cromática, se manifiesta a través de la dependencia del índice de refracción de la frecuencia $n(\omega)$. El índice de refracción se aproxima por la ecuación de *Sellmeier* (Agrawal, 2012).

$$n^2(\omega) = 1 + \sum_{i=1}^m \frac{B_i \omega_i^2}{\omega_i^2 - \omega^2} \quad (1.29)$$

Siendo:

ω_i : Frecuencia de resonancia i -ésima.

B_i : Coeficiente de la frecuencia de resonancia i -ésima.

En el caso de la fibra óptica monomodo estos parámetros son determinados experimentalmente mediante el ajuste de la dispersión medida por curvas aproximadas a la expresión 1.29 con $m=3$ y en dependencia de la constitución del núcleo (Agrawal, 2012).

La dispersión en la fibra desempeña un papel fundamental en la propagación de impulsos ópticos cortos debido a que diferentes componentes espectrales se propagan a diferentes velocidades dadas por $c/n(\omega)$. Incluso cuando los efectos no lineales “no son importantes”, el ensanchamiento de impulsos debido a la dispersión puede ser perjudicial para los sistemas de comunicación óptica. En el régimen no lineal, la dispersión y la no linealidad tienen un comportamiento cualitativamente diferente. Matemáticamente, los efectos de dispersión de la fibra se tienen en cuenta mediante la expansión de la constante del modo de propagación β en una serie de *Taylor* con centro de desarrollo a la frecuencia del pulso óptico ω_0 (Agrawal, 2012).

$$\beta(\omega) = \frac{\omega}{c} n(\omega) = \beta_0 + \beta_1(\omega - \omega_0) + \frac{1}{2} \beta_2(\omega - \omega_0)^2 + \dots = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{\beta^{(m)}(\omega_0)}{m!} (\omega - \omega_0)^m, \quad |\omega - \omega_0| < R \quad (1.30)$$

donde

$$\beta_m(\omega) = \left(\frac{d^m \beta}{d\omega^m} \right)_{\omega=\omega_0} \quad (1.31)$$

Los parámetros β_1 y β_2 se relacionan con el índice refractivo y brindan información relativa a la velocidad de fase (v_p) y a la velocidad de grupo (v_g), respectivamente y se determinan por las expresiones siguientes:

$$\beta_1 = \frac{1}{v_g} = \frac{n_g}{c} = \frac{1}{c} \left[n(\omega) + \omega \frac{dn}{d\omega} \right] \quad (1.32)$$

y

$$\beta_2 = \frac{1}{c} \left(2 \frac{dn}{d\omega} + \omega \frac{d^2 n}{d\omega^2} \right) \quad (1.33)$$

Donde n_g es el índice de grupo.

La velocidad de fase se define como la razón entre la frecuencia angular ω y la constante de propagación β y se entiende como la velocidad relativa a los frentes de onda luminosa a

través de la fibra; mientras que la velocidad de grupo es la derivada de la frecuencia respecto a la constante de propagación y es exactamente el recíproco de β_1 . Desde el punto de vista físico la envolvente de un pulso óptico se mueve a la velocidad de grupo y el parámetro β_2 representa la dispersión de la velocidad de grupo. A este fenómeno se le conoce como dispersión de la velocidad de grupo (*Group-Velocity Dispersion*, GVD).

Entonces se pueden relacionar β_2 y v_g de la forma siguiente:

$$\beta_2 = \frac{d}{d\omega} \left(\frac{1}{v_g} \right) = \frac{d\beta_1}{d\omega} \quad (1.34)$$

Al tener β_2 dimensión de tiempo aporta información sobre el retardo de grupo por unidad de longitud; mide la variación del retardo de grupo de las distintas componentes espectrales alrededor de la frecuencia central y es el causante del ensanchamiento de los pulsos luminosos durante la propagación lineal. β_2 se expresa en $\text{ps}^2 \cdot \text{km}^{-1}$. Es común que en la literatura sea graficado el parámetro D , conocido como parámetro de la dispersión, en lugar de graficar β_2 (Agrawal, 2012). Están relacionados mediante la expresión:

$$D = \frac{d\beta_1}{d\omega} = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 \approx \frac{\lambda}{c} \frac{d^2 n}{d\lambda^2} \quad (1.35)$$

y D se expresa en $\text{ps} \cdot \text{nm}^{-1} \cdot \text{km}^{-1}$.

En la figura 1.1 se observa que alrededor de una longitud de onda determinada surge un punto de dispersión nula y se produce el cambio de signo de las curvas, longitud de onda que se expresa como λ_D y se le conoce como longitud de onda de dispersión nula. Cuando se opera una longitud de onda superior λ_D , $D > 0$ y $\beta_2 < 0$ se dice que la fibra tiene un régimen de dispersión anómalo; y para el caso inverso presenta un régimen de dispersión normal. En régimen anómalo las componentes de longitudes de onda más altas se propagan más rápidas que las más bajas, mientras en régimen normal las componentes más altas se propagan más lentamente.

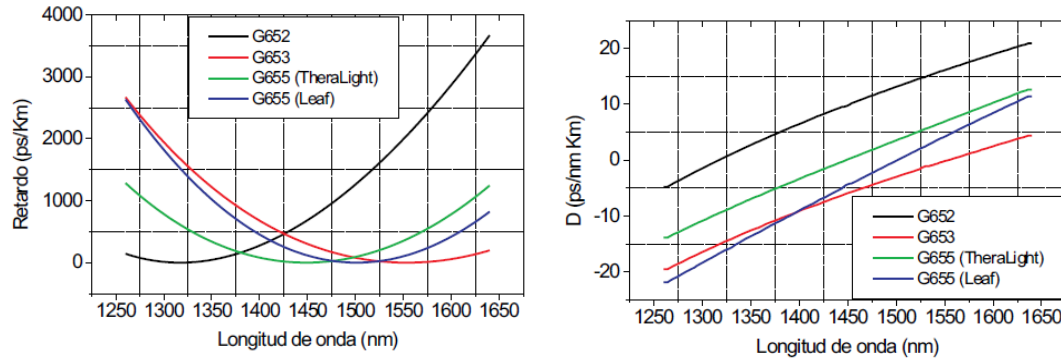


Figura 1.1. Modelos de fibras según su dispersión cromática. (a) Retardo en función de la longitud de ondas. (b) Parámetro de dispersión en función de la longitud de ondas. (Alzate and Cárdenas, 2011)

Sin embargo, los efectos dispersivos no desaparecen por completo a la longitud de onda de dispersión nula. La propagación del pulso cerca de esta longitud de onda requiere la inclusión del término cúbico en la ecuación 1.30. Al coeficiente β_3 se le llama el parámetro de dispersión de tercer orden (*Third-Order Dispersion*, TOD) y los efectos dispersivos de orden superior pueden distorsionar pulsos ópticos ultracortos tanto en régimen lineal como en el no lineal (Agrawal, 2012).

Las curvas mostradas en la figura 1.1 son de sílice, pero el comportamiento dispersivo de fibras de vidrio implementadas en la práctica se desvía del que se muestra por las razones siguientes. En primer lugar, el núcleo de la fibra puede tener cantidades de agentes dopantes como el GeO_2 y P_2O_5 y en segundo lugar, debido a que en la guía dieléctrica de ondas el índice de modo eficaz es ligeramente inferior al índice de material $n(\omega)$, en los casos reales se desplaza hacia longitudes de onda mayores; $\lambda_D \approx 1,31 \mu\text{m}$ para fibras estándar G652.

Una característica importante de la dispersión cromática es que los pulsos a diferentes longitudes de onda se propagan a velocidades diferentes dentro de una fibra a causa de una falta de coincidencia en sus velocidades de grupo. Esta característica da lugar al efecto *walk-off* que juega un importante papel en la descripción de los fenómenos no lineales en los sistemas WDM donde coexisten dos o más pulsos ópticos espaciados próximamente.

1.3.1.2 Propagación no lineal de la luz en la fibra

El estudio de la mayoría de los efectos no lineales involucra el uso de pulsos ópticos cortos en un rango de 10 ns a 10 fs (Agrawal, 2012). Cuando este tipo de pulsos se propagan por la fibra la influencia de los efectos dispersivos y no lineales modifican su forma y su espectro. En esta sección se van a describir matemáticamente estas modificaciones tomando como punto de partida la ecuación 1.15 donde la polarización lineal y la no lineal se relacionan con el campo eléctrico según las expresiones 1.16 y 1.17 respectivamente.

Como se indicó en la sección anterior se trata a la polarización no lineal como una pequeña perturbación a la polarización lineal, $|\mathbf{P}_{NL}| \gg |\mathbf{P}_L|$. Para resolver la ecuación 1.15 se supone que la polarización eléctrica es constante con la longitud de la fibra, consideración que es cuestionable para las fibras monomodo, pero que simplifica la solución sin alejarse de aportar generalidades al comportamiento de las fibras reales. Teniendo en cuenta esto se puede llegar a una solución escalar de la ecuación 1.15 por medio de la componente $\chi_{xxxx}^{(3)}$ del tensor de susceptibilidad. La respuesta no lineal de la fibra se debe a modificaciones producidas en las órbitas electrónicas por la presencia de un campo eléctrico y se consideran instantáneas al ocurrir durante decenas de femtosegundos. Por otra parte, se producen cambios de estado vibracionales en las moléculas de sílice que modifican el estado de moléculas vecinas provocando una respuesta no lineal e igualmente instantánea, además se considera la propagación en ausencia de pérdidas para longitudes de fibra mucho menores que el inverso de su atenuación y se asumen pulsos cuasi monocromáticos al espectro centrado en ω_0 permitiendo un ancho espectral respecto a la frecuencia central $\omega/\omega_0 \ll 1$. Mientras $\omega_0 \approx 10^{15}$ Hz, la última suposición es válida para pulsos cortos hasta de 0,1 ps (Agrawal, 2012).

Se asume que el campo eléctrico se representa con componente alineada en la dirección "x" de la forma siguiente:

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}, t) = \frac{1}{2} \hat{x} [E(r, t) \exp(-j\omega_0 t + c.c)] \quad (1.36)$$

Donde $\hat{x}$ es el vector de polarización unitario, $E(\mathbf{r}, t)$ es una función de variación de tiempo lenta (relativa al período óptico). La $\mathbf{P}_{NL}$ se expresa de manera similar como:

$$\mathbf{P}_{NL}(\mathbf{r}, t) = \frac{1}{2} \hat{\chi}[P(r, t) \exp(-j\omega_0 t + c.c)] \quad (1.37)$$

Bajo las consideraciones tomadas sobre el carácter instantáneo de la respuesta no lineal, obtener $\mathbf{P}_{NL}(\mathbf{r}, t)$ es relativamente más sencillo y se logra al sustituir 1.36 en 1.17 donde del producto de los tres impulsos de *Dirac* se obtiene la dependencia de $\mathbf{P}_{NL}(\mathbf{r}, t)$ de $\chi^{(3)}$ como se muestra en la ecuación 1.37.

$$\mathbf{P}_{NL}(\mathbf{r}, t) = \varepsilon_0 \chi^{(3)} : \mathbf{E}^3(\mathbf{r}, t) \quad (1.38)$$

El supuesto de respuesta no lineal instantánea equivale a dejar de lado la contribución de las vibraciones moleculares a $\chi^{(3)}$ (efecto *Raman*). En general, tanto los electrones y los núcleos responden al campo óptico de una manera no lineal. La respuesta del núcleo es inherentemente más lenta en comparación con la respuesta electrónica. Para fibras de sílice de la respuesta variacional o de *Raman* ocurre en escala de tiempo de 60-70 fs. Por lo tanto, la ecuación 1.37 es una aproximación válida para pulsos de ancho superior a 1 ps.

Utilizando 1.37 se puede expresar $\mathbf{P}_{NL}(\mathbf{r}, t)$ como:

$$\mathbf{P}_{NL}(\mathbf{r}, t) \approx \varepsilon_0 \varepsilon_{NL} \mathbf{E}(\mathbf{r}, t) \quad (1.39)$$

donde la contribución no lineal de la constante dieléctrica se define como

$$\varepsilon_{NL}(\mathbf{r}, t) = \frac{3}{4} \chi_{xxxx}^{(3)} |\mathbf{E}(\mathbf{r}, t)|^2 \quad (1.40)$$

Para obtener la ecuación de onda es más conveniente el dominio de la frecuencia, esto generalmente no es posible, debido a que la ecuación 1.15 es no lineal por la dependencia de la intensidad de la constante dieléctrica. Para los casos de estudio se considera constante para solucionar la ecuación de propagación. Esta aproximación queda justificada por la variación lenta de la envolvente y por la presencia del término P_{NL} , entonces se puede reescribir 1.15 como:

$$\nabla^2 \tilde{\mathbf{E}} + \varepsilon(\omega) k_0^2 \tilde{\mathbf{E}} = 0, k_0 = \omega/c \quad (1.41)$$

Donde

$$\varepsilon(\omega) = 1 + \chi_{xx}^{(1)} + \varepsilon_{NL} \quad (1.42)$$

Entonces a semejanza del caso lineal y por comodidad el campo está orientado en dirección "x" y se toma como:

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}, t) = \frac{1}{2} \hat{x} [A(t) F(\rho) \exp j(\omega_0 t - \beta_0 z)] \quad (1.43)$$

Para culminar la solución de la ecuación 1.41 hay que auxiliarse de herramientas matemáticas que no se tratarán y se encuentran detalladas en (Mamyshev and Charnikov, 1990). En consecuencia se toma la expresión final para la amplitud compleja $A(z, t)$:

$$\frac{\partial A}{\partial z} + \beta_1 \frac{\partial A}{\partial t} + j \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A}{\partial t^2} + \frac{\alpha}{2} A = j \gamma \left(1 + \frac{j}{\omega_0} \frac{\partial}{\partial t} \right) \left(A(z, t) \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sigma_{xxxx}} R_{xxxx}(t') |A(z, t - t')|^2 dt' \right) \quad (1.44)$$

Donde la amplitud óptica (V/m) ha sido normalizada para que la potencia óptica se calcule según $P(z, t) = |A(z, t)|^2$, γ es un parámetro que se denomina coeficiente no lineal y representa la no linealidad de la fibra según la expresión 1.45:

$$\gamma = \frac{n_2 \omega_0}{c A_{eff}} \quad (1.45)$$

n_2 : índice no lineal de la fibra o coeficiente de *Kerr* cuyo valor experimental obtenido es de aproximadamente $2,2 \cdot 10^{-20} \text{ m}^2 \text{W}^{-1}$; resultando γ en $\text{m}^{-1} \text{W}^{-1}$ en un rango de 0,001-0,1 $\text{m}^{-1} \text{W}^{-1}$ (Subías et al., 2000; Toulouse, 2005; Agrawal, 2012).

La notación A_{eff} indica el área efectiva en m^2 y se define como:

$$A_{eff} = 2\pi \frac{\left[\int_0^\infty F^2(\rho) \rho d\rho \right]^2}{\int_0^\infty F^4(\rho) \rho d\rho} \quad (1.46)$$

Esta expresión no muy atractiva indica el área real que ocupa el campo eléctrico en el interior de la fibra o la parte eficaz del área de la fibra ocupada por el campo eléctrico y como es de suponer también depende de los parámetros reales de la fibra: radio de su núcleo y de la diferencia entre los índices del núcleo y del revestimiento. Típicamente el área efectiva varía en valores comprendidos entre 1-100 μm^2 en dependencia de la fibra diseñada y para aquellas fibras con comportamientos casi lineales su valor es reducido para

disminuir considerablemente los efectos no lineales. Es un parámetro fuertemente vinculado al surgimiento de efectos no lineales por el incremento de la intensidad del campo al quedar concentrado en el reducido valor del área efectiva en comparación con el área total de la fibra. Para las fibras monomodo clásicas $A_{eff} \approx 80 \mu m^2$, para las fibras de dispersión desplazada (*Dispersion-Shifted Fiber*, DSF) $A_{eff} \approx 50 \mu m^2$ y para las fibras compensadoras de la dispersión (*Dispersion Compensation Fiber*, DCF) $A_{eff} \approx 20 \mu m^2$.

Para simplificar la solución se supone que la distribución radial del campo del modo fundamental, $F(\rho)$, es constante en el intervalo de frecuencias cubierto por el pulso óptico. Evitando las pérdidas de la guía, obviando la contribución de *Raman* y siguiendo la idea de la respuesta instantánea del medio la ecuación de amplitud compleja se reduce a 1.47.

$$\frac{\partial A}{\partial z} + \beta_1 \frac{\partial A}{\partial t} + j \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A}{\partial t^2} + \frac{\alpha}{2} A = j\gamma |A|^2 A \quad (1.47)$$

La expresión 1.47 es conocida como ecuación no lineal de *Schrödinger* a semejanza de la ecuación de *Schrödinger* con potencial no lineal y a la 1.44 ecuación extendida de *Schrödinger*. Es válido destacar que la complejidad de las ecuaciones es extraordinariamente superior cuando se tratan los sistemas densos, sistemas de múltiples señales copropagantes en el mismo sentido o en sentidos opuestos.

Otro parámetro que provoca efectos no lineales es la longitud efectiva de la fibra que representa la longitud real que debe recorrer la luz en la fibra para que se produzca cada efecto no lineal, teniendo en cuenta las pérdidas en la fibra. Se puede encontrar para una longitud de fibra L y atenuación α mediante la expresión 1.48.

$$L_{eff} = \int_0^L \exp(-\alpha z) dz = \frac{1 - \exp(-\alpha L)}{\alpha} \quad (1.48)$$

Para valores de $\alpha L \gg 1$, $L_{eff} \approx \frac{1}{\alpha}$. Mientras que para $\alpha L \ll 1$, $L_{eff} \approx L$. Para fibras monomodo de $\alpha \approx 0,2 \text{ dB/km}$ en la tercera ventana de trabajo y la $L_{eff} \approx 21 \text{ km}$. Para fibras de longitudes medias, alrededor de 10 km , $L_{eff} \approx 7 \text{ km}$ en la segunda ventana y $L_{eff} \approx 8 \text{ km}$ para fibras de esta longitud en la tercera ventana.

1.4 Efectos no lineales

En las fibras ópticas debido a su bajo umbral para la generación de efectos no lineales se distinguen diferentes efectos que provocan serios problemas en las comunicaciones ópticas, específicamente en los sistemas WDM donde se tienen varias señales ópticas de intensidades elevadas que operan de forma simultánea en el mismo medio de transmisión (Guano H. et al., 2014). En esta sección se presentan los efectos no lineales y se insiste en aquellos de mayor impacto en los sistemas monocanales.

Los efectos no lineales no son totalmente perjudiciales. Aunque como resultado de esta investigación se trata su minimización para lograr un mejor desempeño de los sistemas, los efectos son útiles para aplicaciones que requieran conversión de longitudes de ondas, regeneración de frecuencias o amplificación de señales típicas a partir del aprovechamiento de las frecuencias o potencias generadas de forma natural por cada efecto no lineal.

Los efectos no lineales se clasifican según la forma de intercambiar energía en el proceso de transmisión de la señal óptica. Efectos no lineales inelásticos o efectos no lineales elásticos.

Los efectos inelásticos son los que durante su ocurrencia se produce intercambio de energía entre el campo electromagnético y el medio. Esta interacción tiene lugar por modificaciones en la polarización del material asociadas a las vibraciones en los átomos del cristal y no existe balance entre las energías de los fotones durante la interacción. Como consecuencia general de los efectos inelásticos se producen modificaciones de ganancia o atenuación no lineales de la señal. Los efectos no lineales de tipo inelástico provocan la difusión de la luz o *scattering* de la luz en el medio y se conocen como efectos de difusión de *Raman* o de difusión de *Brillouin*. Para los sistemas que se implementan en este trabajo estos efectos no son centro de atención, debido a que tienen comportamiento casi despreciable frente a los efectos elásticos (López et al., 2011, Agrawal, 2012).

Los efectos elásticos son aquellos en los que durante su ocurrencia no se produce intercambio neto de energía entre el campo electromagnético y el medio. Su origen está dado por las modificaciones no lineales instantáneas del índice de refracción ante la presencia de un campo magnético intenso; son también conocidos como efectos de

refracción no lineal. Entre estos efectos se encuentran los de generación de tercer armónico (THG): automodulación de fase (*Self-Phase Modulation*, SPM), la modulación cruzada de fase (*Cross-Phase Modulation*, XPM) y la mezcla de cuatro ondas (*Four-Wave Mixing*, FWM).

1.4.1 Efectos no lineales: SPM, XPM, FWM

Los fenómenos de SPM y de XPM en las fibras estándares se producen por la dependencia del índice efectivo de refracción de la intensidad de la señal óptica aplicada, también conocido como efecto *Kerr*. En esta sección se trata una forma específica de la polarización no lineal según la ecuación 1.38, dando como resultado que el índice de refracción aumenta linealmente con la intensidad del campo aplicado. Este efecto se cuantifica según la ecuación 1.49.

$$\tilde{n}(I) = n + n_2 I = n_0 + n_2 \frac{P}{A_{eff}} \quad (1.49)$$

La ecuación anterior indica que en el índice de refracción a altas potencias de transmisión surge un primer sumando n (Índice de refracción lineal según 1.29) y el segundo que varía según la intensidad de la señal luminosa I en cm^2W^{-1} y por consiguiente, según la potencia aplicada. El coeficiente n_2 es el índice no lineal o coeficiente de *Kerr* y se relaciona con la susceptibilidad de orden tres según 1.50:

$$n_2 = \frac{3}{8n} \Re \left[\chi_{xxxx}^{(3)} \right] \quad (1.50)$$

A niveles altos de intensidad, la respuesta no lineal de cualquier material comienza a saturarse y es necesario modificar la ecuación 1.49. En la ecuación 1.51 se aprecia que el índice refractivo depende de la frecuencia y no linealmente del campo eléctrico aplicado.

$$\tilde{n}(\omega, |\mathbf{E}|^2) = n(\omega) + n_2 |\mathbf{E}|^2 \quad (1.51)$$

La dependencia del índice de refracción de la intensidad provoca efectos no lineales cuya característica típica es la modulación de la fase de la portadora óptica. Según la

modificación se produzca sobre la propia portadora o sobre las señales copropagantes puede ser: automodulación de fase o la modulación de fase cruzada respectivamente.

1.4.1.1 Automodulación de fase, SPM

Para el estudio de este efecto se parte de la ecuación no lineal de *Schrödinger* y se tienen en cuenta algunas consideraciones que facilitan su manipulación.

Se supone un cambio de variable tomando como referencia un punto que se desplaza por la fibra a la velocidad de grupo del pulso, v_g . Es decir, se evita que diferentes haces se propaguen a diferentes velocidades para obtener como resultado el desfase causado solo como consecuencia de SPM. Esta variable de tiempo se toma como:

$$T = \frac{t-z}{v_g} \quad (1.52)$$

El valor de T se normaliza con respecto a la duración total del pulso definiéndose una nueva variable temporal,

$$\tau = \frac{T}{T_0} = \frac{\frac{t-z}{v_g}}{T_0} \quad (1.53)$$

y en función de τ se expresa la forma de onda que se propaga por la fibra de forma normalizada,

$$A(z, \tau) = \sqrt{P_0} U(z, \tau) \quad (1.54)$$

donde P_0 es la potencia pico de la señal. Si además se consideran nulas las pérdidas en la fibra y la dispersión de la velocidad de grupo; se puede reescribir 1.47 como

$$\frac{\partial U}{\partial z} = j\gamma P_0 \exp(-\alpha z) |U|^2 U \quad (1.55)$$

Una vez recorrida toda la distancia L de la fibra, la solución de 1.55 es:

$$U(L, \tau) = U(0, \tau) \exp(j\phi_{NL}) \quad (1.56)$$

donde ϕ_{NL} es el corrimiento no lineal de la fase que introduce SPM, que se expresa por

$$\phi_{NL} = \gamma P_0 L_{eff} |U(0, \tau)|^2 \quad (1.57)$$

Como se deduce de 1.57 la variación no lineal de la fase depende de la potencia de la señal óptica generada y de la longitud efectiva, al tener como coeficiente a P_0 implica que depende también de la forma del pulso óptico, por tanto la variación de frecuencia instantánea se representa como el opuesto de la razón de cambio de la fase no lineal con respecto al tiempo según 1.58:

$$\delta\omega(\tau) = -\frac{\partial\phi_{NL}}{\partial\tau} = -\gamma P_0 L_{eff} \frac{\partial}{\partial\tau} (|U(0, \tau)|^2) \quad (1.58)$$

En dependencia del valor de 1.58 ocurre un desplazamiento parcial del pulso hacia las frecuencias bajas, $\delta\omega(\tau) < 0$ o hacia las frecuencias altas, $\delta\omega(\tau) > 0$. Considerando que la variación en frecuencias no es constante, entonces se tiene un ensanchamiento espectral del pulso o una compresión temporal de su forma. El alargamiento espectral inducido por SPM es una consecuencia de la dependencia de la fase ϕ_{NL} con el tiempo, lo que implica que si la fase varía, la frecuencia óptica instantánea se modifica.

1.4.1.2 Modulación de fase cruzada, XPM

De manera semejante a la SPM, la XPM se produce por la dependencia del índice de refracción de la intensidad de la fuente luminosa que se transmite a través de la fibra óptica. La diferencia notable recae en que la dependencia del efecto no es solamente de la intensidad del propio campo sino por la influencia de otros campos ópticos en la misma fibra. Luego que este efecto es de mayor relevancia para sistemas en los que coexistan en la fibra campos electromagnéticos de intensidad considerable entre ellos. La variación de la intensidad de una señal óptica modula en fase a otra de frecuencia distinta. En cuanto a distinciones entre canales se pueden establecer sus diferentes frecuencias de operación y su estado de polarización. Para el análisis se consideran distintas longitudes de ondas y se suponen primeramente canales con polarizaciones paralelas.

Supóngase la propagación de al menos dos canales diferentes 1 y 2 de longitudes de ondas diferentes cada uno y, como fue señalado anteriormente, con polarizaciones paralelas a la longitud de la fibra.

Las ecuaciones de propagación para cada canal se expresan como:

$$\frac{\partial A_1}{\partial z} + \beta_{11} \frac{\partial A_1}{\partial t} + j \frac{\beta_{21}}{2} \frac{\partial^2 A_1}{\partial t^2} + \frac{\alpha}{2} A_1 = j\gamma_1(1 - f_R) \left(|A_1|^2 + 2|A_2|^2 \right) A_1 + R_1(z, t) \quad (1.59)$$

$$\frac{\partial A_2}{\partial z} + \beta_{12} \frac{\partial A_2}{\partial t} + j \frac{\beta_{22}}{2} \frac{\partial^2 A_2}{\partial t^2} + \frac{\alpha}{2} A_2 = j\gamma_2(1 - f_R) \left(|A_2|^2 + 2|A_1|^2 \right) A_2 + R_2(z, t) \quad (1.60)$$

En las expresiones anteriores $R_{1,2}(z, t)$ y f_R están relacionadas con las respuestas no instantáneas, pero como se ha considerado desde la sección 1.3 se suponen despreciables al tratarse los efectos de manera instantánea (orden de los femtosegundos).

Realizando un procedimiento similar que para la SPM, la fase no lineal en el canal 2 al finalizar el recorrido a longitud L resulta:

$$\phi_{NL}^2 = \gamma L_{eff} (P_1 |U_1|^2 + 2P_2 |U_2|^2) \quad (1.61)$$

Según la ecuación 1.61 se observa que en uno de los sumandos entre el paréntesis continúa la presencia de la automodulación de fase $|U_1|^2$ y surge uno nuevo que contiene $|U_2|^2$, evidencia cuantitativa de la interacción entre los canales 1 y 2. El último sumando es el responsable de la modulación de fases cruzadas. Se puede concluir además que para canales de potencias y amplitudes equivalentes a una distancia y tiempos determinados, la XPM es doblemente efectiva que la SPM. De forma similar a la SPM la XPM provoca un ensanchamiento espectral de los pulsos ópticos o compresión temporal, sin embargo por las diferentes velocidades de propagación de cada canal, estos efectos dejan de ser simétricos a diferencia de la SPM (Agrawal, 2012).

La atenuación no debe ser omitida al analizar la modulación cruzada de fase. Si al menos dos pulsos ópticos coinciden, uno de ellos interaccionará con el inicio y final del otro; si no hay atenuación, la XPM es nula. De haber atenuación, se produce XPM (Thyagarajan and Ghatak, 2001).

Por otra parte se puede considerar el caso en que se propaguen dos canales pero con polarizaciones no paralelas pudiendo ser aleatorias. De forma similar al caso anterior y despreciando la respuesta no instantánea, pero con mayor rigor matemático en base a amplitudes complejas:

$$\frac{\partial A_1}{\partial z} + \beta_{11} \frac{\partial A_1}{\partial t} + j \frac{\beta_{21}}{2} \frac{\partial^2 A_1}{\partial t^2} + \frac{\alpha}{2} A_1 = j\gamma \left(|A_1|^2 + \frac{2}{3} |A_2|^2 \right) A_1 \quad (1.62)$$

$$\frac{\partial A_2}{\partial z} + \beta_{12} \frac{\partial A_2}{\partial t} + j \frac{\beta_{22}}{2} \frac{\partial^2 A_2}{\partial t^2} + \frac{\alpha}{2} A_2 = j\gamma \left(|A_2|^2 + \frac{2}{3} |A_1|^2 \right) A_2 \quad (1.63)$$

La fase no lineal del canal y sobre el canal x se expresa como:

$$\phi_{NL}^2 = \gamma L_{eff} \left(P_1 |U_1|^2 + \frac{2}{3} P_2 |U_2|^2 \right) \quad (1.64)$$

En el segundo sumando dentro del paréntesis se observa que, para este tipo de polarización, bajo los mismos niveles de potencias y amplitudes, la XPM es menos efectiva que considerando polarizaciones paralelas, por lo que se omitirá su análisis en los sistemas WDM.

Generalizando la expresión 1.61 para un sistema multicanales con N canales a longitudes de ondas diferentes, la ecuación para la fase no lineal del i -ésimo canal se expresa según 1.65:

$$\phi_{NL}^i = \gamma L_{eff} \left(P_i |U_i|^2 + 2 \sum_{n \neq i}^N P_n |U_n|^2 \right) \quad (1.65)$$

El factor 2 indica que la XPM es, al menos, doblemente efectiva que la SPM para las mismas potencias cuando las señales se superponen temporalmente. XPM obstaculiza el sistema de forma semejante a SPM a través del desplazamiento de frecuencias y de la dispersión cromática, pero sus daños pueden ser significativamente superiores a los de SPM; los que pueden incrementarse cuando se consideran sistemas de mayor densidad.

1.4.1.3 Mezcla de cuatro ondas, FWM

La interacción entre varias frecuencias origina el efecto no lineal conocido como mezcla de cuatro ondas. Para que se produzca este fenómeno, además de las elevadas potencias de transmisión debe existir coincidencia de fases entre las señales involucradas, es decir igualdad entre las velocidades de fase de cada una. Esta última condición es más fuerte debido a que las fuentes láser aún son elementos dispersivos.

En este proceso las ondas ópticas de frecuencias ω_1, ω_2 y ω_3 que se desplazan simultáneamente y de manera copropagante por la fibra, se mezclan originando una nueva frecuencia ω_4 dada por la ecuación 1.66.

$$\omega_4 = \omega_1 \pm \omega_2 \pm \omega_3 \quad (1.66)$$

El impacto del efecto FWM depende seriamente de las diferencias de fases de las cuatro señales que interactúan durante la propagación en la fibra. El efecto será máximo cuando la diferencia de fases sea nula u ocurra ajuste de fases y se efectuará cuando las longitudes de onda de bombeo sean próximas a la longitud de onda de dispersión nula.

Según la descripción mecánico cuántica dos fotones de energías $\hbar\omega_1$ y $\hbar\omega_2$ interactúan en la fibra generando otros dos fotones de energías $\hbar\omega_3$ y $\hbar\omega_4$ de forma tal que se cumplan las leyes de conservación de la energía y de la cantidad de movimiento según 1.67 y 1.68 respectivamente (Agrawal, 1998).

$$\hbar\omega_1 + \hbar\omega_2 = \hbar\omega_3 + \hbar\omega_4 \quad (1.67)$$

$$\kappa_1 + \kappa_2 = \kappa_3 + \kappa_4 \quad (1.68)$$

Existen dos casos de FWM en dependencia de alguna combinación específica entre las frecuencias que se mezclan. Está el caso no degenerado que considera la obtención de la cuarta frecuencia ω_4 a partir de la relación de las otras tres según 1.69

$$\omega_4 = \omega_1 + \omega_2 - \omega_3 \quad (1.69)$$

El caso degenerado supone la igualdad entre ω_1 y ω_2 por lo que intervienen solo dos señales con frecuencias diferentes y se obtiene ω_4 según 1.70

$$\omega_4 = 2\omega_1 - \omega_3 = 2\omega_2 - \omega_3 \quad (1.70)$$

Como propósito general de este trabajo solo se tratará el caso degenerado, se puede consultar el otro caso en (Agrawal, 2012).

En la ecuación 1.38 se muestra la dependencia de la polarización no lineal de la susceptibilidad de orden tres y del cubo del campo eléctrico. Si se consideran dos campos eléctricos $\mathbf{E}_1$ y $\mathbf{E}_2$ de frecuencias ω_1 y ω_2 respectivamente y se suponen las condiciones establecidas para generar XPM, la expresión para cada campo toma las formas 1.71 y 1.72 respectivamente.

$$\mathbf{E}_1 = \frac{1}{2} \hat{x} [A_1(z, t) \exp j(\beta(\omega_1)z - \omega_1 t) + c. c] \quad (1.71)$$

$$\mathbf{E}_2 = \frac{1}{2} \hat{x} [A_2(z, t) \exp j(\beta(\omega_2)z - \omega_2 t) + c. c] \quad (1.72)$$

Para campos lineales y paralelos resulta el producto tensorial de 1.38 como:

$$\mathbf{P}_{NL} = \epsilon_0 \chi^{(3)} : \mathbf{E} \mathbf{E} \mathbf{E} = \mathbf{E}_1^2 \mathbf{E}_1 + \mathbf{E}_2^2 \mathbf{E}_2 + 3\mathbf{E}_1^2 \mathbf{E}_2 + 3\mathbf{E}_2^2 \mathbf{E}_1 \quad (1.73)$$

Los términos $\mathbf{E}_1^2 \mathbf{E}_1$ permiten el surgimiento de las frecuencias $\pm \omega_1$ causantes de los efectos SPM. Los términos $\mathbf{E}_1^2 \mathbf{E}_2$ permiten componentes de frecuencias $\pm \omega_2$ y $\pm 2\omega_1 \pm \omega_2$ causantes de XPM, aunque la generación es eficiente a $\pm (2\omega_1 - \omega_2)$.

Como consecuencia de las diferencias de signo de las frecuencias, surgen componentes mayores que la frecuencia de operación, onda anti-Stokes; y a las surgidas de menor frecuencia onda de Stokes.

Si se considera un sistema WDM de N canales, la señal se puede representar por la suma de ondas planas y monocromáticas según 1.74.

$$E(t) = \sum_{c=1}^N E_c \cos(\omega_c t - \varphi_c) \quad (1.74)$$

La polarización no lineal está dada por

$$\mathbf{P}_{NL}(t) = \epsilon_0 \chi^{(3)} \mathbf{E}^3(t) \quad (1.75)$$

Reescribiendo 1.75:

$$\mathbf{P}_{NL}(t) = \epsilon_0 \chi^{(3)} \sum_{c=1}^N \sum_{d=1}^N \sum_{e=1}^N E_c \cos(\omega_c t - \varphi_c) E_d \cos(\omega_d t - \varphi_d) E_e \cos(\omega_e t - \varphi_e) \quad (1.76)$$

La ecuación 1.76 es una serie triple que en su expansión se combinan productos de dos y tres funciones cosinusoidales originando nuevas componentes de frecuencias dadas por ω_c , $2\omega_c \pm \omega_d$, $2\omega_c \pm \omega_d \pm \omega_e$. La primera componente representa la SPM. Las componentes de frecuencia $2\omega_c \pm \omega_d$ se anulan al resultar acopladas en fase lo que se interpreta como el macheo de fases entre diferentes señales que se propagan por la fibra a velocidades de grupo opuestas. Estas señales en la práctica se pueden despreciar porque su contribución es muy pequeña (Boyd, 2007). Para las componentes $\omega_c \pm \omega_d \pm \omega_e$, los efectos son semejantes a la distorsión de intermodulación en los sistemas eléctricos. En general para sistemas WDM de N lambdas en el interior de la fibra el número de frecuencias resultantes de la mezcla es de m , dado por:

$$m = \frac{N^2}{2(N-1)} \quad (1.77)$$

Al FWM no depender explícitamente de la potencia del estímulo, es críticamente dependiente del espaciamiento entre canales adyacentes y de la dispersión de la fibra. Mientras la dispersión varía con la longitud de ondas, las ondas generadas tienen velocidades de grupo diferentes, esto destruye el acople de fases de las ondas que interactúan y contribuye a la regeneración de nuevas frecuencias; en consecuencia disminuyendo la separación entre canales se incrementa el efecto de FWM. En los sistemas actuales la separación entre canales adyacentes está estandarizada para sistemas densos según la RFC G-694.1 de la UIT-T.

1.5 Conclusiones del capítulo

La composición interna de los enlaces ópticos no es única y la diversidad de sus componentes implica seleccionar cuidadosamente sus parámetros físicos para lograr un diseño que se ajuste a requisitos específicos. La propagación de la luz en la fibra se describe mediante una ecuación de onda que no se resuelve por métodos tradicionales, imposibilitando, dada su complejidad, encontrar una expresión analítica general para describir la relación de los efectos no lineales con los parámetros de transmisión del sistema. Su componente fundamental (la fibra óptica) exhibe una variedad de efectos no lineales que es respetada por los diseñadores porque pueden afectar adversamente el desempeño del sistema, pero debido a que se identificaron los parámetros de los cuales dependen las no linealidades, estas pueden ser controladas mediante el diseño apropiado del sistema, por lo que es clave ingeniar mecanismos que, aunque no eliminen los efectos adversos de las no linealidades, contribuyan a desarrollar sistemas más robustos ante ellas.

CAPÍTULO 2. MODULACIONES ÓPTICAS

En este capítulo se presentan los formatos típicos de modulación en los sistemas ópticos y se consideran los escenarios de los enlaces monocanales en *OptiSystem*.

2.1 Formatos típicos de modulación óptica

La modulación óptica consiste en convertir la señal eléctrica en una señal óptica correspondiente. En los sistemas ópticos se implementan posiblemente dos formas diferentes: la modulación directa y la modulación externa. El primero de los casos no utiliza modulador externo y limita la capacidad hasta alrededor de 10 Gbps, mientras que en el segundo de los casos se requiere un modulador externo para lograr velocidades de transmisión a partir de los 10 Gbps.

Para la transmisión de señales ópticas es posible modificar cuatro parámetros físicos diferentes: la amplitud, la frecuencia, la fase y la polarización. Según el parámetro que se modifique y en el marco de la transmisión de señales digitales se distinguen los tipos de modulación: modulación de amplitud (*Amplitude Shift Keying*, ASK), modulación de frecuencia (*Frequency Shift Keying*, FSK), modulación de fase (*Phase Shift Keying*, PSK) y modulación del estado de polarización (*Polarization Shift Keying*, PolSK). En la figura 2.1 se muestran los formatos más comunes que se implementan en las redes ópticas clasificados en modulaciones de intensidad y las modulaciones de fase.

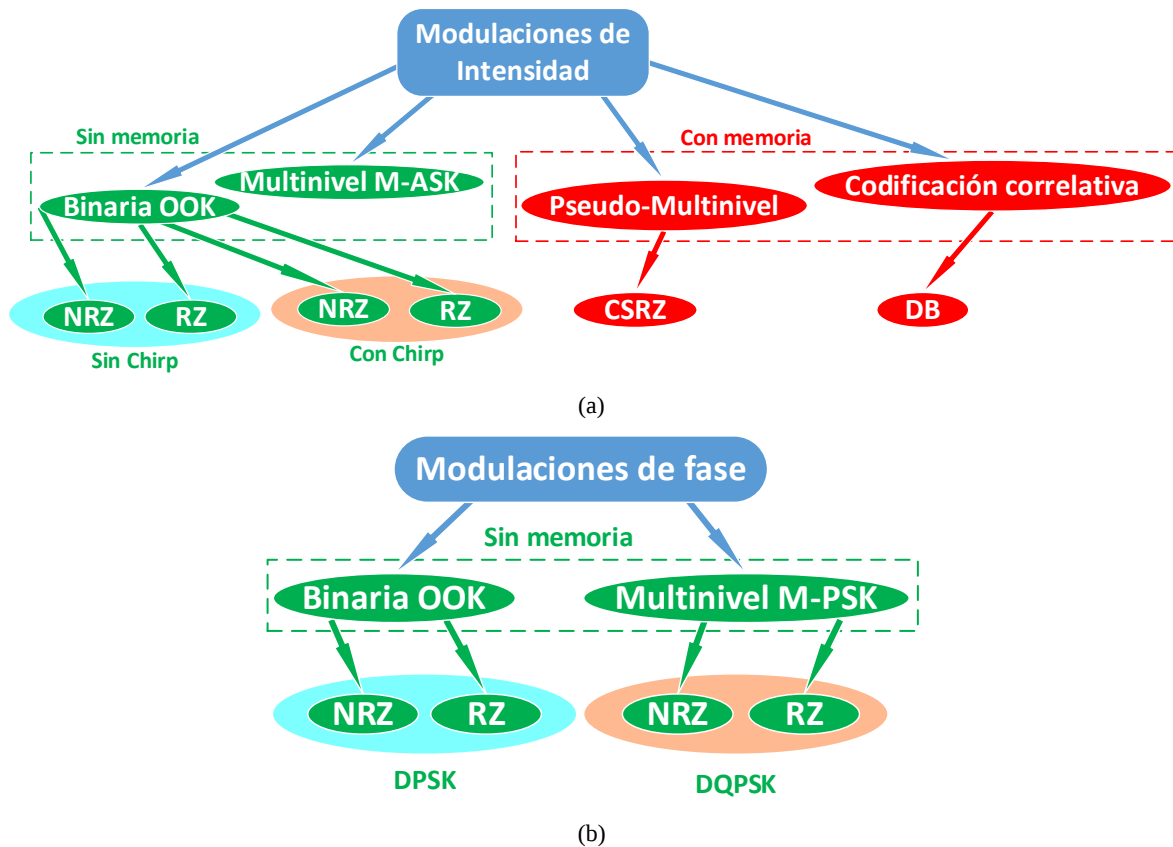


Figura 2.1. Clasificación de los formatos de modulación típicos en los sistemas ópticos. (a) Modulación de intensidad. **OOK:** On/Off Keying; **M-ASK:** Multilevel Amplitude-Shift Keying; **NRZ:** Non-Return-to-Zero; **RZ:** Return-to-Zero; **CSRZ:** Carrier-Suppressed RZ; **DB:** Duobinary. (b) Modulación de fase. **DPSK:** Differential Phase-Shift Keying; **DQPSK:** Differential Quadrature Phase-Shift Keying.

La utilización de un formato de modulación adecuado permite incrementar la velocidad binaria del sistema, la longitud de los tramos entre amplificadores, la relación señal a ruido óptica (*Optical Signal Noise Rate*, OSNR) y minimizar efectos lineales o no lineales en el sistema.

Si se tiene un formato de modulación con espectro óptico estrecho, el sistema es vulnerable a un espaciamiento amplio entre canales adyacentes. Mientras menor sea el ancho de banda óptico, menor será la cantidad de nuevas frecuencias generadas y por tanto el sistema es menos afectado por la acción de efectos dispersivos.

A altas potencias de transmisión, las fuentes ópticas utilizan láser de emisión de onda continua y los formatos de modulación que se basan en la emisión luminosa de potencia constante tienen mayor afectación por la SPM y la XPM que los que se basan en la emisión con potencia variable (Zhang, 2004).

En los sistemas prácticos las señales binarias son ampliamente utilizadas debido a la relativa facilidad con que se pueden modular. Evidencias referenciales que se indicarán en cada caso prueban la afirmación anterior.

Existen básicamente tres tecnologías ampliamente desplegadas: láser de modulación directa, moduladores de electroabsorción y los moduladores *Mach-Zehnder* (*Mach-Zehnder Modulator*, MZM). De estas, los MZM son los utilizados por excelencia por su alta robustez al modular fase con independencia de la intensidad de la señal (Huiszoon et al., 2005).

Los MZM basan su funcionamiento en el principio de la interferencia controlada a través de la fase de la señal óptica. Apoyándose en la figura 2.2 se sigue que la señal óptica incidente se divide, después de un primer acoplador, en dos vías alternativas que conducen cada una a un modulador de fase (*Phase Modulator*, PM), acentuando a la salida una señal de diferencia de fases como consecuencia de la interferencia de las señales desagregadas por cada vía óptica. A partir de un segundo acoplador ubicado después de cada modulador de fase, la señal óptica a la salida se obtiene mediante interferencia constructiva o destructiva. Para evitar que en la señal resultante aparezca *chirp* se toman tensiones opuestas de cada modulador de fase o lo que se conoce como contrapuestas en fases.

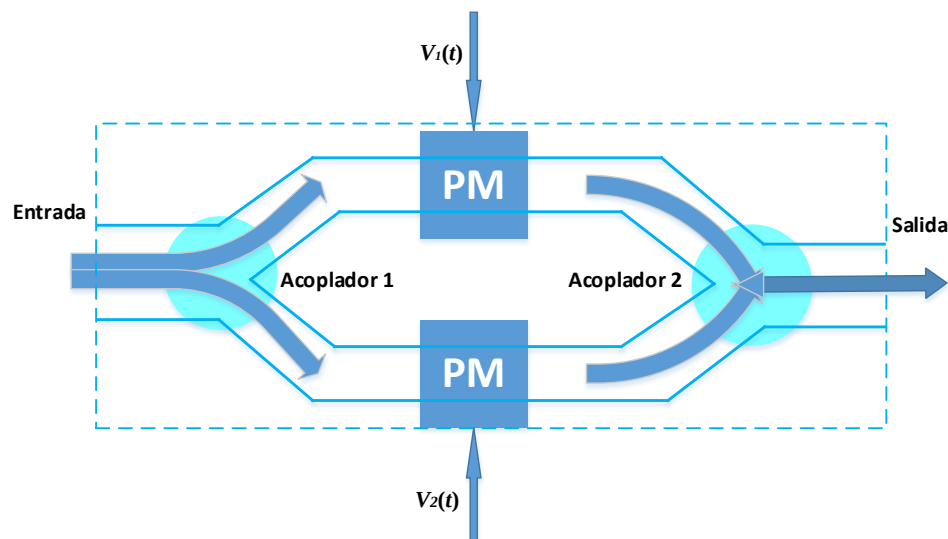


Fig. 2.1. Estructura del modulador MZM.

Los MZM de niobato de litio (LiNbO_3) tienen características de modulación independientes de la longitud de onda, una buena razón de error (por encima de los 20dB), pérdidas de

inserción menores que los moduladores por electro absorción (próximas a los 5 dB), pero operan a mayor tensión (hasta 6 V), lo que requiere de amplificadores de banda ancha (Winzer and Essiambre, 2006).

2.2 Modulaciones diseñadas

La modulación óptica de amplitud es similar al caso eléctrico. La información está contenida en los cambios de amplitud de la señal transmitida. La diferencia notable está dada por la naturaleza óptica de las señales que se modulan. Consiste en emitir un pulso de luz por cada bit unitario y omitir la emisión por cada bit nulo, lo que se asocia con una señal óptica conmutada ON/OFF (luz emitida/ luz omitida; 1/0). Es decir, este tipo de modulación se basa en cambios por presencia o ausencia de intensidad luminosa, por lo que es común referirse a ella como modulación de intensidad y ha sido utilizada en las comunicaciones ópticas desde sus inicios. Formatos avanzados de modulación se basan en NRZ OOK (*Non Return to Zero On/Off Keying*) y RZ OOK (*Return to Zero On/Off Keying*) y son capaces de incrementar capacidad de transmisión del sistema.

La mayoría de los formatos multiniveles de basan en las variantes de PSK (*Phase Shift Keying*) como candidato por excelencia debido a su robustez frente a las no linealidades y a la relativa facilidad de implementación de su transmisor al utilizar moduladores MZM comunes. Además el formato para la detección diferencial (*Differential Phase Shift Keying*, DPSK) permite un receptor de baja complejidad y costos haciéndolo atractivo para la comercialización.

Otro de los formatos de intensidad implementados es CSRZ (*Carrier Suppressed Return-to-Zero*) que en su forma estándar utiliza dos MZM. CSRZ como característica distintiva, con relación a RZ, tiene dos picos desplazados a la mitad de la máxima respuesta de frecuencia del sistema y ningún pico a la frecuencia de portadora, lo que deviene teóricamente en potencia nula a esa frecuencia; implicando un sistema de mayor robustez ante efectos no lineales.

En las secciones siguientes se presentan los sistemas implementados utilizando *OptiSystem* y tienen como regularidades generales las siguientes: frecuencia de operación 193.1 THz y las mismas técnicas de compensación en cada caso. A las técnicas de compensación ópticas

también se les conoce como técnicas de compensación en línea porque se aplican, según se requieran, a lo largo del enlace de fibra para lograr atenuación y dispersión nulas. La clasificación de la técnica depende del elemento compensador que se utilice: fibras compensadoras de la dispersión (*Dispersion Compensation Fiber*, DCF) o fibras *Bragg Grating* (*Fiber Bragg Grating*, FBG). El elemento más común en los sistemas ópticos es la DCF porque al operar a bajas potencias no contribuye notablemente a los efectos no lineales (Pizzinat et al., 2009). Las técnicas de compensación se clasifican teniendo en cuenta el orden de posición del DCF con respecto al tramo principal de fibra: precompensación, postcompensación y compensación simétrica. El último de los casos combina los dos anteriores. El comportamiento de un sistema varía según la aplicación de diferentes técnicas de compensación sobre él y también varían los comportamientos de sistemas diferentes para una misma técnica de compensación aplicada sobre ellos (Fernández et al., 2012). Las técnicas de compensación electrónicas están reguladas por la RFC G.959.1 de la UIT-T, en la cual se muestra la información que concierne a su implementación en redes que utilizan G.652.

Como se evidenció en el capítulo anterior la complejidad de los fenómenos estudiados no permite obtener un método analítico general para determinar los principales parámetros de transmisión de un sistema óptico que se modifican por los efectos no lineales y por tanto, tampoco se puede emitir tácitamente una valoración sobre las afectaciones producidas por las no linealidades. Entonces, para estudiar la incidencia que tiene el formato de modulación en el desempeño de los sistemas se utiliza *OptiSystem* como herramienta adecuada para la simulación.

OptiSystem permite la simulación de sistemas de comunicaciones por fibra óptica a nivel de capa física, incorporando una amplia librería de componentes (transmisores, fibras, receptores, amplificadores ópticos,...).

A continuación se comentan los componentes más utilizados disponibles en *Default > Component Library*:

▲ Generador de secuencia de bits pseudo-aleatoria: Genera una señal binaria aleatoria. Esta secuencia es la más empleada para comprobar las prestaciones de un sistema, pues el tráfico real de datos tiene un carácter casi aleatorio. Téngase en cuenta que esta señal

binaria no puede aplicarse directamente a un transmisor o a una fuente de luz, debe convertirse antes a una señal eléctrica empleando un código de línea (RZ, NRZ,...).

▲ Generador de pulsos NRZ: Convierte una señal binaria en una señal eléctrica con codificación NRZ.

▲ Generador de pulsos RZ: Convierte una señal binaria en una señal eléctrica con codificación RZ.

▲ Láser de onda continua: Simula una fuente de luz láser de onda continua sin posibilidad de modulación directa.

▲ LED: Simula una fuente de luz LED de gran ancho espectral.

▲ Láser basado en medidas con modulación directa: Se trata de un componente que simula un láser, que puede ser modulado directamente por una señal eléctrica. Además, los parámetros del modelo pueden obtenerse fácilmente a partir de medidas de un dispositivo real, lo que facilita el modelado de dispositivos comerciales concretos (es decir, se especifican parámetros como la potencia óptica emitida a una determinada corriente de inyección o la anchura espectral, en lugar de parámetros tales como la eficiencia cuántica diferencial o la longitud de la cavidad, que están relacionados pero son difíciles de conocer).

▲ Modulador de electroabsorción: Es un dispositivo que modula la señal óptica a base de modificar la absorción óptica de un material de acuerdo a una entrada eléctrica de control (la señal a transmitir).

▲ Modulador *Mach-Zehnder*: Es un dispositivo que modula la señal óptica mediante interferencias controladas de la señal óptica consigo misma, de acuerdo a una entrada eléctrica de control (la señal a transmitir).

▲ Fibra óptica monomodo: Es el modelo general de fibra óptica en régimen monomodo que incluye los efectos de atenuación, dispersión y no linealidades.

▲ Fibra óptica multimodo: Es el modelo de una fibra óptica en régimen multimodo que se caracteriza fundamentalmente por su ancho de banda modal, es decir, su producto ancho de banda por longitud.

▲ Amplificador de fibra dopada con erbio: Dispositivo que amplifica la luz a su entrada, en la zona de tercera ventana de trabajo.

▲ Atenuador óptico: Simula un canal óptico de fibra de atenuación variable y contribuye a mantener constante el nivel de la potencia de ruido con independencia de las condiciones de contorno.

▲ Acoplador divisor 1x2: Es un acoplador óptico de una entrada y dos salidas, para dividir la señal óptica que sale de una fibra en dos vías diferentes.

▲ Acoplador combinador 2x1: Es un acoplador óptico de dos entradas y una salida, para combinar la señal óptica de dos fibras en una única fibra óptica de salida.

▲ Fotodetector PIN: Simula un fotodiodo PIN, caracterizado fundamentalmente por su responsividad y corriente de oscuridad.

▲ Fotodetector APD: Simula un fotodiodo APD, caracterizado fundamentalmente por su ganancia, responsividad y corriente de oscuridad.

A continuación se comentan los instrumentos de visualización más comunes que se encuentran en *Default > Visualizer Library*:

▲ Medidor de la potencia óptica: Muestra en dBm o en Watts la potencia óptica media de la señal en su entrada.

▲ Analizador de espectros ópticos: Muestra el espectro de la señal óptica aplicada a su entrada, en términos de longitud de onda o de frecuencia.

▲ Osciloscopio: Es un visualizador que muestra la señal óptica en el dominio del tiempo.

▲ Analizador de espectros eléctricos: Muestra el contenido de frecuencia de la señal eléctrica aplicada a su entrada.

▲ Analizador de la razón de bits erróneos (BER Analyzer): Estima la razón de bits erróneos de la señal recibida y muestra su diagrama de ojo. Necesita tres señales para su funcionamiento: la señal binaria a transmitir, la señal eléctrica a transmitir y la señal eléctrica recibida.

OptiSystem permite modificar los diferentes parámetros de diseño: componentes, longitud de onda de trabajo, potencia del transmisor, formato de modulación, etc. Además, incluye instrumentos de visualización como osciloscopios, analizadores de espectros óptico y eléctrico; aunque su principal instrumento es el analizador BER.

Para determinar el comportamiento de los sistemas ante las mismas perturbaciones por efectos dispersivos y no lineales se configuraron en el medio los valores siguientes: área

efectiva $80 \mu\text{m}^2$, longitud del enlace 50 km (NRZ OOK y RZ OOK) y 200 km (DPSK y CSRZ), para el estudio de los efectos no lineales, constante de propagación de segundo orden $-20 \text{ ps}^2/\text{km}$, forzando a operar en régimen de dispersión anómalo a 1550 nm , parámetro de dispersión 17 ps/nm/km y coeficiente de Kerr de $2,2 \cdot 10^{-20} \text{ m}^2/\text{W}$. Además, se consideró que la razón de bits erróneos en los sistemas sigue una distribución gaussiana en una banda de frecuencias suficientemente amplia entorno a la frecuencia de operación de cada canal.

2.2.1 Escenario 1 de simulación: Formato de modulación NRZ OOK

El formato de modulación NRZ OOK, o conocido simplemente por OOK, es el formato básico imperante frente RZ en los sistemas ópticos por las razones siguientes: ancho de banda relativamente bajo, alta inmunidad frente al ruido de fase y transmisor de estructura más simple. NRZ se utiliza para sistemas limitados por atenuación debido a que el tiempo activo de bit es aproximadamente el tiempo total de bit lo que garantiza una mayor energía de la señal codificada, así que los sistemas NRZ necesitan una dispersión baja, o preferiblemente nula a la longitud de onda de operación. El problema de este requerimiento es que la no linealidad tiene efectos más severos con dispersión cero y la fibra óptica monomodo opera en la tercera ventana a 1550 nm con dispersión nula.

En la figura 2.3 (a) se muestra que la estructura del transmisor óptico está formada por un generador de secuencia de bits pseudo aleatoria que entrega los 10 Gbps a transmitir. Esta secuencia es la más empleada para comprobar las prestaciones de un sistema, pues el tráfico real de datos puede considerarse con carácter aleatorio. Téngase en cuenta que esta señal binaria no puede aplicarse directamente a un transmisor o a una fuente de luz, previamente debe convertirse a una señal eléctrica empleando un código de línea (NRZ, RZ,...). En este escenario se utiliza el generador de pulsos NRZ. La luz como soporte para los datos al modular se obtiene a partir del láser de onda continua que simula una fuente sin posibilidad de modulación directa a la frecuencia de operación del canal. El MZM, como se trató en 2.2, es un dispositivo que modula la señal óptica mediante interferencias

controladas de la señal óptica, de acuerdo a una entrada eléctrica de control que coincide con la señal a transmitir.

En la figura 2.3 (b) se muestra el medio de transmisión en el cual se han implementado técnicas compensadoras de la dispersión y de la atenuación con las características para la simulación indicadas en el último párrafo de la sección anterior.

En la figura 2.3 (c) se muestra un generador de ruido que se incluyó en el diseño para lograr un mejor acercamiento al comportamiento de un sistema real. La señal de este generador se añade a la señal de datos mediante el acoplador (*Coupler*) y se basa en la contaminación de la señal de datos por una señal óptica amplificada por la cadena de los dos Amplificadores de Fibra Dopada con Erblio (*Erbium-Doped Fiber Amplifier*, EDFA). La señal ruidosa se genera como consecuencia del principio de la emisión estimulada. Este provoca la amplificación de la energía luminosa de cada fotón al transitar de un estado de mayor energía a otro de menor energía en el cristal de silicio.

En la figura 2.3 (d) se muestra la estructura del receptor óptico. El fotodetector PIN simula un fotodiodo PIN, caracterizado fundamentalmente por su responsividad 1 A/W, su corriente de oscuridad de 10 nA y por estar sintonizado a la frecuencia de operación del canal. Se incluye un filtro de *Bessel* paso bajo a la frecuencia de operación del canal y con frecuencia de corte a tres cuartos de la máxima respuesta de frecuencia de la señal de datos. Es común la presencia de filtrado en el extremo receptor para eliminar componentes ruidosas.

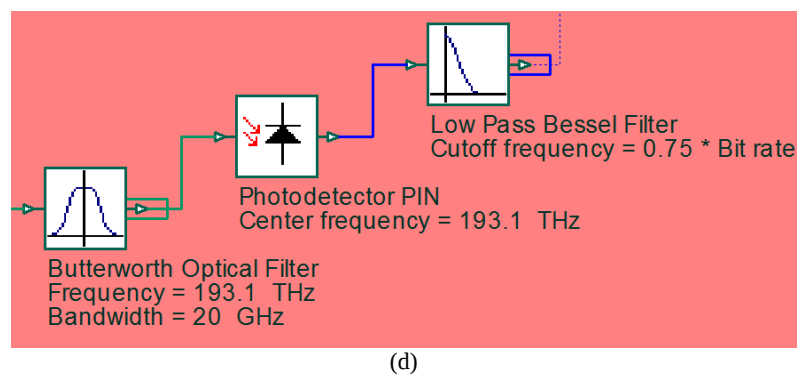
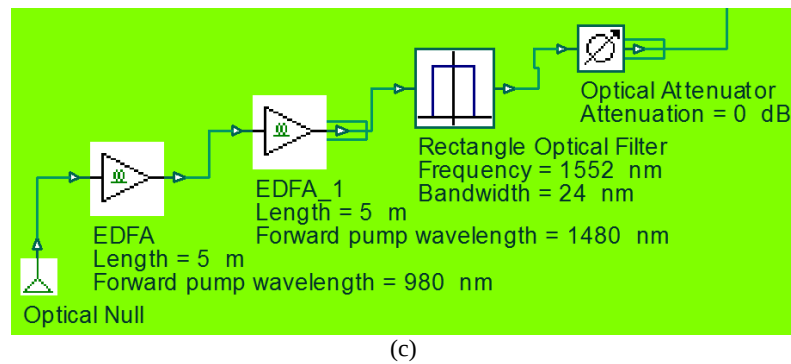
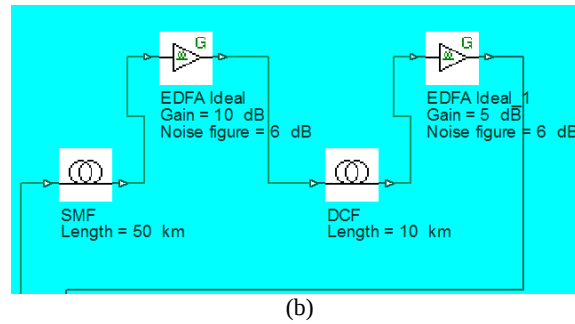
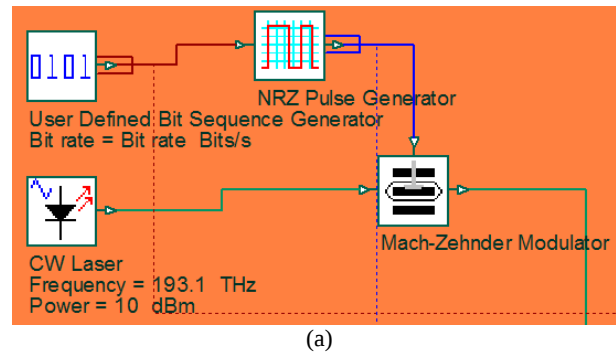


Figura 2.3. Diagrama en bloques del sistema NRZ OOK. (a) Transmisor óptico. (b) Medio de transmisión compensado. (c) Señal ruidosa. (d) Receptor óptico.

2.2.2 Escenario 2 de simulación: Formato de modulación RZ OOK

El formato de modulación RZ OOK se utiliza en los sistemas ópticos cuando la limitante del sistema está dada por dispersión. Se implementa para que el láser bombee en forma pulsante, donde los pulsos son reducidos al 50% de su duración lo que contribuye a mejorar el sincronismo del sistema, pero exige doble velocidad digital en línea para el reconocimiento de la información por el receptor bajo las mismas condiciones de NRZ OOK. Por otra parte, debido a que la duración de los pulsos en una señal RZ es menor que la duración de los pulsos en una señal NRZ, para una potencia media de pulsos dada, la potencia de pico de los pulsos RZ será mayor que la potencia de pico de los pulsos NRZ, resultando una mayor apertura del diagrama de ojo en el caso de pulsos RZ que en el caso de pulsos NRZ, lo que se traduce en una mayor sensibilidad del receptor cuando se transmiten pulsos RZ. Recíprocamente, esto implica que, para una sensibilidad de receptor dada, la potencia de la señal transmitida puede disminuirse si se transmite una señal RZ en lugar de una señal NRZ o que, para una potencia de transmisión dada, la distancia del enlace óptico puede aumentarse si se transmite una señal RZ en lugar de una señal NRZ.

El método de generación de señales RZ de forma electrónica es factible hasta regímenes binarios de 10 Gbps, mientras que para capacidades de 40 Gbps o superiores se utilizan moduladores de pulsos. Generalmente, estos moduladores de pulsos son EAM o MZM excitados mediante señales sinusoidales, aunque para elevados regímenes binarios, se opta por MZM frente a EAM debido a la característica de absorción variable que presentan los EAM y al *chirp* residual que introducen.

Como se muestra en la figura 2.3 la estructura del transmisor RZ OOK es parecida a la del transmisor NRZ OOK mostrada en la figura 2.2 (a). La diferencia notable está dada por la utilización de un generador de pulsos RZ en lugar de uno de pulsos NRZ. En este caso el sistema igualmente que el anterior opera a 10 Gbps. En primer lugar, la luz como soporte para los datos al modular se obtiene a partir del láser de onda continua que simula una fuente sin posibilidad de modulación directa a la frecuencia de operación del canal. El MZM, como se trató en 2.2, es un dispositivo que modula la señal óptica mediante interferencias controladas de la señal óptica, de acuerdo a una entrada eléctrica de control

que coincide con la señal a transmitir. A la salida de MZM se tiene una señal óptica modulada lista para ser insertada en la fibra.

Los restantes componentes del sistema: bloque generador de ruido, medio de transmisión y receptor coinciden con los representados en la figura 2.2 (b), (c) y (d) para NRZ.

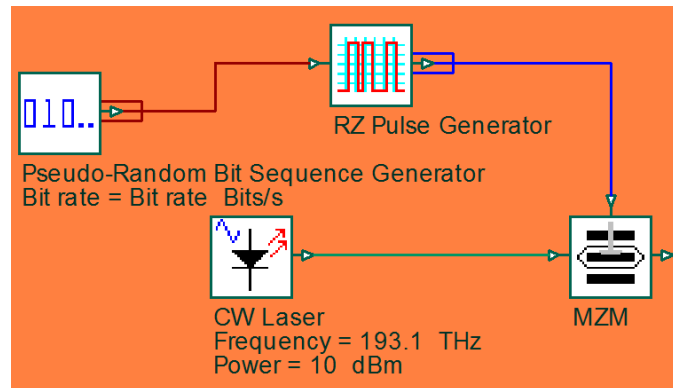


Figura 2.3. Diagrama en bloques del sistema RZ OOK. Transmisor óptico.

2.2.3 Escenario 3 de simulación: Formato de modulación DPSK

Debido a la complejidad para establecer una referencia de fase en el receptor, la referencia debe ser establecida por la propia señal de datos. Al contrario de los formatos NRZ y RZ, DPSK codifica la información en los cambios diferenciales de la fase óptica y se puede implementar a partir de NRZ y de RZ sin impacto directo en la amplitud como parámetro modulado.

Para modular una señal DPSK se puede implementar un sistema a partir de PM o de MZM. La diferencia notable entre utilizar uno u otro está dada porque el PM modula la fase sobre una trayectoria circunferencial en el plano complejo, manteniendo constante la intensidad de la luz; mientras que al utilizar un MZM controlado simétricamente por señales sinusoidales de amplitudes opuestas, la señal es modulada a lo largo del eje real a través del origen del plano complejo produciéndose diferencias exactas de fase dependientes de la intensidad óptica. Como la recepción depende de captar la información de fase, lo más exacta posible, los MZM son más utilizados que los PM. DPSK modula la información con cambios de fase de 0 o π radianes entre bits adyacentes. Al transmitirse el uno lógico se

inserta un cambio de π radianes en la fase de la portadora óptica, mientras que al transmitirse el cero lógico la fase anterior permanece inalterada.

En la figura 2.4 se muestra la estructura del transmisor de la señal DPSK que está compuesto por un generador de secuencias de bits pseudo-aleatorias que entrega los 40 Gbps que se van a transmitir, un precodificador dada la necesidad de recibir datos DPSK sin referencia dependiente de una señal en el receptor, un generador de pulsos NRZ como el elemento que adapta los datos binarios producidos por el generador de secuencias de bits pseudo-aleatorias al dominio eléctrico y procesados por el precodificador. Una vez convertida al dominio eléctrico, la señal de datos y la fuente láser (de onda continua) se utilizan para estimular el MZM 1. Posteriormente tras el MZM 2 se genera la señal RZ DPSK que se introduce en la fibra óptica para ser transmitida hasta el receptor. Para producir pulsos ópticos exentos de *chirp*, las fases de las dos señales sinusoidales con las que se excita el modulador de pulsos son opuestas, de ahí que uno de los puertos de alimentación del MZM 2 esté conectado directamente al generador de la onda sinusoidal, mientras que para conectar el otro puerto del MZM 2 se ha intercalado un inversor, excitándose el MZM 2 con señales de la misma amplitud y fases opuestas.

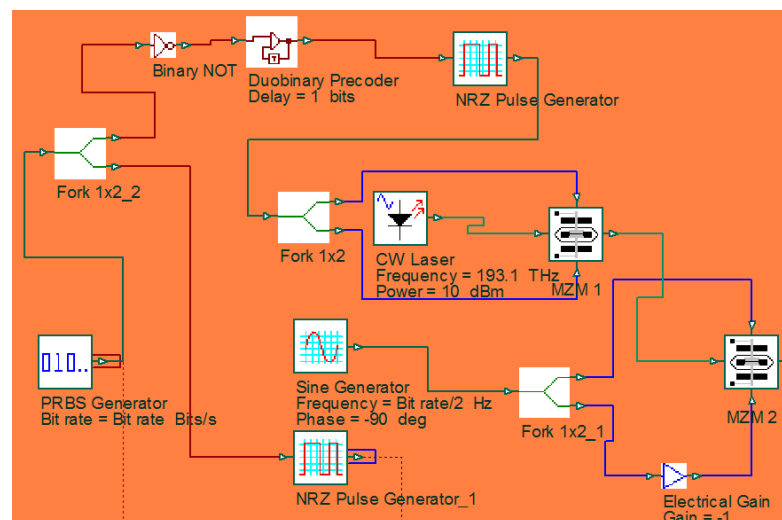


Figura 2.4. Diagrama en bloques del sistema DPSK. Transmisor óptico.

La estructura para el medio de transmisión coincide con la mostrada en la figura 2.3 (b) para NRZ OOK y con los mismos valores para sus parámetros.

En la figura 2.5 se muestra la estructura del receptor balanceado DPSK. Primeramente la señal que llega a la entrada del receptor se introduce por uno de los brazos del interferómetro Mach-Zehnder (*Mach-Zehnder Interferometer*, MZI). A la salida de MZI se tiene una señal con un retraso diferencial introducido por la diferencia de fases entre sus brazos, y como uno de ellos se encuentra a cero potencial la diferencia solo está dada por la precodificación de la señal. Este acomodo óptico es necesario en los receptores basados en detección directa porque la fotodetección de señales es insensible a la fase de la señal recibida, un fotodetector únicamente convierte energía óptica en energía eléctrica. En un receptor DPSK de detección directa, el MZI hace que dos bits consecutivos interfieran entre sí. Esta interferencia conduce a la presencia o ausencia de potencia en la salida constructiva del MZI si los dos bits citados interfieren en fase o en oposición de fase, respectivamente. Por lo tanto, un bit de la secuencia en una señal DPSK actúa como referencia de fase para demodular el bit siguiente. Después de la transformación al dominio eléctrico de las señales ópticas de los puertos de salida del MZI, el restador electrónico realiza la diferencia entre la señal de la salida 1 del MZI y la señal de la salida 2 del MZI. El restador incluido en el receptor permite llevar a cabo la detección balanceada de la señal DPSK.

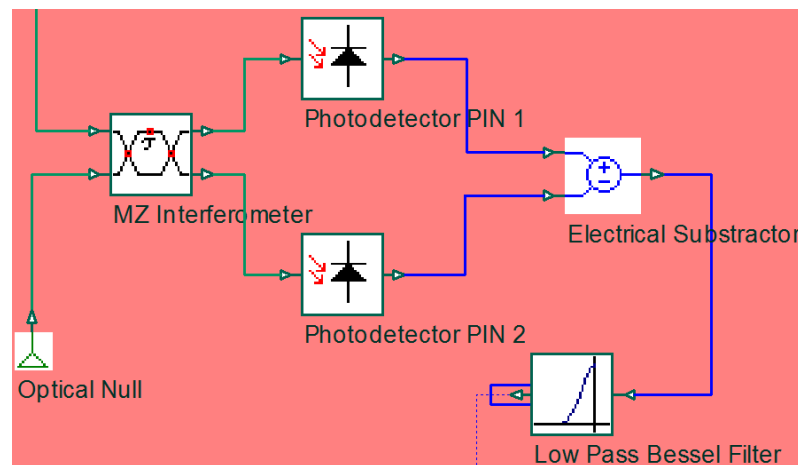


Figura 2.5. Diagrama en bloques del sistema NRZ OOK. Receptor óptico.

2.2.4 Escenario 4 de simulación: Formato de modulación CSRZ

Algunos formatos RZ avanzados como CSRZ se utilizan para razones binarias elevadas de 40 Gbps o superiores en sistemas densos, permitiendo diseñar sistemas de mayor velocidad

y con mejor comportamiento. El formato CSRZ es una mejora del formato RZ dirigida a reducir la interferencia entre símbolos para cual la fase entre bits adyacentes cambia en 0 o π radianes, resultando un espectro óptico más estrecho que para RZ. Como se muestra en la figura 2.6 la señal CSRZ se genera utilizando dos MZM. El primero de ellos modula la intensidad luminosa de onda continua de 40 Gbps NRZ. Después, la señal se modula nuevamente por el segundo MZM excitado por sus brazos con señales sinusoidales ajustadas en fase a la mitad de la máxima respuesta de frecuencia de la señal de datos, 20 GHz. Esto introduce un cambio de fase de π radianes entre bits consecutivos y reduce la duración del tiempo activo de bit para obtener la señal RZ con portadora suprimida, obteniéndose a la salida una señal con el doble de la frecuencia de la señal de entrada. La inversión de la fase de entre bits adyacentes permite, que como promedio, la mitad de los bits unitarios tengan signo positivo (0 radián), mientras que la otra mitad de los unos tengan como promedio signo negativo (π radianes); resultando un campo óptico de valor medio nulo y como consecuencia desaparece la portadora al depender del valor medio del campo. Este es un método complejo, y que aún cuando es bastante “sencillo” de implementar, incurre en un transmisor de alto costo.

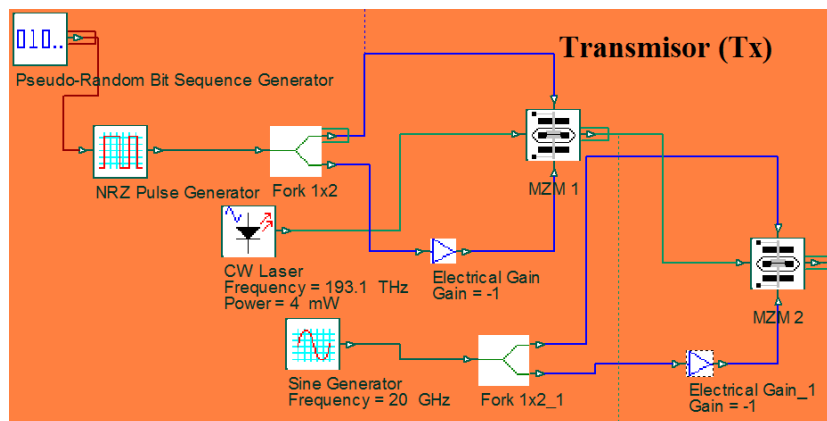


Figura 2.6. Diagrama en bloques del sistema CSRZ. Transmisor óptico.

La estructura restante coincide con la del formato de NRZ: generador de ruido, medio compensado y receptor ópticos.

2.3 Conclusiones del capítulo

El impacto de los efectos no lineales depende de las características de la red óptica implementada. Debido a que las potencias para razones binarias elevadas agudizan las no linealidades y es común utilizar amplificadores para incrementar la potencia de las señales, se estudiaron diferentes formatos de modulación que posibiliten incrementar la capacidad de transmisión y que reduzcan los efectos que degradan la señal transmitida al diseñarse sistemas de mejor comportamiento. Existen diversos formatos de modulación óptica, pero de la configuración adecuada depende que los resultados obtenidos de cada escenario representen con mayor validez las situaciones reales que se modelan, por lo que se presentaron en *OptiSystem* las propuestas seleccionadas de formatos de modulación ópticos y los requisitos de los escenarios simulados con los parámetros de cada componente. Mediante el diseño de formatos de modulación a partir de los desarrollados se pueden crear estrategias que permitan maximizar el factor de calidad del sistema, lográndose minimizar las no linealidades.

CAPÍTULO 3. COMPARACIÓN E INTERPRETACIÓN DE LOS RESULTADOS

En este capítulo se estudia el desempeño de los enlaces ópticos tomando como criterios de mayor robustez la menor razón de bits erróneos (BER) y el mayor factor de calidad (Q) de los sistemas.

3.1 Espectro de frecuencias de los sistemas diseñados

En la figura 3.1 se muestran los espectros de las señales transmitidas según el formato de modulación implementado en cada caso. De las señales representadas en 3.1 (a) y en 3.1 (b) se deduce un resultado evidente. Existe una diferencia notable en cuanto al contenido energético de sus lóbulos principales. OOK RZ tiene un ancho de banda de transmisión superior que OOK NRZ. La diferencia es mayor del 30 %. Este resultado se obtuvo por el autor en su trabajo de diploma. Además, la potencia máxima de la señal transmitida es superior en OOK NRZ que en OOK RZ, lo que permite suponer, por simple inspección, que OOK RZ tiene un mejor comportamiento ante efectos no lineales que OOK NRZ.

De las señales representadas en 3.1 (c) y en 3.1 (d) se tiene que la banda de mayor contenido energético de la señal DPSK es más ancha en frecuencia que la correspondiente a CSRZ y con potencia máxima superior a la máxima potencia de la señal CSRZ. En la figura 3.1 (b) se evidencia la ausencia del tono a la frecuencia de la portadora de 193,1 THz y la presencia de dos primeros tonos a ± 20 GHz de la frecuencia de la portadora, en correspondencia con lo tratado en 2.2.4. En las secciones siguientes se mostrará cómo a pesar de que la potencia máxima de la señal CSRZ es superior a la de la señal DPSK, CSRZ es menos sensible a perturbaciones por la presencia de efectos no lineales.

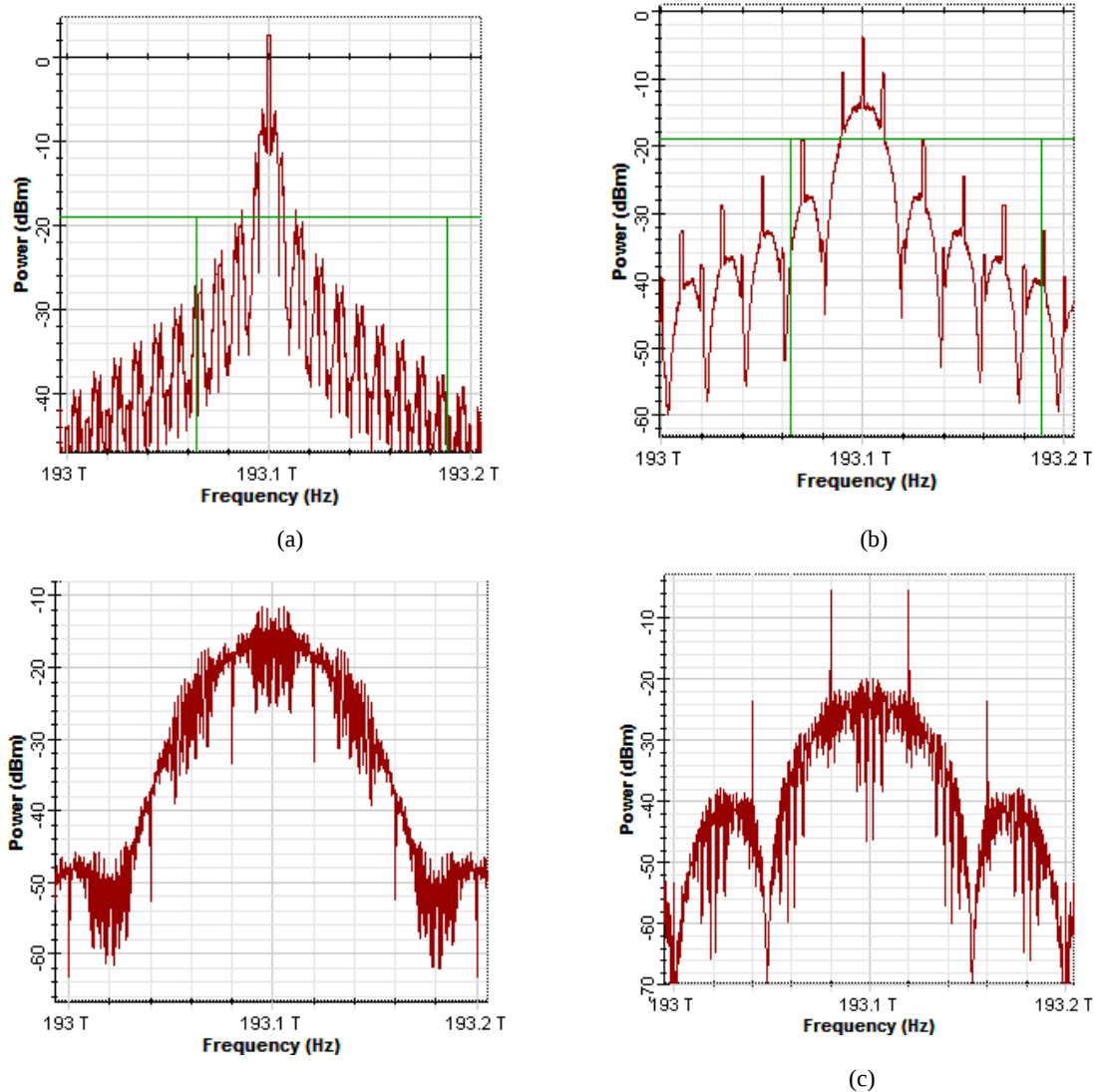


Figura 3.1. Espectro de las señales transmitidas. (a) NRZ OOK. (b) RZ OOK. (c) DPSK. (d) CSRZ.

Cuando la señal modulada recorre el medio de transmisión, según se trató a partir de 1.3, surgen componentes espectrales debidas a los efectos no lineales. En la figura 3.2 se muestran imágenes ampliadas del espectro de las señales después de cruzar a lo largo de la fibra. Se ha seleccionado el intervalo de frecuencias donde se concentra el mayor contenido energético de las señales y esto no significa que en los restantes lóbulos no surjan componentes adicionales que perjudican la señal, resultando finalmente como efecto conjunto, una señal degradada por la SPM y XPM principalmente.

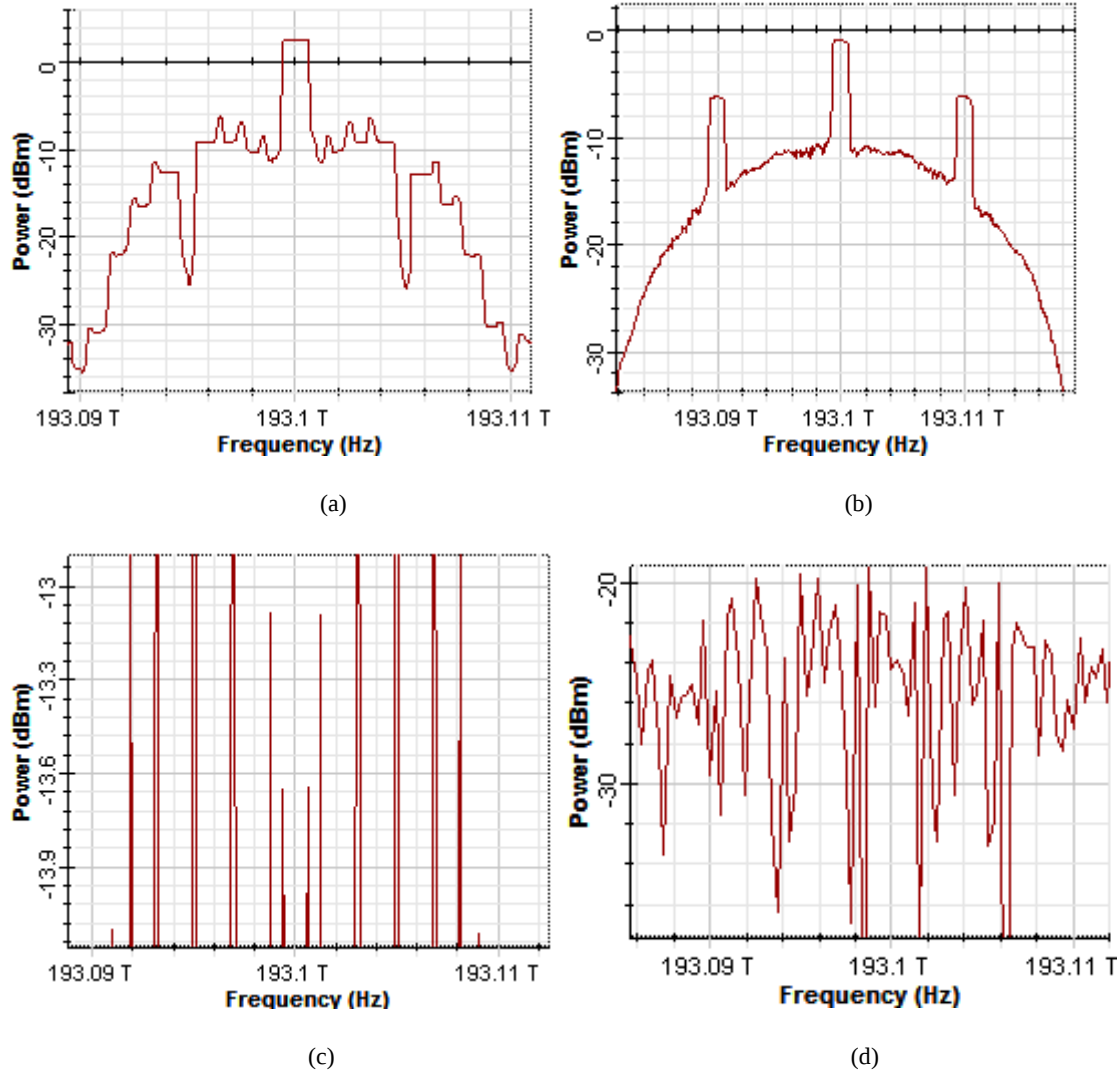


Figura 3.2. Vista espectral ampliada de los sistemas diseñados. (a) NRZ OOK. (b) RZ OOK. (c) DPSK. (d) CSRZ.

3.2 Análisis basado en la relación señal a ruido óptica

La acumulación de ruido en los sistemas ópticos es un fenómeno inevitable que se agudiza debido al principio de emisión estimulada en los amplificadores ópticos, dando lugar a la emisión espontánea amplificada (*Amplified Emission Spontaneous*, AES). Aunque se pueden tomar precauciones y proponer mejoras para reducir el impacto del ruido en un

sistema óptico, el AES se añade inevitablemente a la señal y a su vez, limita la distancia de transmisión.

Las posibles degradaciones debidas al ruido pueden reducirse mediante el filtrado óptico para evitar la saturación de ganancia causada por la potencia de AES. También se practica el filtrado óptico antes de la detección en el fotodiodo para reducir las degradaciones de la relación señal a ruido (*Signal Noise Rate*, SNR) en el receptor. Si esto no se hace, el ruido impone una penalización de potencia a la señal de datos que afecta el desempeño del sistema.

La relación señal a ruido óptica (*Optical Signal Noise Rate*, OSNR) es el parámetro utilizado para cuantificar la potencia de la señal de datos con respecto a la potencia de ruido. OSNR es una medida de la razón entre la potencia de la señal óptica y la potencia del ruido en un canal óptico. Habitualmente se expresa en decibeles (dB) y es útil para estudiar la afectación que sufre la potencia de la señal óptica al transitar por la fibra en presencia de amplificadores ópticos. La OSNR tiene influencia en la BER y si el comportamiento del sistema está dominado por la potencia de ruido, degrada la OSNR e impone una afectación seria en la BER.

En la tabla 3.1 se muestran los valores de la OSNR asociados con las modulaciones diseñadas. NRZ OOK tiene mayor OSNR que RZ OOK y DPSK mayor valor que CSRZ, que son los sistemas numéricamente más comparables. La OSNR no permite valorar ni cualitativa ni cuantitativamente el desempeño general de los sistemas ante las no linealidades. Su valor depende de las relaciones entre las potencias inicial y final del enlace, identificadas como las potencias ópticas de excitación y la potencia de recepción respectivamente. Nada puede decirse sobre el comportamiento intermedio de la señal en su recorrido por la fibra, depende de las características del receptor y de la forma de los pulsos ópticos.

Tabla 3.1. Relación señal a ruido óptica.

Formato	NRZ OOK	RZ OOK	DPSK	CSRZ
OSNR (dB)	13,322164	10,909285	36,355007	28,560003

3.3 Análisis basado en la probabilidad de error de bits

La BER es una medida cuantitativa de extremo a extremo del enlace que permite evaluar la calidad de la información recibida y relaciona el número de bits que se reciben con respecto al número total de bits que se transmiten. En la figura 3.3 se muestra el diagrama o patrón de ojo de los enlaces simulados con diferentes formatos de modulación.

Por apreciación de la deformación del patrón no se debe arribar a conclusiones apresuradas. Por ejemplo, el patrón que se muestra en 3.3 (b) de la señal RZ OOK es el más deformado y no se corresponde con el de mayor BER mínima, sin embargo, se puede destacar una distinción del patrón asociado a NRZ OOK. Este sistema es el más afectado por las no linealidades. En la mitad superior de este patrón ocurre la pérdida de superposición de los haces luminosos lo que demuestra un sistema más disperso.

Debido a la incertidumbre que ofrece el patrón de ojo en cuanto a determinar el sistema de mejor desempeño, en la tabla 3.2 se relaciona cada formato de modulación con su BER mínima. Es evidente que de los formatos diseñados el enlace que utiliza NRZ OOK es el de mayor BER, lo que corrobora el análisis realizado a partir del patrón de ojo, y que el sistema de menor BER, por varios órdenes de magnitud con respecto a los demás, es el enlace que utiliza CSRZ.

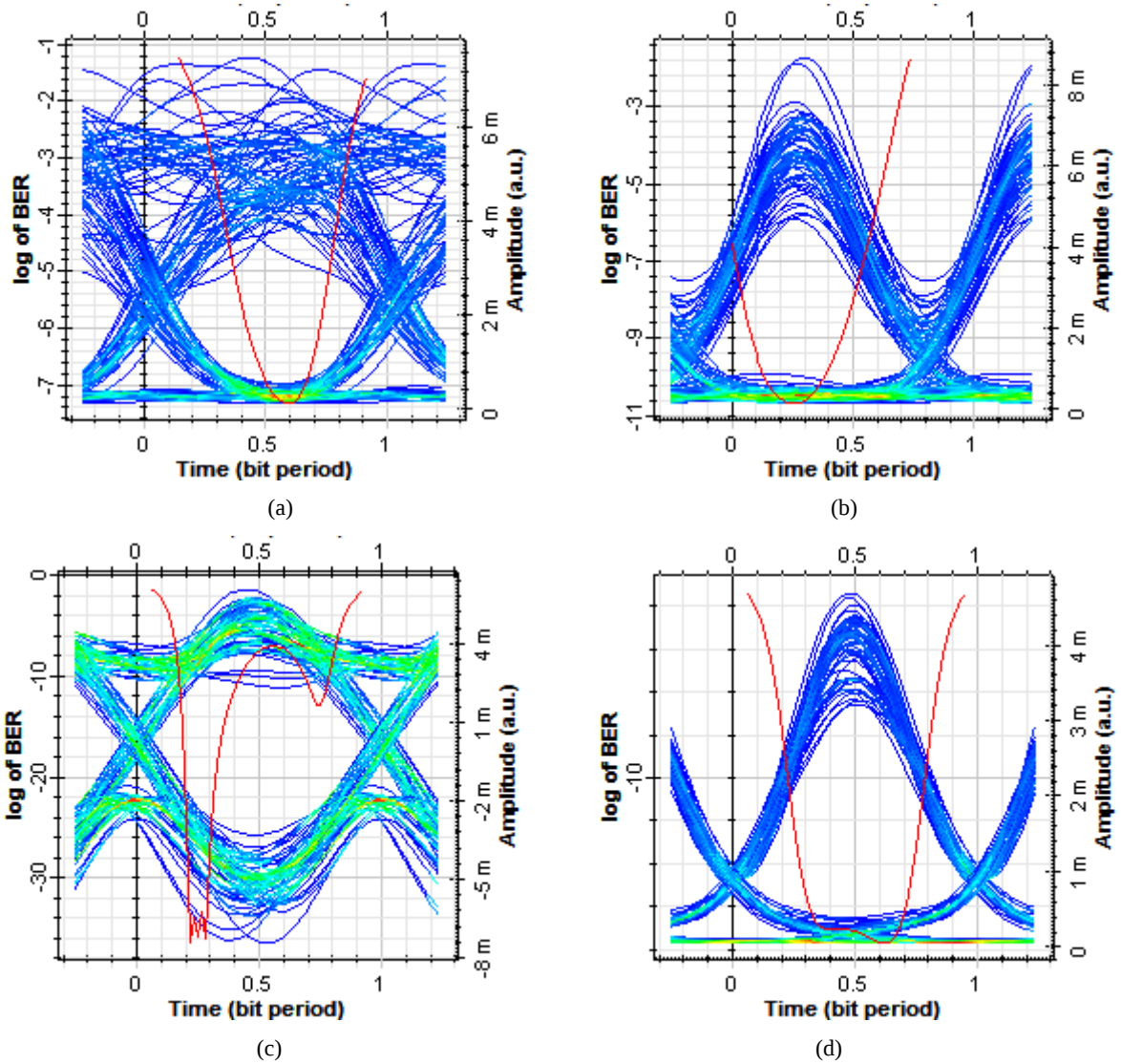


Figura 3.3. Patrón de ojo de las señales en los sistemas diseñados. (a) NRZ OOK. (b) RZ OOK. (c) DPSK. (d) CSRZ.

Como buen criterio para valorar la calidad de sistemas prácticos en cuanto a la BER se puede considerar un rango alrededor de 10^{-9} según la norma G-984.2 de la UIT -T.

Tabla 3.2. Mínima razón de bits erróneos.

Formato	NRZ OOK	RZ OOK	DPSK	CSRZ
BER mínima	3,62101e-008	1,3933e-011	2,55926e-012	2,37846e-019

Los resultados gráficos que se muestran en 3.4 se obtienen por una facilidad adicional que brinda *OptiSystem* para analizar el comportamiento de la BER en función de la amplitud de la señal recibida y del período de bit.

En la medida en que se adentra en el pozo, desde las regiones rojas hacia las regiones azules, para diferentes valores de amplitud y del período de bit; la probabilidad de error disminuye, de modo que para mejorar el desempeño de un mismo sistema se puede extraer de la figura 3.4 información relativa a regiones que incluyan en su interior intervalos de tiempo y de amplitud donde la razón de bits erróneos sea menor; lo que geométricamente implica adentrarse hacia el centro del pozo o avanzar hacia regiones de tonalidad azul intenso. Además, a partir de 3.4 se aprecia una distribución irregular de la variación del logaritmo de la probabilidad de error de bits alrededor de su punto de mínimo, hecho que se justifica por la desigual naturaleza de la señal modulada que porta los datos alrededor de la frecuencia de la portadora óptica.

A partir de la figura 3.4 se obtiene la figura 3.5. La vista superior de cada imagen en 3D se obtiene al proyectar sobre el plano inferior el logaritmo decimal de la la razón de bits erróneos. Como caso genaral puede decirse que lo probabilidad mínima está condicionada en regiones de amplitud máxima y alrededor de la mitad del período de bit, además, a pesar de que el formato CSRZ tiene menor razón de bits erróneos, el área que abarcan las regiones de tonalidad azul intenso en DPSK es mayor que en CSRZ lo que permite mayor libertad para seleccionar la amplitud y el período de bit de la señal de datos.

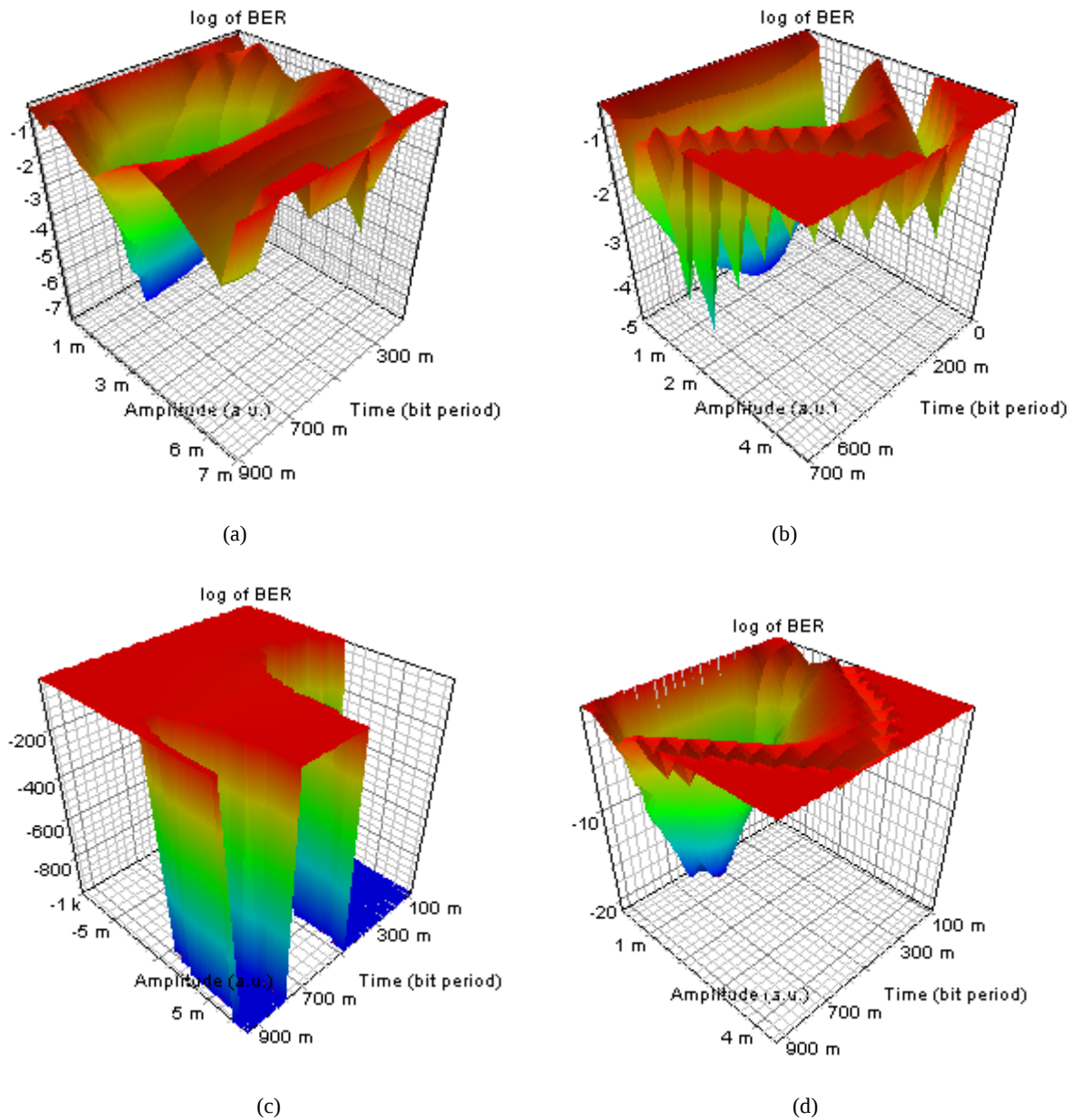


Figura 3.4. Logaritmos decimales de la razón de bits erróneos de cada enlace simulado en función de la amplitud y del período de bit. (a) NRZ OOK. (b) RZ OOK. (c) DPSK. (d) CSRZ.

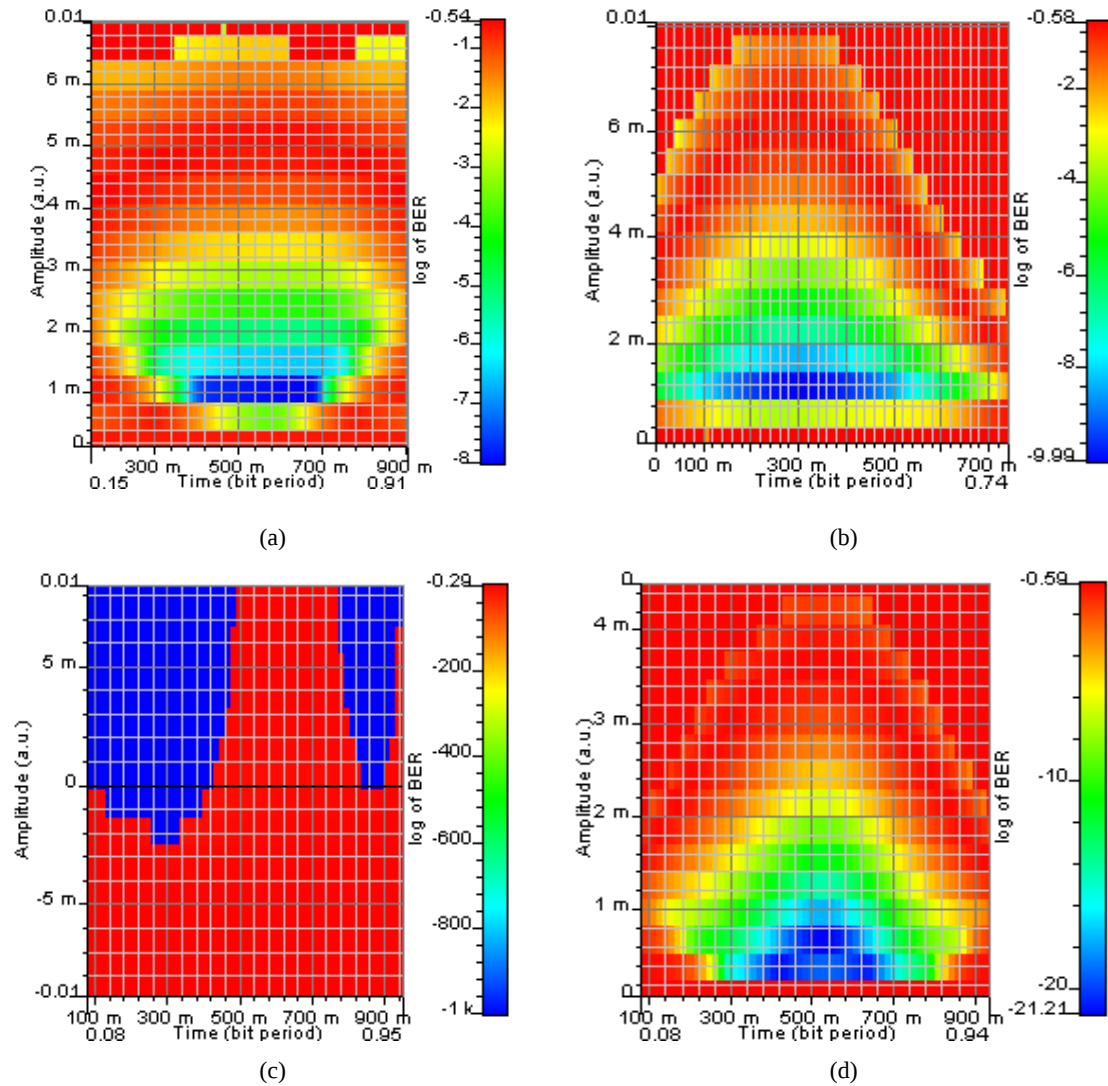


Figura 3.5. Vista superior de los logaritmos decimales de la razón de bits erróneos de cada enlace simulado en función de la amplitud y del período de bit. (a) NRZ OOK. (b) RZ OOK. (c) DPSK. (d) CSRZ.

3.4 Análisis basado en el factor de calidad

El factor Q es un parámetro de calidad que permite valorar de forma general el comportamiento de los sistemas ópticos. La distorsión de la señal se debe a diversos efectos durante la transmisión. El factor Q contempla la mínima relación señal a ruido óptica (OSNR) requerida para obtener una BER específica tomando como referencia la señal eléctrica transmitida, la señal óptica transmitida y la señal eléctrica recibida. *OptiSystem*

utiliza un algoritmo para calcular el valor de Q basado en la expresión 3.1, donde en el numerador se tiene el valor absoluto de la diferencia entre la media de unos y ceros y en el denominador la adición de la desviación de unos y de ceros lógicos, respectivamente; por tanto permite valorar el desempeño del sistema al transitar la señal por toda la fibra óptica. Es decir, permite valorar cuanto se desvía la señal recibida con respecto a la diferencia media de la señal de datos.

$$Q = \frac{|\mu_1 - \mu_0|}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad (3.1)$$

En la figura 3.6 se muestra la variación del factor Q de cada enlace según el formato de modulación, con respecto al período de bit.

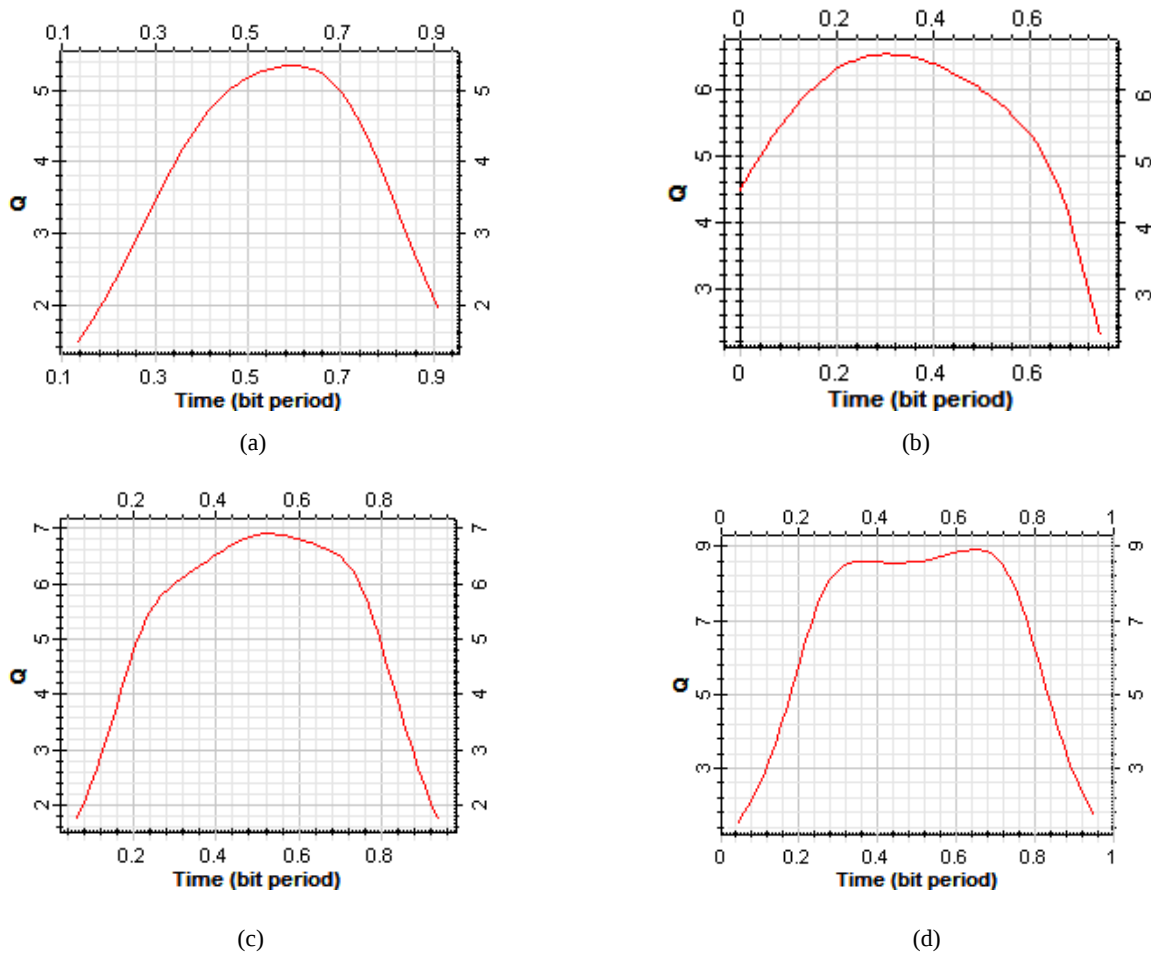


Figura 3.6. Factor de calidad (Q) de cada enlace simulado en función del período de bit. (a) NRZ OOK. (b) RZ OOK.

(c) DPSK. (d) CSRZ.

Como generalidad, la forma en que se distribuye la calidad de los sistemas en el período de bit es semejante para todos los formatos de modulación. La distinción radica en sus valores máximos y en el instante para el cual alcanzan su máximo. En el caso de los sistemas de mejor Q, su punto de máximo tiende a alcanzarse en proximidades más reducidas de la mitad del período de bit.

Como buen criterio para valorar la calidad de sistemas prácticos en cuanto al factor Q se puede considerar un rango alrededor de seis unidades según la norma G-984.2 de la UIT-T.

En la tabla 3.3 se relacionan el formato de modulación de cada enlace con su factor Q máximo. NRZ OOK tiene el peor desempeño entre los diseñados, aun cuando su calidad individual está en el rango permisible. CSRZ tiene el mejor comportamiento de entre todos los sistemas diseñados e individualmente supera las expectativas de calidad lo que corrobora lo predicho en 2.2.4.

Tabla 3.3. Factor de calidad máximo.

Formato	NRZ OOK	RZ OOK	DPSK	CSRZ
Q máximo	5,34261	6,60568	6,90221	8,90456

3.5 Conclusiones del capítulo

En la actualidad los regímenes binarios que portan las señales ópticas son de las decenas de Gbps, a estos regímenes binarios, las señales RZ OOK han mostrado mejor rendimiento que las señales NRZ OOK. Si se tiene en cuenta el fenómeno SPM, su interacción con la dispersión depende fuertemente de la anchura del pulso. En el caso de formatos de modulación NRZ OOK, debido a que el pulso no retorna a cero en cada período de bit, la anchura del pulso depende del patrón de bits transmitido, por lo que el efecto del fenómeno SPM será dependiente de la cadena de bits transmitida. Por el contrario, en el caso de formatos de modulación RZ, la señal transmitida está formada por una cadena de pulsos cuya anchura es constante e independiente del patrón de bits transmitido, por lo que el efecto del fenómeno SPM es independiente de este patrón de bits.

Como consecuencia de las no linealidades, además de los efectos dispersivos, se añaden componentes de frecuencia a la señal de datos en su transcurso por el medio de transmisión. Los sistemas diseñados tienen diferentes valores de la OSNR, pero este es un parámetro que no permite emitir una valoración cuantitativa sobre el desempeño de los sistemas afectados por las no linealidades, sin embargo, la BER permite valorar de extremo a extremo el enlace óptico, la que distinguió al sistema NRZ OOK con peor desempeño al tener una razón de bits erróneos superior a los restantes sistemas; en contraposición el sistema CSRZ tiene menor BER. Además, el factor de calidad de CSRZ es, consecuentemente, superior al de los sistemas NRZ OOK, RZ OOK y DPSK.

Como tendencia en los sistemas diseñados, desde NRZ OOK hasta CSRZ, se evidenció que la utilización de formatos de modulación apropiados permite obtener sistemas ópticos de mayor robustez ante los efectos no lineales al resultar enlaces de menor razón de bits erróneos y mayor factor de calidad, por tanto, los efectos no lineales dependen del formato de modulación de la señal óptica.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Conclusiones

Una vez culminada esta investigación y en base al cumplimiento de los objetivos establecidos se arriba a las conclusiones siguientes:

- ❖ Se caracterizaron los sistemas ópticos monocanales desde un punto de vista estructural y en base a una ecuación de onda no lineal que rige la propagación de la luz en la fibra óptica.
- ❖ Se evidenció a partir de la descripción matemática de la propagación de la luz en la fibra que a elevadas potencias el canal no puede ser considerado linealmente, surgen no linealidades que afectan el desempeño de los sistemas.
- ❖ En los sistemas monocanales diseñados la evaluación de la incidencia del formato de modulación ante efectos no lineales, demostró que:
 - Cada formato de modulación tiene sus características típicas de diseño que no se pueden adaptar a todo entorno óptico.
 - Los formatos NRZ OOK, RZ OOK, DPSK y CSRZ permiten, en orden consecutivo de izquierda a derecha, sistemas ópticos más robustos ante las no linealidades; tomándose como métricas comparativas del desempeño la menor razón de bits erróneos y el mayor factor de calidad del sistema.
 - El formato de modulación adecuado se puede aplicar de forma eficaz para disminuir las afectaciones del sistema por las no linealidades.

Por las cuestiones tratadas anteriormente se comprueba la veracidad de la hipótesis de investigación y que la propuesta de formatos de modulación óptica en sistemas monocanales impacta positivamente en el desempeño de enlaces ante los efectos no lineales lográndose sistemas de mejor comportamiento.

Recomendaciones

Se proponen las siguientes recomendaciones como posibles temas para complementar esta investigación con estudios que la enriquezcan:

- ❖ Explotar las facilidades de *OptiSystem* para extender los diseños al análisis de las no linealidades en sistemas WDM.
- ❖ Profundizar en el diseño, análisis y simulación de tecnologías emergentes de Redes Ópticas Pasivas (*Passive Optical Network, PON*) con las diversas técnicas de modulación multiniveles, usando herramientas de simulación de sistemas ópticos.
- ❖ Valorar la posibilidad del aprovechamiento de las no linealidades para obtener beneficios de transmisión.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- AGRAWAL, G. 2012. *Nonlinear Fiber Optics*, Academic Press.
- AGRAWAL, G. P. 1998. "Population pulsations and nondegenerate four-wave mixing in semiconductor lasers and amplifiers". *Opt. Soc*, 5, 147-159.
- AGRAWAL, G. P. 2005. *Lightwave technology: telecommunication systems*, John Wiley & Sons.
- AGRAWAL, G. P. 2010. *Applications of nonlinear fiber optics*, Academic press.
- AGUILERA, J. A. 2008. *DPSK regeneration: phase and amplitude noise suppression based on Kerr medium*. Máster, University of Karlsruhe.
- ALIFAH, S., IDRUS, S. M., NEO, Y. S. & KASSIM, N. "Nonlinear mitigation loop of a novel feedforward laser transmitter for radio over fiber link". *Communications (APCC), 2012 18th Asia-Pacific Conference on*, 2012. *IEEE*, 606-611.
- ALZATE, D. F. & CÁRDENAS, A. 2011. Retos en la transmisión de 40/100 Gb/s sobre fibra óptica. *Revista en telecomunicaciones e informatica*, 1.
- AMIT SAWASAKADE, MUKESH TIWARI, JAI KARAN SINGH & SANJAY RATHOR 2012. "Design and Analysis of FWM and XPM Effects in 2×10 GB/S Bidirectional WDM-PON". *International Journal of Advanced Technology & Engineering Research (IJATER)*, 2, 59-63.
- ANOJA, G. M., RIMMYA, C. & GANESH, M. 2014. "A Simple Architecture for 40 Gbps Optical CSRZ-QDPSK" Transmitter. *IEEE*, 2, 1563-1566.
- ASANO, M., TAKEUCHI, Y., OZDEMIR, S. K., IKUTA, R., YANG, L., IMOTO, N. & YAMAMOTO, T. 2016. "Stimulated Brillouin scattering and Brillouin-coupled four-wave-mixing in a silica microbottle resonator". *Optics express*, 24, 12082-12092.
- AYALA, E. J. 2008. *Estudio de la técnica de acceso múltiple por división de código óptico*. QUITO/EPN/2008.
- BARRIOS, B. F. Z. 2006. Selección de Heurísticas para asignación de rutas a paquetes de información en una red completamente óptica usando enrutamiento por deflexión.
- BENEDIKOVIC, D., LITVIK, J., KUBA, M., DADO, M. & DUBOVAN, J. "Modeling of WDM transmission system with high-order phase modulation formats". *Telecommunications and Signal Processing (TSP), 2012 35th International Conference on*, 2012. *IEEE*, 325-329.

- BERTINETTO, F., LANO, P. & PULEO, M. 1993. "Stabilization of the Emission Frequency of 1.54 μ m DFB Laser Diodes to Hydrogen Iodide". *IEEE Photon*, 4, 472-474.
- BOUGIOUKOS, M., SCHRENK, B., MAZIOTIS, A., SPYROPOULOU, M., KOULOUMENTAS, C., VELTHAUS, K.-O., KAISER, R., POUSTIE, A., MAXWELL, G. & BOUSTEDT, K. "Dense WDM-PON with 23 (46) Gb/s/ λ D (Q) PSK aggregation in the feeder and micro-ring resonator assisted ONUs". *Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOEC), 2012 and the National Fiber Optic Engineers Conference, 2012. IEEE*, 1-3.
- BOYD, R. 2007. *Nonlinear Optics*, Academic Press.
- BUELVAS, D. A., GALINDO, B. & HERRERA, H. 2012. "Diseño e implementación de anillos de transmisión óptica SDH". *Visión Electrónica: algo más que un estado sólido*, 6, 28-46.
- CABRERA, R., JIMÉNEZ, S. A. C., POZOS, J. L. H., MIER, J. I. J., TERÁN, D., LEY-KOO, E. & REYES, A. M. J. 2014. Instituto de Ciencias Físicas, UNAM el 10, 11, 12, y 13 de junio del 2014. Cuernavaca, Morelos, México.
- CADENA, E. J. & GÓMEZ, D. L. 2002. *Estudio y diseño para la implementación de DWDM (Multiplexión densa por división de longitud de onda) en un anillo de fibras ópticas para una red SDH en la Ciudad de Quito*. QUITO/EPN/2002.
- CADENA, R. W. 2005. *Estudio de la red óptica CWDM (Coarse Wavelength Division Multiplexing) y propuesta de una metodología de diseño*. QUITO/EPN/2005.
- CÁRDENAS, A. M. & SALES, S. 2016. "Visión general sobre redes ópticas". *Revista Facultad de Ingeniería*, 2, 159-173.
- CÁRDENAS CARRERA, G. D. 2010. "Estudio y diseño de la red que permita la integración de la tecnología de multiplexación DWDM con la técnica de transmisión SDH, para prestar servicios de voz, datos y video, en la Región 2 (enlaces Pichincha-Napo-Orellana) de la Corporación Nacional de Telecomunicaciones CNT SA".
- CARMONA, A. F. G., MARÍN, Ó. A. P., OVIEDO, A. I., AMAYA, F. & YEPES, M. 2011. "Simulador de enlaces SCM-WDM para redes tipo PON". *Revista en telecomunicaciones e informática*, 1, 110-123.
- CASTELLANOS, H. 2012. "Estudio de los efectos de automodulación de fase (SPM) en fibras ópticas para sistemas DWDM, Banda C (ITU)". *Revista Colombiana de Física*, 44, 176-184.
- CASTRELLÓN, J., PAEZ, G. & STROJNIK, M. 2002. "Radiometric analysis of a fiber optic temperature sensor". *Optical Engineering*, 41, 1255-1261.
- CEVALLOS ROJAS, R. A. & MONTALVO ESPINOSA, R. R. 2010. Estudio y diseño de una red de última milla, utilizando la tecnología GPON, para el sector del nuevo Aeropuerto de Quito.
- CIARAMELLA, E., CONTESTABILE, G. & D'ERRICO, A. 2004. "A Novel Scheme to Detect Optical DPSK Signals". *IEEE*, 16, 2138-2140.
- CORRALES, C. & MANUEL, V. 2009. Técnicas y tecnologías aplicadas en fibra óptica.
- D'ERRICO, A., PROIETTI, R., GIORGI, L., CONTESTABILE, G. & CIARAMELLA, E. 2006. "WDM-DPSK detection by means of frequency-periodic Gaussian filtering". *Electronics Letters*, 42, 112-114.

- DAR, R. & WINZER, P. 2017. "Nonlinear Interference Mitigation: Methods and Potencial Gain". *Journal of Lightwave Technology*, 35, 903-930.
- DONG, Y., MO, J., LI, Z., LI, Z., WANG, Y. & LU, C. 2004. "WDM transmission of 16/spl times/10.709 Gb/s over 640-km SSMF using cascaded semiconductor optical amplifiers and DPSK modulation format". *IEEE Photonics Technology Letters*, 16, 2359-2361.
- FERNÁNDEZ, D., RUIZ, J. & TOLEDO, A. 2012. "Performance Analysis of Different Optical and Electronic Compensation Techniques for CD in WDM Networks". *Entre Ciencia e Ingeniería*, 4, 101-130.
- FERNÁNDEZ, N. G. 2006. Modelo de cobertura en redes inalámbricas basado en radiosidad por refinamiento progresivo. *Universidad de Oviedo, Oviedo*.
- FUOCHI, F., HADI, M., NANNI, J., TRAVERSO, P. & TARTARINI, G. "Digital predistortion technique for the compensation of nonlinear effects in radio over fiber links". *Research and Technologies for Society and Industry Leveraging a better tomorrow (RTSI), 2016 IEEE 2nd International Forum*, 2016. *IEEE*, 1-6.
- GOURE, J. P. & VERRIER, I. 2016. *Optical fibre devices*, CRC Press.
- GUANO H., MOLINA P. & M., J. 2014. "Estudio y Simulación de los efectos no lineales Scattering Estimulado de Brillouin (SBS) y Scattering Estimulado de Raman (SRS) en una Fibra Óptica Monomodo". *EPN*, 33, 112-120.
- GUPTA, M. C. & BALLATO, J. 2006. *The handbook of photonics*, CRC press.
- HERNÁNDEZ, D. 2011. *Análisis y Simulación de Redes que utilizan Multiplexación por División en Longitudes de Onda*. Universidad Central "Marta Abreu" de Las Villas.
- HU, B., JING, W., WEI, W. & ZHAO, R.-M. "Analysis on Dispersion Compensation with DCF based on Optisystem". *Industrial and Information Systems (IIS), 2010 2nd International Conference on*, 2010. *IEEE*, 40-43.
- HUISZON, B., JONKER, W., BENNEKOM, P., KHOE, G. & WAARDT, H. 2005. "Cost-effective up to 40 Gb/s transmission performance of 1310 nm directly modulated lasers for short- to medium-range distances". *Lightwave Technology*, 23, 235-241.
- HWONG, J. 2009. "Digital Fiber Optic System". *University of Queensland: Australia*, 5, 156-164.
- ISALAM, M., N. AHMED, SHARAFAT ALI, S. A. ALJUNID & AHMAD, B. B. 2016a. "Comparison Study of Hybrid System Based on DPSK Modulation for All Optical Access Networks". *IEEE*, 3, 1150-1155.
- ISALAM, M., N. AHMED, SHARAFAT ALI, S. A. ALJUNID, AHMAD, R. B. & ALI, M. S. 2016b. "Hybrid (OCDMA/WDM) System with DPSK Modulation Using Different Detection Technique at 2.5 Gbps for Optical Access Network". *International Journal of Microwave and optical Technology*, 11, 303-309.
- KACZMAREK, T. "Compact eigenvalue equation of W profile optical fiber". *Congress on Optics and Optoelectronics*, 2005. International Society for Optics and Photonics.
- KEISER, G. 2003. *Optical fiber communications*, Wiley Online Library.
- KHURGIN, J. B. & TUCKER, R. S. 2008. *Slow light: Science and applications*, CRC press.
- KIVSHAR, Y. S. & AGRAWAL, G. 2003. *Optical solitons: from fibers to photonic crystals*, Academic press.

- LOGROÑO, J. I. 2008. *Integración de las redes ópticas pasivas ethernet (EPON/GPON) con la tecnología WiMAX*. QUITO/EPN/2008.
- LÓPEZ, A. 2014. *Diseño, análisis y simulación de enlaces ópticos que utilizan Multiplexación por División en Longitudes de Ondas a través de la práctica de laboratorio*. Universidad Central "Marta Abreu" de Las Villas.
- LÓPEZ, F. G., LÓPEZ, K. C. P. & IBARRA, D. G. 2015. "La fibra óptica y el fenómeno no lineal mezcla de cuarta onda". *Revista MundoFesc*, 1, 43-59.
- LÓPEZ, J. G., TOVAR, A. T., ORDÓÑEZ, H. & AGREDO, J. P. 2011. "Efectos no lineales y su relación con los parámetros de transmisión de una red WDM". *Revista Facultad de Ingeniería-UPTC*, 20, 181-193.
- LYUBOMIRSKY, I. & CHIEN, C.-C. 2005. "DPSK demodulator based on optical discriminator filter". *IEEE photonics technology letters*, 17, 492-494.
- MAMADOU, D., AHMED D. KORA, RINGAR, O. & AUPETIT-BERTHELEMOT, C. 2012. "Evolution to 200G Passive Optical Network". *Computer Technology and Application*, 3, 723-728.
- MAMYSHEV, P. V. & CHARNIKOV, S. V. 1990. "Ultrashort pulse propagation in optic fibers". *Optical Letters*, 15, 1076-1078.
- MARIJA D. MRAKOVIĆ & MATAVULJ, P. S. 2011. "Analysis of Coexisting GPON and NG-PON1 (10G-PON) Systems". *Telfor Journal*, 3, 125-136.
- MASABANDA, J. F., BUÑAY, V. & ELIZABETH, B. 2014. *Diseño de la propuesta técnica para la implementación de anillos NG-SDH redundantes para la CNT-EP en la provincia de Tungurahua*.
- PASCUAL, F. R. 2009. *Estudio de efectos no lineales en dispositivos fotónicos y su aplicación en sistemas radio sobre fibra óptica*.
- PENNINCKX, D., BISSESSUR, H., BRINDEL, P., GOHIN, E. & BAKHTI, F. "Optical differential phase shift keying (DPSK) direct detection considered as a duobinary signal". *Optical Communication*, 2001. *ECOC'01. 27th European Conference on*, 2001. *IEEE*, 456-457.
- PEÑARREDONDA, D. A. B., SILVA, I. D. T. & MATEUS, E. A. 2011. "Redes opticas DWDM: diseño e implementación". *Visión Electrónica: algo más que un estado sólido*, 4, 70-80.
- PERAFÁN, J. G. L., TOVAR, A. T., ORDÓÑEZ, H. & AGREDO, J. P. 2012. "Efectos no lineales y su relación con los parámetros de transmisión de una red WDM". *Revista Facultad de Ingeniería*, 20, 23-35.
- PEUCHERET, C. 2004. *Fibre and components induced limitations in high capacity optical networks*, Research Center COM, Technical University of Denmark.
- PIZZINAT, A., SCHIFFI, A., CACCIOLI, F., GRIGGIO, D., MINIZIONI, P. & MATERA, P. 2009. "Numerical and Experimental Comparison of Dispersion Compensation Techniques on Different Fibers". *IEEE Photonics Technology Letters*, 14, 1-3.
- POYO, J. F. L. & GARCÍA, W. W. 2001. "Redes de transmisión todo ópticas: independencia frente a las redes de transporte". *Comunicaciones de Telefónica I+D*, 31-50.

- RAJALAKSHMI, S., SRIVASTAVA ANKIT & ASHISH, P. 2011. "Analysis of TDM and WDM PON using Different Coding Schemes for Extended Reach". *International Journal of Computer Science and Network Security*, 11, 211-218.
- RAJALAKSHMI, S., SRIVASTAVA ANKIT & PANDEY, A. 2012. "Performance Analysis of Receivers in WDM for Extended Reach Passive Optical Networks". *International Journal of Computer Science*, 9, 3-9.
- RAMOS ULLOA, B. H. 2005. Diseño de un enlace WDM sobre la red troncal de fibra óptica Quito-Guayaquil de ANDINATEL SA.
- RASHEED, I., ABDULLAH, M., MEHMOOD, S. & CHAUDHARY, M. "Analyzing the non-linear effects at various power levels and channel counts on the performance of DWDM based optical fiber communication system". *Emerging Technologies (ICET), 2012 International Conference on*, 2012. *IEEE*, 1-5.
- RODRÍGUEZ, A. A., GONZÁLEZ, F. P., SUEIRO, J. C., VALCARCE, R. L., NARTALLO, C. M. & CRUZ, F. P. 2007. *Comunicaciones digitales*, Pearson Educación/Prentice Hall.
- SHARMA, M., RAGHAV, P., CHAUDHARY, R. & SHARMA, A. 2014. "Analysis on Dispersion Compensation in WDM Optical Network using Pre, Post and Symmetrical DCF based on Optisystem". *MIT International Journal of Electronics and Communication Engineering*, 4, 58-63.
- SIDHIK, S., MADHAVAN, B. S. & PILLAI, V. M. "Performance Analysis of SPM, XPM and FWM in an Optical Fiber using Optisystem". *International Workshop on Optical Networking Technologies and Data Security*, 2014. 0-8.
- SINGH, M. & KAUR, K. 2013. "Coherent Detection WDM Optical OFDM System". *International Journal of Advanced Research in Computer and Communication Engineering*, 2.
- SRIKANTH, S., SRIRAM, P. & KUMAR, D. S. "Performance analysis of OFDM employing free space optical communication system". *Electronics and Communication Systems (ICECS), 2015 2nd International Conference on*, 2015. *IEEE*, 70-74.
- SUBÍAS, J., DIDDMAS, S., RANKA, J., ATENTZ, A., WINDELER, R. S., HALL, J. & CUNDIFF, S. T. 2000. "Carrier-envelope phase control of femtosecond mode-locked lasers and direct optical frequency synthesis". *Science*, 288, 635-639.
- TAYLOR, M. G. 2009. *Coherent optical detection and signal processing method and system*. Google Patents.
- THYAGARAJAN, K. & GHATAK, A. K. 2001. "Fiber and guided wave optics/nonlinear optics, in *Handbook of optics: Fiber Optics and Nonlinear Optics*", McGraw-Hill.
- TOULOUSE, J. 2005. "Optical nonlinearities in fibers: Review, recent examples, and systems applications". *Lightwave Technology*, 23, 3625-3641.
- VANDERKA, A., HAJEK, L., LATAL, J., VITASEK, J. & KOUDELKA, P. 2014. "Design, simulation and testing of the OOK NRZ modulation format for free space optic communication in a simulation box". *Advances in electrical and electronic engineering*, 12, 604.
- VASSILIEVA, O., KIM, I. & SEKIYA, M. "Impact of the interplay between nonlinear and PDL effects on Q-factor distribution for polarization multiplexed systems". *OptoElectronics and Communications Conference held jointly with 2013*

- International Conference on Photonics in Switching (OECC/PS), 2013 18th*, 2013. *IEEE*, 1-2.
- VEITÍA, H. 2016. *Rediseño del backbone de la red de las entidades de la defensa del territorio central*. Universidad Central "Marta Abreu" de Las Villas. Facultad de Ingeniería Eléctrica. Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones.
- WEI, C.-C., CHEN, K.-Z., CHEN, L.-W., LIN, C.-Y., HUANG, W.-J. & CHEN, J. 2017. High-Capacity Carrierless Amplitude and Phase Modulation for WDM Long-Reach PON Featuring High Loss Budget. *"Journal of Lightwave Technology"*, 35, 941-948.
- WENHAO, J., LUN, J., SHOUFENG, T. & XIAOYAN, L. 2015. "Differential phase shift keying in the research on the effects of type pattern of space optical communication system".
- WINZER, P. J. & ESSIAMBRE, R.-J. 2006. "Advanced optical modulation formats". *IEEE*, 94, 952-985.
- WONGPAIBOOL, V. 2003. *Improvement of fiber optic system performance by synchronous phase modulation and filtering at the transmitter*. Virginia Polytechnic Institute and State University.
- XU, B. 2003. *Study of fiber nonlinear effects on fiber optic communication systems*. University of Virginia.
- YOSHIMA, S., SUN, Y., LIU, Z., BOTTRILL, K. R., PARMIGIANI, F., RICHARDSON, D. J. & PETROPOULOS, P. 2017. "Mitigation of Nonlinear Effects on WDM QAM Signals Enabled by Optical Phase Conjugation with Efficient Bandwidth Utilization". *Journal of Lightwave Technology*, 35, 971-978.
- ZHANG, S. 2004. *Advanced Optical Modulation Formats in High-speed Lightwave System*. Universidad de Kansas.

ANEXO

Consideraciones para la utilización de *OptiSystem*

Entorno de trabajo

OptiSystem le ofrece al usuario un área de trabajo donde se sitúan los bloques componentes del sistema que se diseña. Estos se obtienen de una librería que incluye componentes con entradas y salidas ópticas o eléctricas, según sea el caso, que se interconectan mediante “líneas” de acuerdo al flujo de la señal en el sistema.

En la figura I.1 se muestra el aspecto general de la interfaz gráfica del programa. Se observa el área de trabajo (*Layaout*); a la izquierda, la ventana con la librería de componentes (*Component Library*) y a la derecha la barra de herramientas. En la figura mostrada se está simulando un sistema que incluye (de izquierda a derecha): un generador NRZ de secuencia de bits definida, una fuente de luz láser, un atenuador variable (que simula el comportamiento de un canal de fibra de diferente atenuación), un fotodiodo PIN como receptor y un filtro eléctrico paso bajo para limitar el ancho de banda de ruido. En la figura I.1 también puede verse que se han interconectado los elementos mediante “cables”. Junto a los componentes que forman el sistema se incluyen varios instrumentos virtuales que permiten observar las señales: un analizador de espectros ópticos, un visualizador de la señal óptica en el dominio del tiempo, un osciloscopio y un estimador de la tasa de error de bits.

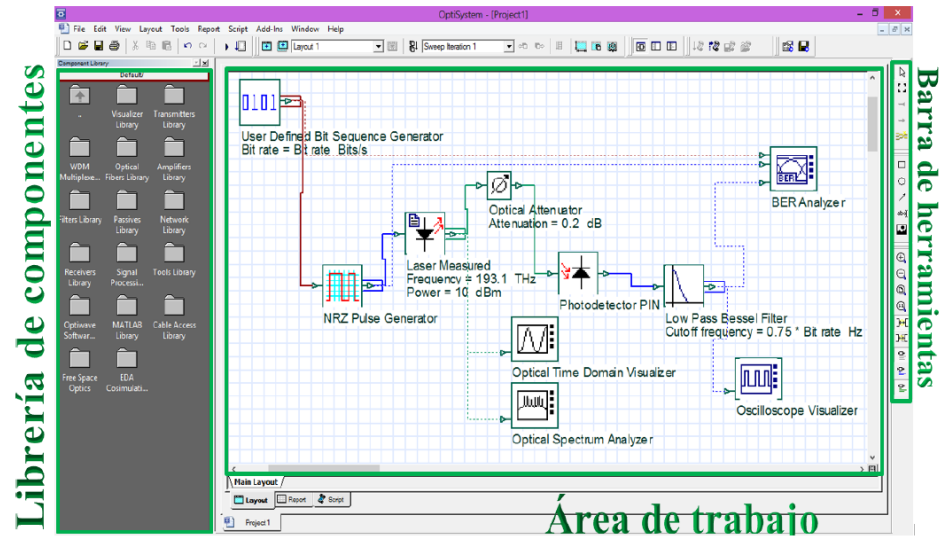


Figura I.1. Entorno de trabajo de *OptiSystem*.

Modificar los parámetros globales de una simulación

La gran mayoría de los parámetros que se modifican al simular son los propios de cada componente: eficiencia de un láser, longitud de la fibra óptica, etc. Sin embargo, existen parámetros “globales” que definen cómo se realiza la simulación y que deben ajustarse correctamente para que los resultados obtenidos sean válidos.

Para que la simulación sea correcta, debe fijarse una “ventana de simulación” adecuada, es decir, una banda de frecuencia alrededor de la portadora óptica suficientemente grande como para que todas las señales (y el ruido) presentes en el sistema estén contenidos en ella. Si la elección de parámetros es errónea, la precisión de los resultados queda comprometida. Debido a que el simulador utiliza fundamentalmente señales y modelos en el dominio del tiempo, este debe muestrear la señal para poder representarla y procesarla. La frecuencia de muestreo tiene una influencia decisiva en el contenido de frecuencia permitido, y por tanto en la ventana de simulación. La anchura de esta ventana se define indirectamente fijando uno o varios de los siguientes parámetros globales de simulación.

- ▲ La tasa de bits (*bit rate*) o razón de bits, en bits por segundo (bps). Introducida manualmente o por defecto 2,5 Gbps.
- ▲ El número de bits transmitidos (*Sequence Length*). Introducido manualmente o por defecto 128 bits.

▲ El número de muestras por bit (*Samples per bit*). Introducido manualmente o por defecto 64 muestras por bit.

▲ La ventana temporal (*Time Window*). Intervalo temporal que dura la simulación igual al cociente entre la longitud de la secuencia y la razón de bits. Calculado automáticamente por el *software*.

$$t_w = \frac{L_s}{R_b} \quad (1)$$

siendo t_w la ventana temporal o intervalo temporal, L_s la longitud de la secuencia y R_b la razón de bits.

▲ El número de muestras (*Number of Samples*), calculado automáticamente por el *software*:

$$N_m = \frac{L_s}{M_b} \quad (2)$$

siendo N_m el número de muestras y M_b las muestras por bits.

▲ La razón de muestreo (*Sample Rate*) como el cociente entre el número de muestras y la ventana temporal, calculada automáticamente por el *software*:

$$R_s = \frac{N_m}{t_w} \quad (3)$$

siendo R_s la razón de muestreo.

Estos parámetros se modifican en la ventana *Global Parameters* a la que se accede haciendo doble clic sobre el fondo del área de trabajo en la que se monta el sistema; o bien a través del menú *Layout > Parameters*.

Como la razón de bits es un requerimiento que no debe cambiarse, lo más adecuado en la mayoría de los casos de estudio es fijar la tasa de bits en el campo *Bit rate*, y como valor del parámetro *Simulation Windows* especificar la opción “*Set bit rate*” (lo está por defecto). De esta forma el resto de parámetros se ajustan para obtener una ventana adecuada para el régimen binario especificado. Como todos están relacionados (el número total de muestras es el número de muestras por bit, multiplicado por el número de bits transmitidos), al modificar alguno de estos parámetros los implicados se ajustan automáticamente.

Construir un sistema

Sobre el área de trabajo vacía, se irán colocando los diferentes componentes que forman el sistema, además de los instrumentos para visualizar los datos. Los componentes están disponibles en la ventana de librerías de componentes (*Component Library*) dentro de la carpeta *Default*. Los instrumentos virtuales se encuentran en la carpeta de *Visualizers Library*.

La unión de los componentes entre sí se realiza mediante “cables”, pinchando sobre una entrada o salida de un componente, se arrastrará el ratón hasta la entrada/salida con la que se quiere unir. El camino concreto que sigue un “cable” es elegido por el propio simulador. Los componentes, una vez colocados, pueden moverse fácilmente sobre el área de trabajo, ajustándose automáticamente el cableado. Tanto los componentes como los cables pueden eliminarse con la tecla *Delete*.

Para unir los componentes, debe prestarse atención sobre el tipo de entrada o salida correcta. El simulador dispone de tres tipos de señales:

- ▲ Binaria: es una secuencia de unos y ceros “abstractos”, sin amplitud, ni forma de onda, ni ruido. Representa típicamente la señal a transmitir.
- ▲ Eléctrica: es una señal en el dominio eléctrico, con su forma de onda, amplitud, ruido.
- ▲ Óptica: es una señal en el dominio óptico, alrededor de una portadora generada por una fuente de luz.

No es posible interconectar señales de diferente tipo entre sí, sino que el correspondiente componente debe realizar el “cambio” de un dominio a otro. Por ejemplo, un generador NRZ traduce una señal binaria en otra eléctrica; un láser traduce la señal eléctrica en una óptica, y un fotodiodo realiza el proceso contrario.