



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO**  
PROGRAMA DE MAESTRÍA Y DOCTORADO EN INGENIERÍA  
ELÉCTRICA - TELECOMUNICACIONES

DISEÑO DE UN ENLACE DE COMUNICACIONES ÓPTICO UTILIZANDO UN SOA  
MODULADO DIRECTAMENTE Y PROCESAMIENTO DIGITAL DE SEÑALES

**TESIS**  
QUE PARA OPTAR POR EL GRADO DE:  
MAESTRO EN INGENIERÍA

PRESENTA:  
**JAVIER MOLINA LUNA**

TUTOR O TUTORES PRINCIPALES  
DR. RAMÓN GUTIERREZ CASTREJÓN  
INSTITUTO DE INGENIERÍA

M. I. LARRY ESCOBAR SALGUERO  
FACULTAD DE INGENIERÍA

CIUDAD UNIVERSITARIA, CD. MX., ENERO DE 2023

---

# Agradecimientos

A mis tutores, el Dr. Ramón Gutiérrez Castrejón y el M. en I. Larry Escobar Salguero, quienes me guiaron durante la realización de este trabajo, y con sus consejos, apoyo, paciencia y constancia pude realizar este trabajo de tesis.

A mis padres y familia, quienes con su amor y apoyo incondicional me motivaron y ayudaron a realizar mis estudios de maestría, este trabajo se los dedico a ellos.

A mis compañeros, mis amigos de trabajo, quienes me apoyaron y motivaron durante todo mi proceso de maestría.

A la Dirección General de Asuntos del Personal Académico (DGAPA) por el apoyo brindado para la realización del proyecto “Soluciones para implementar redes ópticas de acceso de alta velocidad” mediante el apoyo IN103122, del cual esta tesis forma parte.

Al Instituto de Ingeniería de la UNAM por todas las facilidades que me ofreció para realizar este proyecto de maestría.

---

# Índice general

<b>Agradecimientos</b>	<b>2</b>
<b>1. Introducción</b>	<b>8</b>
1.1. Importancia y Retos de las Comunicaciones Ópticas . . . . .	8
1.2. Comunicaciones Ópticas de Corto Alcance . . . . .	10
1.2.1. Costo . . . . .	10
1.2.2. Factor de Forma . . . . .	11
1.2.3. Latencia . . . . .	11
1.3. Redes Ópticas Pasivas (PON) . . . . .	12
1.3.1. Redes Super-PON . . . . .	14
1.3.2. Requerimientos de Super - PON . . . . .	19
1.4. Motivación del Proyecto . . . . .	20
1.5. Objetivos . . . . .	21
<b>2. Marco Teórico</b>	<b>22</b>
2.1. Transmisores Ópticos . . . . .	22
2.2. Amplificador Óptico de Semiconductor - SOA . . . . .	24
2.2.1. SOA como amplificador . . . . .	25
2.2.2. SOA como modulador . . . . .	27
2.3. Modulación de la Señal Óptica . . . . .	29
2.4. Procesamiento Digital de Señales en Sistemas de Comunicaciones Ópticos . . . . .	30
2.4.1. FFE y DFE . . . . .	31
2.4.2. Precodificación Tomlinson - Harashima . . . . .	33
<b>3. Desarrollo e Implementación</b>	<b>39</b>
3.1. Detalles de Simulación . . . . .	39
3.1.1. Parte Óptica . . . . .	39
3.1.2. Parte del Procesamiento Digital de la Señal . . . . .	42

<b>4. Resultados</b>	<b>50</b>
4.1. Análisis del número de coeficientes . . . . .	54
4.2. Comparativa entre soluciones . . . . .	55
4.3. Factibilidad Técnica . . . . .	57
<b>5. Conclusiones</b>	<b>59</b>
<b>Glosario</b>	<b>62</b>
<b>Bibliografía</b>	<b>65</b>

---

# Índice de figuras

1.1. Arquitectura básica de una red óptica pasiva (PON) [20]. OLT = <i>Optical Line Terminal</i> , ONU = <i>Optical Network Unit</i> . . . . .	13
1.2. Avance de las tasas de transmisión para diferentes estándares de TDM-PON [18]. . . . .	14
1.3. Infraestructura necesaria actualmente por una PON para dar servicio en un radio de 50 km [5].CO = Oficina Central ( <i>Central Office</i> ). . . . .	15
1.4. Infraestructura principal de una red Super-PON para dar servicio a un radio de 50 km [5]. Al centro se observa una Oficina Central Consolidada . . . . .	16
1.5. Arquitectura de una red Super-PON [5]. . . . .	17
1.6. Longitudes de onda usadas en Super-PON contra las usadas en otras tecnologías PON [5]. . . . .	19
2.1. Modulación directa de un láser [28]. . . . .	24
2.2. Esquema de modulación externa de un láser [28]. . . . .	25
2.3. Diagrama general de un amplificador óptico de semiconductor (SOA) [29]. $L$ es la longitud del SOA; $h$ y $W$ son la altura y el ancho de la región activa, hecha a base de Indio, Galio, Arsénico y Fósforo. Las regiones p y n del SOA están formadas por Indio y Fósforo. . . . .	26
2.4. Ejemplo de una gráfica de saturación de un SOA [35]. . . . .	26
2.5. Diagrama de un SOA empleado como modulador y amplificador [15]. . . . .	28
2.6. Diagrama a bloques de un FFE [45]. . . . .	32
2.7. Diagrama a bloques de un DFE [45]. . . . .	33
2.8. Diagrama a bloques de 3 modelos de sistemas de comunicaciones [31] . . . . .	34
2.9. Sistema de comunicaciones causal con THP [47]. . . . .	35
2.10. Implementación de THP para combatir <i>pre</i> y <i>post-cursor</i> ISI [31]. . . . .	36
2.11. Distribución de la señal a lo largo del sistema con THP implementado [32]. . . . .	37
3.1. Gráficas de caracterización del SOA utilizado [16]. . . . .	40
3.2. Diagrama del sistema óptico implementado en VPI. . . . .	42
3.3. Proceso para generar la señal moduladora que entrará al SOA. . . . .	43

3.4.	Estructura de un ecualizador DFE en Matlab [22]. Utilizado por la rutina <i>comm.DecisionFeedbackEqualizer</i> . . . . .	44
3.5.	Implementación de la estructura DFE de MATLAB a entrenar dentro del enlace óptico. . . . .	44
3.6.	Generación de la señal codificada con THP para su transmisión. . . . .	45
3.7.	Estructura de un ecualizador FFE en MATLAB [23]. Utilizado por la rutina <i>comm.LinearEqualizer</i> . . . . .	46
3.8.	Implementación complementaria del THP. Esta se encuentra en la parte del receptor. . . . .	46
3.9.	Implementación en el receptor del DFE. . . . .	47
3.10.	Implementación en el receptor del FFE. . . . .	49
4.1.	Gráficas de BER vs ROP utilizando los sistemas planteados en el Capítulo 3 para THP, DFE y FFE. Resultados de las pruebas Back to Back (líneas discontinuas) y para transmisión de 50 [km] (líneas continuas) son presentados para una tasa de transmisión de 10.7 [Gbps]. La línea punteada muestra el umbral del algoritmo corrector de errores HD-FEC que es $3.8 \times 10^{-3}$ . . . . .	51
4.2.	Diagrama de ojo de una señal PAM4 calculados sin la ayuda de DSP. . . . .	52
4.3.	Diagrama de ojo de una señal PAM4 a la entrada y a la salida del SOA. . . . .	54
4.4.	BER en función del número de coeficientes en el THP. . . . .	55
4.5.	Presupuesto de potencia en un enlace Super - PON con la propuesta del IEEE [8]. . . . .	56
5.1.	Implementación para la simulación del sistema Super - PON utilizando VPI y Matlab. . . . .	59

---

# Índice de tablas

1.1. Plan de longitudes de onda del estándar IEEE P802.3cs. FSR = <i>Free Spectral Range</i> o Rango Espectral Libre . . . . .	18
1.2. Pérdidas típicas en un enlace Super PON de 50 [km] [5] [8]. . . . .	20
3.1. Parámetros del modelo del SOA utilizado en las simulaciones. . . . .	41
4.1. Cálculo del Presupuesto de Potencia para el Sistema Super-PON. . . . .	57

---

# Capítulo 1

## Introducción

En este capítulo se explicará brevemente el rol que juegan los sistemas de comunicaciones ópticos en la sociedad actual así como los principales retos que se tiene en el campo de las comunicaciones ópticas.

### 1.1. Importancia y Retos de las Comunicaciones Ópticas

Si se considera que la tarea básica de un sistema de telecomunicaciones es poder llevar un mensaje de un punto a otro, y que mientras más rápido y más lejos pueda llegar este mensaje el sistema es mejor [3], los sistemas de comunicaciones ópticos sobresalen por el desempeño que éstos son capaces de entregar y por las ventajas que ofrecen.

Estos sistemas son capaces de llevar grandes cantidades de información a través de largas distancias, razones por las cuales la tecnología óptica es la piedra angular de todos los sistemas de telecomunicaciones actuales. Sin importar el tipo de tecnología que se observe en la parte final del enlace, es muy probable que en alguna parte de éste, se utilice algún tipo de tecnología óptica.

La importancia de los sistemas de comunicaciones ópticas se hace evidente si analizamos un poco los hábitos de la sociedad de hoy en día. Prácticamente todas las actividades que realizamos como sociedad dependen de la conectividad que nos proporciona el Internet y los sistemas de comunicaciones. Desde nuestra forma de comunicarnos con otros individuos, la forma en la que llevamos a cabo nuestro trabajo, hasta nuestras formas de entretenimiento dependen en gran medida de las redes de telecomunicaciones.

Y este panorama esta lejos de cambiar. Basta con revisar el *white paper* publicado por la empresa CISCO [4] en el cual podemos encontrar algunas predicciones sobre

el crecimiento del tráfico de datos en el mundo. Algunas de las cuales se citan a continuación [4]:

- Cerca del 66 % de la población mundial (5.3 billones de personas) tendrán acceso a Internet para 2023, que representa un aumento del 15 % sobre el 51 % de la población (3.9 billones de personas) que tenían acceso a Internet en 2018.
- Las velocidades de las conexiones de banda ancha fija pasarán de 45.9 Mbps en 2018 a 110.4 Mbps en promedio para 2023.
- Los dispositivos móviles crecerán de 8.8 billones en 2018 a 13.1 billones para 2023, de los cuales, 1.4 billones serán compatibles con la tecnología 5G.
- Las velocidades promedio de las conexiones 5G alcanzaran los 575 Mbps en 2023.

Es claro que estamos ante un crecimiento masivo en la cantidad de información que los sistemas de comunicaciones actuales deberán soportar para el año 2023. Los sistemas de telecomunicaciones ópticos serán pieza clave en este crecimiento, ya que, hasta este momento, son la única tecnología que nos puede ayudar a solventar la demanda de velocidad que se avecina.

Es importante enfatizar el punto relacionado con las velocidades de las conexiones de banda ancha fija, es decir las conexiones que nos llegan a todos nosotros como usuarios. Según *CISCO Annual Internet Report (2018-2023)* [4], para el año 2023 se espera un aumento de aproximadamente el 100 % de la velocidad en estos enlaces, por lo que la infraestructura alrededor de estos servicios deberá crecer de igual manera para satisfacer esta demanda de ancho de banda. Es claro que las grandes compañías deberán mejorar su infraestructura para poder soportar tales velocidades de conexión. Además de esto, la infraestructura de la última milla, es decir, el cableado y equipos que hacen posible que estas velocidades lleguen hasta nuestras casas u oficinas también deberá mejorar en zonas donde hay infraestructura de red, pero no apta para soportar tales velocidades, o incluso expandirse a zonas donde hasta ahora no hay cobertura de estos servicios.

Es por esto que muchos de los esfuerzos de los ingenieros en telecomunicaciones, y de muchas otras disciplinas también, están orientados en mejorar la tecnología óptica actual, así como para encontrar soluciones que ayuden a que se realice un despliegue masivo de enlaces ópticos que soporten el ancho de banda necesario para satisfacer las necesidades futuras de la población en cuanto a conectividad se refiere. Se deben realizar avances que nos permitan explotar de la mejor manera posible las capacidades que los sistemas de comunicaciones ópticas nos ofrecen.

El trabajo reportado aquí tendrá como premisa la de analizar el desempeño de una solución propuesta que ayude principalmente al despliegue masivo de enlaces

de fibra óptica FTTX (Fibra hasta "X", donde "X", puede ser un edificio, una casa, etc.) para de esta manera mejorar, y sobre todo ampliar el alcance de, los actuales sistemas de comunicaciones ópticos encargados de proveernos el acceso a las redes de telecomunicaciones que la sociedad requiere.

## 1.2. Comunicaciones Ópticas de Corto Alcance

Las comunicaciones ópticas de corto alcance (short-reach optical communications) presentan retos muy particulares que las diferencian de su contra parte de largo alcance (long-haul). Ambas son necesarias para el intercambio masivo de datos, sin embargo, las comunicaciones de corto alcance, como su nombre lo indica, están orientadas a enlaces que no sobrepasen los 80 km de longitud, como por ejemplo, los enlaces entre centro de datos [45] o las redes de acceso.

Este tipo especial de enlaces han tomado relevancia en los últimos años debido al rápido desarrollo de las conexiones entre centros de datos, así como los servicios en la nube. El por qué es claro, mientras diferentes servicios se van centralizando en los centros de datos, la capacidad de transporte de los enlaces que los conecta entre sí debe elevarse conforme es solicitado. Es por ello que éste tipo de enlaces presenta requerimientos especiales, los cuales trataremos a continuación.

### 1.2.1. Costo

El costo de estos enlaces es un parámetro muy importante, ya que lo que se requiere es que la implementación de estos enlaces sea masiva, por lo que se debe mantener el costo de los mismos lo mas bajo posible para que al final de cuentas éstos sean rentables.

Esta característica impone restricciones muy importantes en los equipos que se pueden utilizar. Prácticamente no se pueden utilizar componentes utilizados en enlaces de largo alcance, donde predominan los enlaces con detección coherente [45], cuyo hardware y software necesario para su implementación es complicado y costoso.

Se opta entonces por tecnologías ya establecidas, como modulación de intensidad con detección directa (IM/DD), que al ser una tecnología que ha estado en el mercado por un tiempo, es más barata.

Sin embargo, la utilización de estos componentes con costos mas asequibles trae consigo diferentes problemas que están relacionados a la naturaleza misma de los componentes. Estos problemas pueden ser lineales como dispersión cromática, ancho de banda limitado, o no lineales como por ejemplo modulación por chirp, amplificación de potencia saturada, características no-lineales de los moduladores entre otros [45].

### 1.2.2. Factor de Forma

Debido a que la implementación de estos enlaces se piensa hacer a gran escala, el tamaño de los componentes también juega un papel importante a la hora de su diseño. El utilizar elementos que tengan un tamaño considerable implica utilizar un espacio mas grande en el centro de datos. Entonces si se habla de varios enlaces por centro de datos, el tamaño de dichos centros de datos debe aumentar, lo que impacta directamente en costos de espacio para los centros, debe haber más racks para montar los equipos, aumenta el costo del mantenimiento, del aire acondicionado, y del gasto de energía eléctrica.

Por esta razón, mientras menor sea la huella física de los equipos utilizados, será mejor ya que reducirá implícitamente el costo de mantenimiento de los centros de datos.

### 1.2.3. Latencia

Podemos definir latencia como el tiempo en el cual un paquete de datos tarda en cruzar la red entera en un sistema de comunicaciones. Puede no parecer un elemento tan importante como lo es la velocidad de transferencia que soporta un enlace de comunicaciones, sin embargo, para ciertas aplicaciones actuales, es un parámetro que toma mucha importancia. Mencionemos por ejemplo el caso de los videojuegos en tiempo real. Supongamos que el servidor del juego esta en Estados Unidos, pero a ese servidor se pueden conectar personas de todas partes del mundo para interactuar. Ahora supongamos que dos jugadores, con distintos enlaces de internet, acceden a este servidor. Uno de los enlaces tiene una latencia alta, por decir unos 200 ms, mientras que el otro enlace tiene una latencia baja, como puede ser 30 ms. Si los dos jugadores se enfrentan en dicho video juego, en tiempo real, es claro que el jugador 1, con la conexión de 200 ms de latencia, se encuentra en desventaja contra el jugador dos, con el enlace de 30 ms, ya que los paquetes de datos que contienen las instrucciones que envía el jugador 1 al servidor central tardan mucho mas tiempo que los paquetes que contienen las instrucciones del jugador 2, por lo que la reacción en el juego del jugador 1 no será inmediata y presentará cierto retraso.

Este ejemplo tan simple, de una situación en la vida real ejemplifica muy bien la importancia de la latencia para ciertas aplicaciones, sobre todo en tiempo real, como video llamadas, servicios en la nube, o incluso aplicaciones de realidad aumentada sobre el internet. Este tipo de aplicaciones y más, que se planean desplegar con tecnologías como 5G, dependen extremadamente de tiempos de latencia muy bajos. Por ejemplo para 5G, la latencia *end to end (E2E)*, que es el tiempo que le toma a un paquete dentro de la red viajar ida y vuelta hacia el servidor de la aplicación en cuestión, tomando en cuenta todos los nodos de la red 5G, y posibles nodos externos, no debería ser mayor a 10 ms, y en ciertos casos, esta latencia deberá de disminuir hasta

1 ms [11]. Es decir, necesitamos tiempos de respuesta extremadamente pequeños.

Es por esto, que para los enlaces de corto alcance se debe optar por soluciones rápidas, que no influyan o aumenten el tiempo de procesamiento. Por ejemplo soluciones como *Forward Error Correction* (FEC) con decodificación iterativa quedan descartado y se opta mejor por HD-FEC (Hard Decision FEC). Esto impacta directamente en los requerimientos de BER, así como de la sensibilidad del receptor (receiver sensitivity - RS) [45].

### 1.3. Redes Ópticas Pasivas (PON)

Dentro del mundo de las redes de comunicaciones, existe una clasificación de particular interés para este trabajo denominada como *redes de acceso*. Las redes de acceso se definen como las redes que se encuentran en la última milla, las cuales conectan a los usuarios finales a las oficinas centrales [20] para proveer acceso a las redes de mayor tamaño. Por mucho tiempo este segmento de red estuvo dominado por tecnologías de cobre, como el cable coaxial, sin embargo, como se ha visto, el rápido crecimiento en las necesidades de ancho de banda y de nuevos servicios, ha obligado a los proveedores de internet a optar por otra tecnología, donde la fibra óptica ha cobrado especial importancia durante los últimos años.

Una de las redes utilizadas como redes de acceso, que utilizan una tecnología óptica, son las *Redes Ópticas Pasivas* o *PON*, (por sus siglas en inglés *Passive Optical Networks*). Este tipo de redes presentan dos características especiales, la primera de ellas es que éstas se implementan bajo un esquema punto a multi-punto. La segunda de ellas, y por la que este tipo de redes recibe su nombre, es que utiliza solamente elementos ópticos pasivos como divisores (splitters) o combinadores (combiners) en la planta externa, lo que hace de este tipo de redes sean una tecnología accesible desde el punto de vista financiero [12].

Algunas de las ventajas de la arquitectura PON se pueden resumir en los siguientes puntos [26]:

- La utilización de componentes pasivos.
- Son más confiables que las redes basadas en cobre.
- Mayor ancho de banda disponible en el punto final ("X").
- Soporte a una sola red sin tener que utilizar elementos activos en medio de la misma o en el campo.
- El usuario provee la energía necesaria en su sitio.

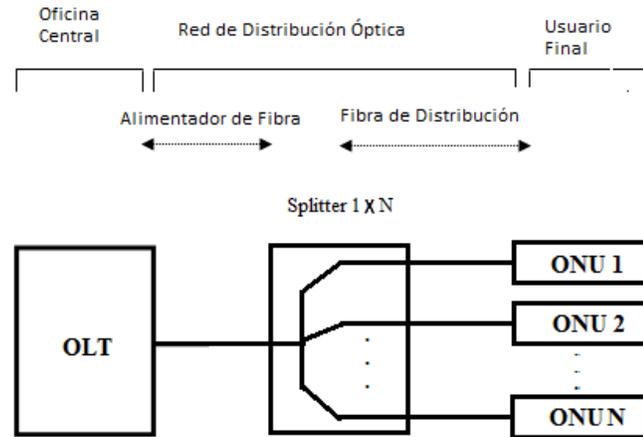


Figura 1.1: Arquitectura básica de una red óptica pasiva (PON) [20]. OLT = *Optical Line Terminal*, ONU = *Optical Network Unit*

Existen diferentes variantes de la tecnología PON, pero todas ellas tienen la misma arquitectura general que se puede apreciar en la Figura 1.1. Todas las variantes de las redes PON cuentan con 3 elementos principales, la **OLT** u *Optical Line Terminal*, la **ODN** u *Optical Distribution Network* y la **ONT** u *Optical Network Terminal*, que también puede ser una **ONU** u *Optical Network Unit* [12]. La OLT se encuentra en la Oficina Central del proveedor del servicio; la ODN es el enlace entre la OLT y la ONT y es parte de la red de fibra hasta "x" (FTTX). Por último, la ONT u ONU, es el equipo colocado en la ubicación del cliente, y es la encargada de realizar la conversión de señal óptica a eléctrica, además de demultiplexar los diferentes servicios que corren por la red [12].

De los estándares disponibles para PON, podemos diferenciar principalmente dos de ellos, las redes EPON, estándar desarrollado por el *IEEE* y las redes GPON, desarrolladas por la *ITU* [1]. Cada uno de estos estándares tiene sus características propias, y cada uno de ellos ha sido implementado en diferentes partes del mundo. Como todo estándar, cada uno de ellos ha recibido actualizaciones, dando lugar a lo que conocemos como generaciones de redes PON, marcadas principalmente por la tecnología de multiplexación que utilizan y por ende, por las velocidades de descarga y carga que son capaces de ofrecer. Un esquema de las generaciones de PON lo podemos observar en la Figura 1.2.

A pesar de que todas las generaciones de estándares PON están basados en TDM o TDMA, estos se diferencian principalmente por las velocidades de transmisión que manejan. El primer estándar al que podemos hacer referencia es el conocido como APON, que está basado en ATM (*Asynchronous Transfer Mode*), el cual, después de una actualización y que dió origen al estándar conocido como BPON, ofrecía tasas de

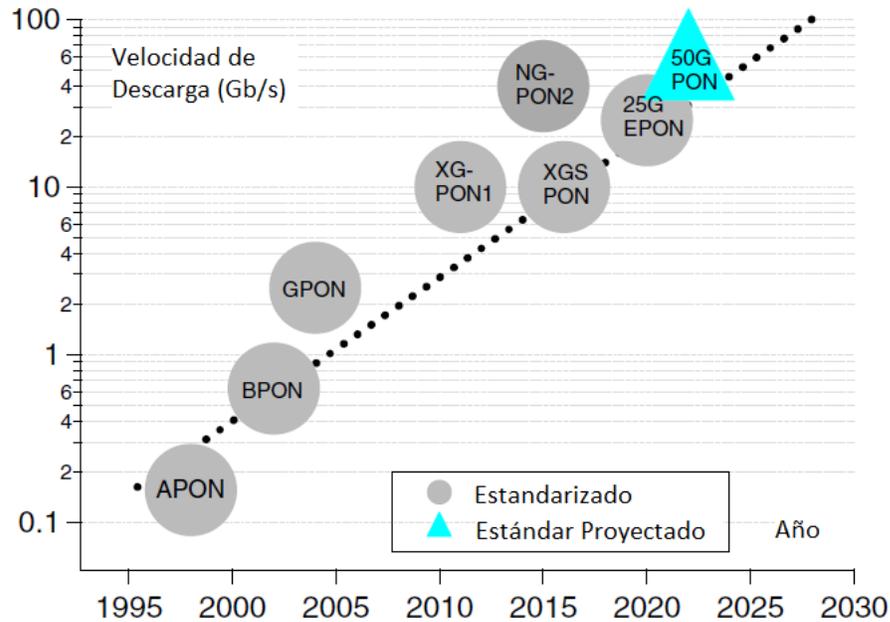


Figura 1.2: Avance de las tasas de transmisión para diferentes estándares de TDM-PON [18].

transmisión de 150 Mbps aproximadamente [18]. Es aquí cuando el IEEE propone su estándar para redes PON basado en ethernet, al que se le conoce como EPON, mientras que la UIT llama a su estándar GPON, que hace referencia a una red PON capaz de soportar velocidades del orden de gigabits por segundo. Ambos estándares soportan tasas de transmisión de 1 Gbps aproximadamente. El siguiente nivel son estándares que soportan velocidades del orden de 10 Gbps, conocidos como XG-PON para el estándar de la UIT y 10G-PON para el estándar del IEEE.

A pesar de que se han realizado pruebas con otros métodos de multiplexación para aumentar la capacidad de transmisión de estas redes, las redes PON basadas en TDM siguen llamando la atención, a tal grado que se siguen desarrollando estándares basados en TDM para soportar velocidades de 25 y 50 Gbps [18].

La necesidad de tener mayor ancho de banda (mayores velocidades de descarga y carga) en nuestras casas o en los negocios hará que la evolución de los sistemas PON no se quede ahí, se necesitan nuevos estándares que satisfagan dichas necesidades y que sean financieramente costeables para poder implementarlos en masa.

### 1.3.1. Redes Super-PON

La arquitectura PON de las redes de acceso actuales trae consigo muchas ventajas, las cuales se analizaron en el punto pasado, y se coloca como una tecnología capaz

de desplegar la infraestructura necesaria para ampliar, principalmente, los servicios FTTX y satisfacer las necesidades de ancho de banda.

Sin embargo, a pesar de que se han hecho muchos avances en el desarrollo de nuevos estándares PON capaces de satisfacer las necesidades de ancho de banda y de número de usuarios (en algunos estándares), los esfuerzos realizados para mejorar la cobertura de las PON (alcance y capacidad de usuarios) [5] son pocos. Por ejemplo, el alcance típico de una PON es de 20 km, y se puede dar servicio hasta 64 usuarios por fibra óptica, pero si lo que se busca es llegar hasta 50 km por ejemplo, con los estándares actuales se tendría que construir una serie de oficinas centrales que actúen como nodos, tal y como se muestra en la Figura 1.3.

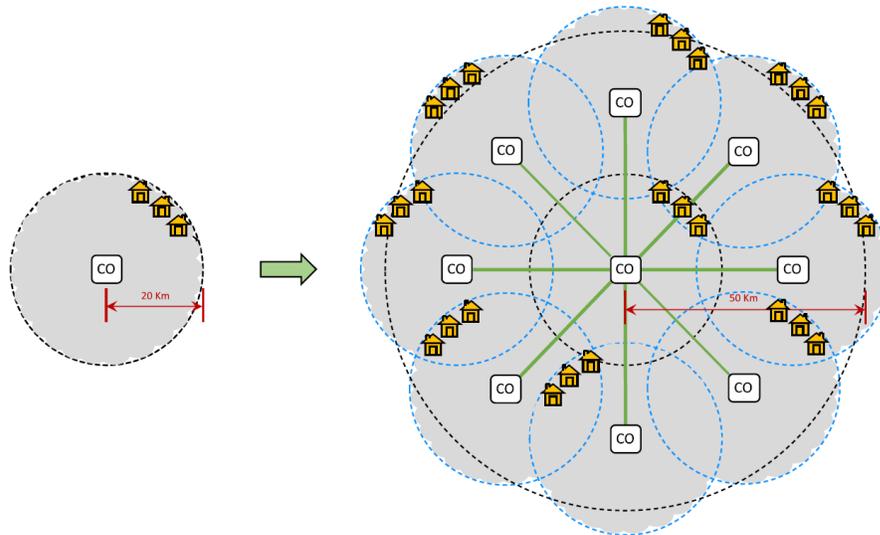


Figura 1.3: Infraestructura necesaria actualmente por una PON para dar servicio en un radio de 50 km [5]. CO = Oficina Central (*Central Office*).

El despliegue de PON para 50 km (Figura 1.3) obviamente encarece mucho el costo de instalación con los actuales estándares PON, por lo que es necesario un estándar que nos ayude a mejorar este aspecto de los actuales PON.

El estándar propuesto por el IEEE y por la ITU, se denomina ***Super-PON***, y es una capa óptica de PON capaz de proveer un alcance de hasta 50 km, con una cobertura de hasta 1024 usuarios sobre una ODN pasiva [5]. Además, una Super-PON es capaz de soportar velocidades de hasta 10 Gbps de subida y bajada.

La principal ventaja de Super-PON al compararla con PON es el incremento en alcance y cobertura de usuarios, además de que es posible consolidar todas las Oficinas Centrales del proveedor en una sola, como se aprecia en la Figura 1.4, disminuyendo así los costos en los componentes activos que se encuentran en las

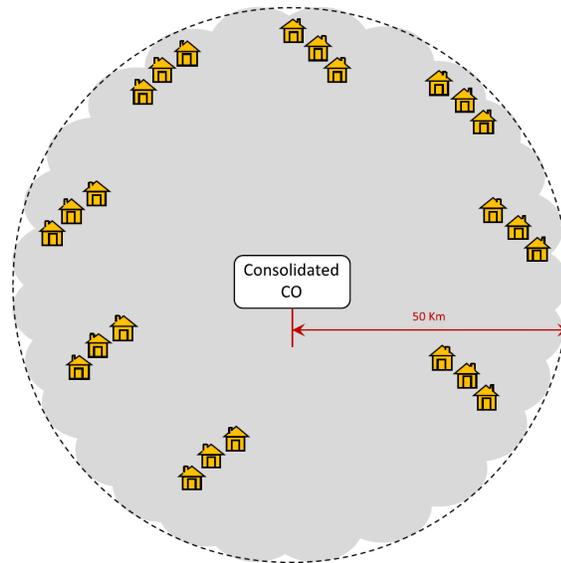


Figura 1.4: Infraestructura principal de una red Super-PON para dar servicio a un radio de 50 km [5]. Al centro se observa una Oficina Central Consolidada

Oficinas Centrales, así como los relacionados con la construcción y mantenimiento de los edificios donde éstos se almacenan.

Estas características de Super-PON son posibles gracias a 3 tecnologías principalmente: la multiplexación por división de onda (WDM), ruteo por longitud de onda y la amplificación óptica [5] ya sea en la OLT o en la ONU, lo que le permite seguir siendo clasificada como red PON.

WDM hace que la cantidad de usuarios disponibles en una Super-PON aumente asociando múltiples canales a diferentes pares de ondas, multiplexándolas y ruteándolas a través de la red. Super-PON define 16 pares de longitudes de ondas para transmitir, a cada par de longitud de onda le es posible dar servicio a 64 usuarios a través de un sistema de multiplexación en el tiempo, o TDM-PON, ya que cada par se considera como una instancia de una PON tradicional, por lo que al final la cantidad de usuarios posibles son  $16 * 64 = 1024$ .

El ruteo hace posible que cada par de longitudes de onda sea direccionada a cada rama de la red de acuerdo a un plan anteriormente diseñado, filtrando los demás pares.

Finalmente, al utilizar amplificación óptica en las oficinas centrales, se reducen costos al amplificar los 16 pares de longitudes de onda ya multiplexados a la vez. Podemos observar el ejemplo de una arquitectura Super-PON en la Figura 1.5.

Una de las desventajas de Super-PON es el costo de las terminales que se instalan en los sitios del usuario, las ONT u ONU, ya que al tener un sistema WDM, los láseres

que deben ocupar estas unidades deben poder operar un ancho de banda estrecho y deben ser estables, además de poder operar a diferentes longitudes de onda. También, la cantidad de equipo activo en las oficinas centrales aumenta, por lo que también el costo de estos sitios. Sin embargo, de acuerdo con [5], la disminución en el número de edificios de oficinas centrales necesarios para poder dar servicio a una población, así como la disminución en mantenimiento y el proveer energía eléctrica confiable a estos sitios, compensa por casi 20 % la inversión necesaria para poder implementar una Super-PON [5, Figura 7].

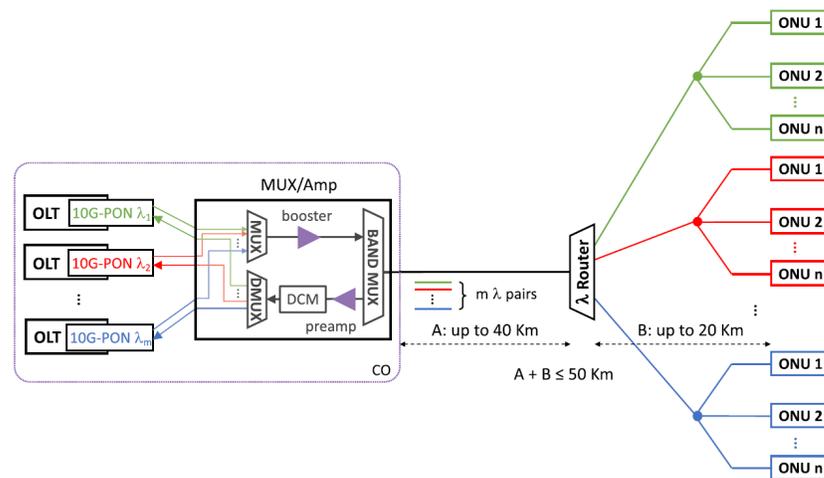


Figura 1.5: Arquitectura de una red Super-PON [5].

Como estándar, el IEEE trabaja en la estandarización del protocolo mediante el grupo de trabajo *IEEE P802.3cs*. Por su parte, la ITU-T definirá el estándar en la recomendación *G.9807.3*.

Dentro de las especificaciones definidas por el grupo de trabajo podemos destacar las siguientes. Se contempla el uso de amplificación para los enlaces necesarios, y la tecnología seleccionada para tal fin son los EDFA's, ya que son dispositivos de amplificación con una menor figura ruido que los SOA, y por las pocas interacciones entre longitudes de onda que presentan [5]. La selección de estos dispositivos obliga a que el estándar trabaje sobre dos bandas ópticas, la banda C y la banda L, que es la región del espectro donde se presenta la menor atenuación de la fibra.

Debido a que la ODN utilizada por Super - PON es muy especializada, esto gracias a la utilización de un router de longitudes de onda, es necesario hacer que la ODN utilizada sea capaz de trabajar con futuras actualizaciones que se le realicen al estándar. Para ello, de ha elegido trabajar con una separación estándar entre canal de 100 [GHz], utilizar 4 bandas de longitudes de onda, con 16 canales por banda, usando una combinación de banda C y L. De esta manera si la primera generación

$X$  del estándar trabaja utilizando un primer par de bandas, banda C1 y L1, una segunda generación  $Y$  podrá trabajar sobre las bandas C2 y L2 utilizando la misma ODN [5]. La frecuencia central, así como su correspondiente longitud de onda, de cada uno de los 16 canales de cada una de las 4 bandas espectrales se puede apreciar en la Tabla 1.1.

Canal	FSR conjunto 1				FSR conjunto 2			
	Banda-L 1		Banda-C 1		Banda-L 2		Banda-C 2	
	Frecuencia (THz)	Longitud de Onda (nm)						
0	187.613	1597.93	192.000	1561.42	189.807	1579.46	194.193	1543.78
1	187.711	1597.10	192.100	1560.61	189.906	1578.64	194.294	1542.98
2	187.809	1596.27	192.200	1559.79	190.004	1577.82	194.396	1542.18
3	187.906	1595.44	192.300	1558.98	190.103	1577.00	194.497	1541.38
4	188.004	1594.61	192.400	1558.17	190.202	1576.18	194.598	1540.57
5	188.102	1593.78	192.500	1557.36	190.301	1575.36	194.699	1539.77
6	188.200	1592.95	192.600	1556.56	190.400	1574.54	194.800	1538.97
7	188.297	1592.12	192.700	1555.75	190.499	1573.73	194.901	1538.18
8	188.395	1591.30	192.800	1554.94	190.597	1572.91	195.003	1537.38
9	188.493	1590.47	192.900	1554.13	190.696	1572.09	195.104	1536.58
A	188.590	1589.65	193.000	1553.33	190.795	1571.28	195.205	1535.78
B	188.688	1588.83	193.100	1552.52	190.894	1570.47	195.306	1534.99
C	188.786	1588.00	193.200	1551.72	190.993	1569.65	195.407	1534.19
D	188.883	1587.18	193.300	1550.92	191.092	1568.84	195.508	1533.40
E	188.981	1586.36	193.400	1550.12	191.191	1568.03	195.609	1532.61
F	189.079	1585.54	193.500	1549.32	191.289	1567.22	195.711	1531.82

Tabla 1.1: Plan de longitudes de onda del estándar IEEE P802.3cs. FSR = *Free Spectral Range* o Rango Espectral Libre

En la Figura 1.6 podemos apreciar como las 4 bandas elegidas para Super - PON se comparan con las utilizadas por otras tecnologías de PON. Aunque se observa que algunas de las bandas se traslapan con las utilizadas por otras tecnologías PON como XGS-PON / NG-PON2 esto no presenta ningún problema, ya que la ODN utilizada por ambos estándares es diferente, y aun mas importante, esta superposición de bandas podría hacer que los dos estándares compartan algunos dispositivos que utilizan.

Por último, es necesario mencionar que el grupo de trabajo considera, junto con el uso de EDFA's, la utilización de moduladores Mach - Zehnder o moduladores de electro - absorción, EAM. Mientras que para la recepción en la ONU, se considera el uso de un APD. Es importante hacer estas menciones por que son relevantes para el desarrollo del presente trabajo.

Debido a la notable reducción en obra civil y en mantenimiento de las oficinas centrales, incluso aún teniendo en cuenta el aumento del costo del equipo en estos edificios, y aún tomando en cuenta el costo de las terminales de los usuarios (ONU), las redes Super-PON se proponen como solución para llevar servicios de alta velocidad basados en fibra óptica a áreas rurales o a áreas donde conseguir un suministro de energía eléctrica estable sea difícil, es decir, a zonas en vías de desarrollo, donde

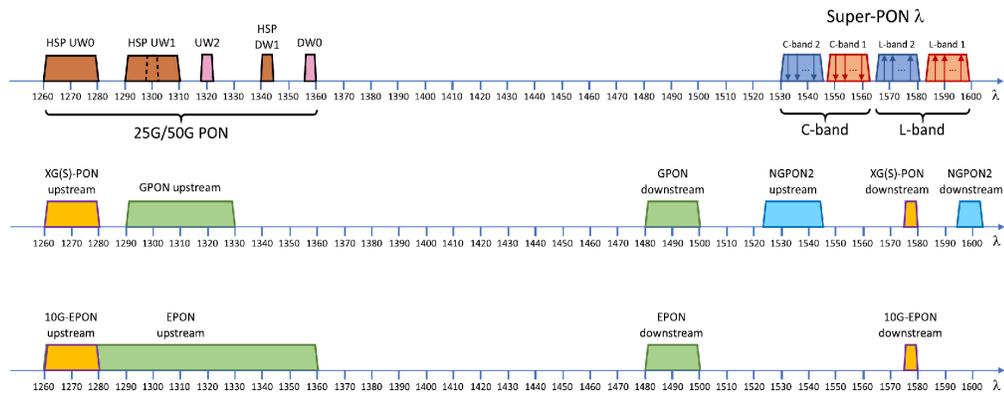


Figura 1.6: Longitudes de onda usadas en Super-PON contra las usadas en otras tecnologías PON [5].

en un país como el nuestro, existen muchas.

### 1.3.2. Requerimientos de Super - PON

La característica principal de Super - PON, es su alcance que es de **50 [km]**, por lo que la longitud máxima de la fibra deberá ser esta cantidad (ver Figura 1.5). Las velocidades de transmisiones manejadas por Super - PON son de 10 [Gbps] para el caso del *downstream* y de 2.5 Gbps para el caso de *upstream*, aunque también se maneja una configuración donde la velocidad de bajada y subida son ambas de 10 [Gbps]. Es importante mencionar que, como en todo enlace de comunicaciones actual, es necesario tomar en cuenta la penalización que nos impone el uso de códigos correctores de errores. Para este trabajo, se optó por utilizar un corrector de error de decisión dura (hard-decision forward error correction, FEC), por lo que se debe considerar un 7% de velocidad extra. Como nuestra propuesta estará dirigida para el caso de *downstream*, utilizando HD-FEC, la velocidad con la que debemos trabajar es de **10.7 [Gbps]**.

De acuerdo con [6], Super - PON trabajará en las bandas ópticas C y L. En este mismo trabajo se presenta una tabla (Tabla 1.1) con el plan de canales a utilizar por el estándar, definiendo dos conjuntos de longitudes de onda. Después en [7], se cambia a la banda C para ser utilizada en el *downstream* y a la banda L en el *upstream*. Por lo tanto, para este proyecto, se eligió un canal dentro del plan presentado por el grupo de trabajo en la banda C del grupo de longitudes 1. El canal elegido fue el número 7, que corresponde a una **frecuencia de 192.700 [THz]** o a una **longitud de onda de 1555.75 [nm]**.

## Presupuesto de potencia para Super - PON

Super - PON demanda un presupuesto de potencia muy estricto, ya que, debido a los objetivos planteados por el mismo estándar, se deben utilizar componentes que representan una gran atenuación para el enlace. Como se describió en el Capítulo 1, Super - PON presenta un **presupuesto de pérdida de 41 [dB]**, Tabla 1.2, provenientes de la atenuación de la fibra óptica estándar G.652, para la cual se considera una atenuación de 0.24 [dB/km] lo que resulta en una atenuación acumulada de 12 [dB], los conectores, 1.5 [dB], empalmes, 1 [dB], el enrutador óptico, 4 [dB], el divisor de potencia de 1 a 64, 20.5 [dB] y un margen de 2 [dB].

Es importante recalcar que este análisis de atenuación no contempla los multiplexadores, ni el multiplexador de banda, observados en la Figura 1.5, por lo que para el caso del análisis del presupuesto de potencia para este trabajo es necesario tomar en consideración estos dispositivos, que juntos representan una atenuación conjunta extra de 6.5 [dB], que corresponde a 5.5 [dB] para el Mux/Demux y 1 [dB] para el multiplexador de banda. El total teórico de atenuación a superar es de 47.5 [dB], considerando los 41 [dB] de atenuación del enlace descrito.

Componente	Usados	Pérdida Típica [dB]	Pérdida Peor Caso [dB]	Pérdidas Totales [dB]
Fibra [km]	50	0.24	0.24	12
Conectores	6	0.2	0.5	1.5
Empalmes	17	0.05	0.2	1.0
CAWG	1	4	4	4
Divisor 1:64	1	20.5	20.5	20.5
Margen	1	2	2	2
<b>Total</b>				<b>41</b>

Tabla 1.2: Pérdidas típicas en un enlace Super PON de 50 [km] [5] [8].

## 1.4. Motivación del Proyecto

El potencial que tienen los enlaces Super - PON para países como México es innegable, por lo que se debería fomentar su despliegue. Para poder hacer de alguna manera mas accesible el despliegue de las redes Super - PON, es necesario abaratar costos, por lo que sustituir el transmisor propuesto por el grupo de trabajo, MZM y EDFA, por una solución compacta e integrable como lo es un SOA modulado directamente puede ayudar.

Así mismo se quiere incrementar el valor del uso de los SOA como moduladores directos para su utilización en otras aplicaciones a parte de redes PON.

## 1.5. Objetivos

Como objetivos generales del proyecto se tienen:

- Implementar y analizar numéricamente un enlace de comunicación óptica funcional, utilizando un SOA modulado directamente y pre-codificación Tomlinson - Harashima (THP).
- Determinar con base en los resultados obtenidos si el sistema propuesto cumple con los requerimientos técnicos necesarios para poder ser utilizado como transmisor en un enlace utilizado en redes Super-PON.

Como objetivos particulares se tiene:

- Diseño, por medio de simulación numérica, de un sistema de comunicaciones como el ya mencionado.
- Obtención de Gráficas de Bits en Error (BER) contra Potencia Óptica Recibida (ROP), así como el análisis del presupuesto de potencia de la alternativa propuesta para un enlace Super-PON para verificar su factibilidad.
- Comparar el desempeño de THP frente a otras técnicas de procesamiento digital de señales como DFE y FFE.

---

# Capítulo 2

## Marco Teórico

En este capítulo se explicaran brevemente los conceptos teóricos necesarios para la realización del proyecto.

### 2.1. Transmisores Ópticos

Un sistema de comunicaciones, sea cual sea la tecnología que utilice, puede describirse en 3 bloques principales: transmisor, medio de transmisión y receptor. Un sistema de comunicaciones ópticas no es la excepción. Estos sistemas utilizan luz como medio para la transmisión de información. A continuación analizaremos algunos de los equipos utilizados en la parte del transmisor, ya que es la parte que de alguna manera está más relacionada con el propósito del actual proyecto.

Dos componentes principales de los transmisores ópticos son la fuente de luz y el modulador. Para poder caracterizar las fuentes de luz se utilizan principalmente los siguientes rubros [36]:

- **Potencia:** la potencia que entrega la fuente de luz debe ser capaz de cubrir los requerimientos del presupuesto de potencia del sistema, para así sobreponerse a la atenuación producida por la fibra y otros factores.
- **Velocidad:** cuando es la fuente de luz es modulada directamente, ésta debe ser capaz de soportar la velocidad de transmisión del sistema.
- **Ancho de línea:** se prefieren fuentes que tengan un ancho espectral delgado para que de esta manera el efecto de la dispersión cromática de la fibra óptica sea minimizado.
- **Ruido:** se deben evitar las fluctuaciones de potencia.

- Otros: se consideran también aspectos como costo, robustez, insensibilidad a cambios externos, confiabilidad y tiempo de vida.

Dentro las fuentes de luz más utilizadas en los transmisores ópticos podemos mencionar dos: los diodos láser (LD) y los diodos emisores de luz (LED) [36], cada uno de ellos con sus respectivas características. Las fuentes LED, a pesar de ser muy robustas, de bajo costo y larga durabilidad, tienen la principal desventaja que poseen un ancho espectral muy grande, que puede llegar a ser de hasta 100 [nm] en la banda de los 1300 - 1600 [nm] [36].

Por otro lado, los diodos láser son dispositivos capaces de entregar decenas de watts de potencia, pueden soportar velocidades de transmisión altas, del orden de los gigabits por segundo y poseen angostos anchos de línea espectral [37]. Sin embargo, su principal desventaja es que son muy sensibles a las condiciones ambientales, además de presentar el efecto de *chirp*, que se puede describir en términos simples como la modulación de la frecuencia del láser debido a las variaciones de potencia del mismo, lo cual se puede impedir al utilizar moduladores externos, por lo que el diodo láser actúa sólo como una fuente óptica de onda continua [37].

El modulador es otro componente en un sistema de comunicaciones, para el presente trabajo, lo que más nos interesa es la técnica de modulación empleada, más que el dispositivo utilizado. A continuación se mencionarán las dos principales técnicas utilizadas, la primera de ellas, anteriormente mencionada, es la modulación externa, mientras que la segunda es la modulación directa.

La modulación directa, la más simple de las dos, y mediante la cual se obtiene modulación de intensidad (Intensity Modulation - IM), consiste en variar directamente la corriente que alimenta al láser de semiconductor de manera proporcional a la información contenida en la señal moduladora (Figura 2.1), para que de esta forma la señal de la potencia a la salida del láser sea una copia de la información contenida en la señal moduladora. En la modulación directa los 1's son representados mediante un valor de potencia arriba del umbral del láser, y los 0's son representados por la ausencia de señal del láser [28].

La modulación directa tiene la ventaja de ser simple y barata al no necesitar equipo externo adicional mas que la misma fuente láser, por lo que es una técnica que puede aplicarse muy bien a los láseres de semiconductor. Sin embargo, esta técnica de modulación tiene la desventaja de que los pulsos emitidos contienen un alto nivel de modulación instantánea de la fase o *chirp*. El *chirp* como ya se mencionó, es un fenómeno en el cual la frecuencia de la señal portadora varía con respecto al tiempo, lo que provoca que el espectro de la señal transmitida se ensanche [28].

Para evitar el fenómeno de chirp, el cual puede ser muy perjudicial si no se maneja y controla adecuadamente, se puede utilizar la segunda técnica de modulación, la externa, la cual, como su nombre lo indica, consiste en utilizar un dispositivo externo a la fuente láser para llevar a cabo la modulación. En este esquema (Figura 2.2),

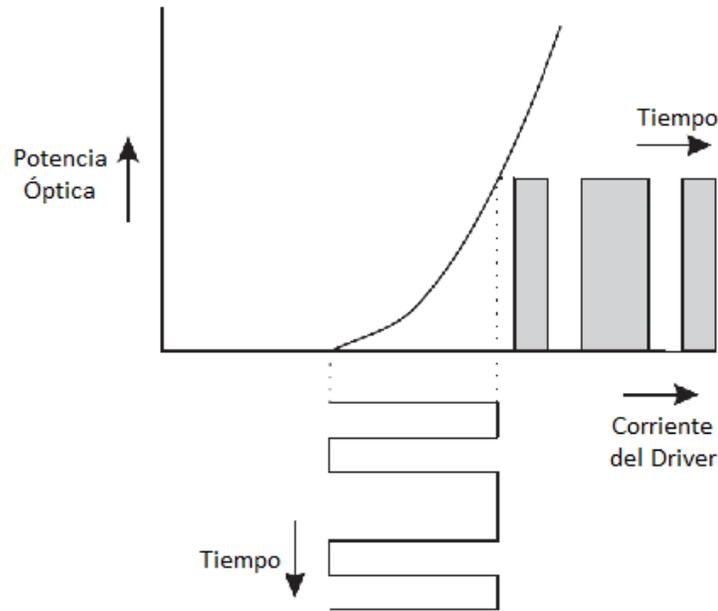


Figura 2.1: Modulación directa de un láser [28].

el láser actúa como una fuente de onda continua [28], la cual se modula en otro dispositivo que funciona generalmente mediante efectos de interferometría o electro-absorción. La ventaja de la modulación externa es evitar el fenómeno de chirp, y el poder alcanzar velocidades mayores, sin embargo, la desventaja principal de la técnica es el costo, ya que se necesita un equipo adicional.

Es posible tener transmisores con diferentes tecnologías, cada uno de ellos con ventajas y desventajas, las cuales han de ser analizadas a fondo antes de su utilización.

A continuación se analizará un elemento óptico que por su versatilidad se está retomando su uso en los sistemas de comunicaciones ópticas, nos referimos a los amplificadores ópticos de semiconductor.

## 2.2. Amplificador Óptico de Semiconductor - SOA

Durante los primeros años de las comunicaciones ópticas, para poder amplificar una señal óptica se debía realizar un proceso de conversión óptica - eléctrica y vice-versa, donde la señal era regenerada en el dominio eléctrico, eliminando los efectos producidos por la fibra óptica, y se volvía a transmitir vía fibra óptica una vez que ya había sido reconstruida. Esto, como era de esperarse, limitaba mucho el desempeño de los sistemas ópticos. Debido a ello, el descubrimiento y avances realizados en el

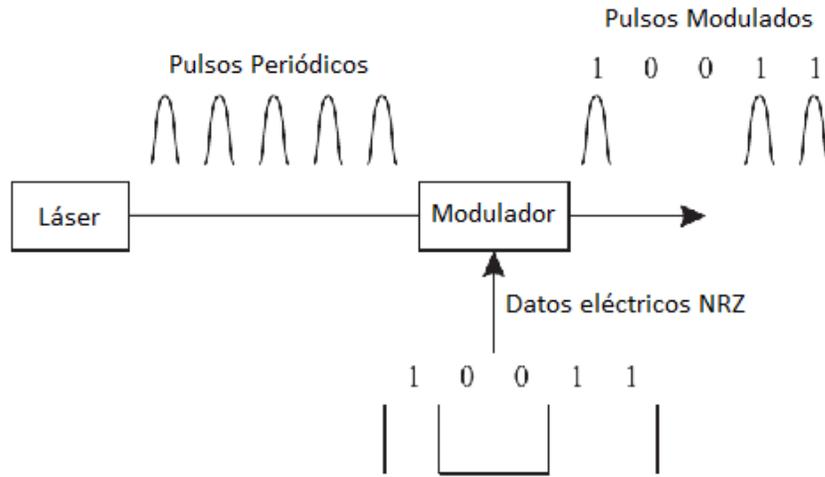


Figura 2.2: Esquema de modulación externa de un láser [28].

campo de la amplificación óptica han sido pieza clave del éxito y despliegue que los sistemas de comunicaciones ópticos han tenido [38].

En este apartado, no hablaremos de todos los amplificadores ópticos que existen actualmente, no es el objetivo del presente trabajo, pero si mencionaremos algunos puntos básicos importantes de uno de ellos, los *amplificadores ópticos de semiconductor* o *SOA* por sus siglas en inglés.

### 2.2.1. SOA como amplificador

Los amplificadores ópticos de semiconductor son un tipo especial de amplificadores ópticos. Son dispositivos basados, como su nombre lo indica, en tecnologías de semiconductores, donde los materiales usados más comúnmente son el Indio (In), Galio (Ga), Arsénico (As), Fósforo (P), Silicio (Si), Germanio (Ge) y Aluminio (Al) [35].

Este tipo de amplificadores consta, de manera general, de una región activa, normalmente formada por InGaAsP, unida a un semiconductor tipo P y un tipo N, como se aprecia en la Figura 2.3. El principio de funcionamiento de un SOA es muy parecido al de un láser, el cual se basa en un proceso de inversión de población que favorece el fenómeno de emisión estimulada más que el de absorción [36]. La inversión de población se lleva a cabo mediante el bombeo de electrones que se produce cuando la estructura del SOA es polarizada en directa. Al aumentar el número de electrones en la banda de conducción existe mayor probabilidad de que ocurra la emisión estimulada.

Los SOA son dispositivos ópticos que presentan un comportamiento muy similar

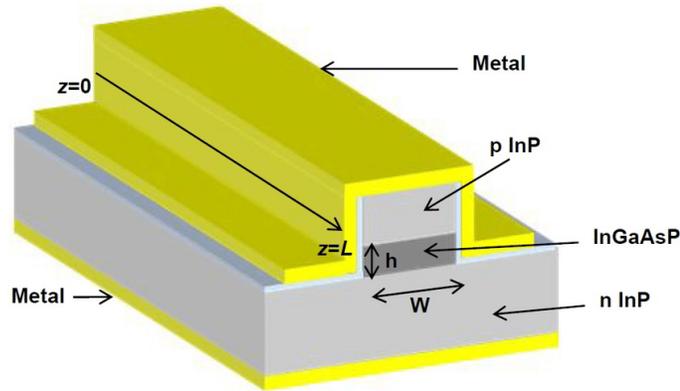


Figura 2.3: Diagrama general de un amplificador óptico de semiconductor (SOA) [29].  $L$  es la longitud del SOA;  $h$  y  $W$  son la altura y el ancho de la región activa, hecha a base de Indio, Galio, Arsénico y Fósforo. Las regiones p y n del SOA están formadas por Indio y Fósforo.

a su equivalente electrónico. Los SOA también presentan una amplificación uniforme sobre un determinado ancho de banda y una amplificación lineal para un determinado rango de potencia de señal de entrada [35], el cual, una vez superado, el SOA dejará de amplificar linealmente, aunque la potencia de entrada siga aumentando. Este valor es conocido como potencia de saturación  $P_{sat}$ . Mientras que la potencia de salida a la cual la ganancia del SOA ha disminuido a la mitad (-3 [dB]), se conoce como potencia de saturación de salida. Estos valores se aprecian en la Figura 2.4.

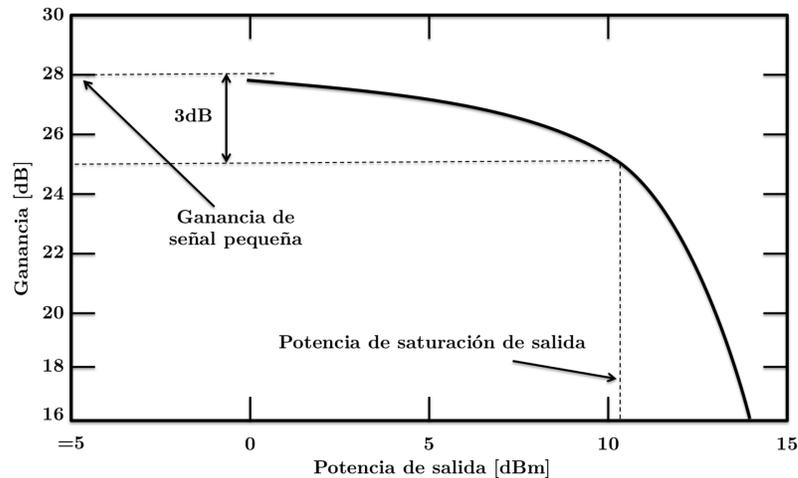


Figura 2.4: Ejemplo de una gráfica de saturación de un SOA [35].

Desde hace algún tiempo, los SOA se han propuesto como soluciones para mejorar

el desempeño, y sobre todo el alcance, de los sistemas ópticos de comunicaciones. Además, su aplicación en redes PON es de particular interés debido a la importancia actual de este tipo de redes, y donde se ha analizado el impacto que podría tener la utilización de estos dispositivos en las redes PON [38], [25], [39], [24].

Los SOA como amplificadores pueden ser utilizados como *booster* para amplificar la potencia del láser del transmisor; como amplificadores en línea para contrarrestar los efectos de la atenuación de la fibra; o como pre-amplificadores, para mejorar la sensibilidad del receptor.

Los SOA, como cualquier tecnología, presentan ventajas y desventajas que se deben tener en consideración a la hora de plantear su uso en algún sistema. Algunas de éstas se mencionan a continuación:

- Son dispositivos que pueden amplificar en un rango muy amplio de longitud de ondas, además de poder ser sintonizables mediante el dopado con otros elementos [39],
- Al ser fabricados con tecnología de semiconductores, son fácilmente integrables en los equipos actuales,
- Presentan una figura de ruido alta,
- Son propensos a saturarse y por ende generar efectos no lineales.

### 2.2.2. SOA como modulador

Como se vio en el punto pasado, la principal función de los amplificadores ópticos de semiconductor es amplificar. Sin embargo, los SOA son dispositivos muy versátiles que pueden ser utilizados para otros fines.

Por ejemplo, los SOA pueden ser utilizados en su régimen de amplificación no lineal, con varias aplicaciones muy interesantes, como compuertas, convertidores de longitud de onda aprovechando el fenómeno de *Cross Gain Modulation (XGM)* o para procesamiento de señales. También se han desarrollado switches ópticos aprovechando el fenómeno de *Cross Phase Modulation (XPM)* [38], así como otras aplicaciones.

Así mismo, también es posible utilizar el SOA en su régimen lineal para otras aplicaciones además de amplificar. Una de estas, y que es de especial interés para el propósito de este trabajo, es la posibilidad de utilizar un SOA como modulador óptico.

La idea es aprovechar las capacidades de los SOA de poder ser utilizados como moduladores al mismo tiempo de utilizarlos como amplificadores. Para poder llevar a cabo esto, la señal moduladora se aplica al SOA en la corriente de bombeo que se utiliza para activar el amplificador, de esta manera, se modifica la ganancia (y el índice de refracción) del amplificador [16], haciendo que la señal óptica a la salida del

SOA sea, en principio, una copia amplificada de las variaciones producidas mediante el cambio de la señal eléctrica (que contiene los datos binarios de la señal). El esquema de funcionamiento de este fenómeno se puede apreciar mejor en la Figura 2.5.

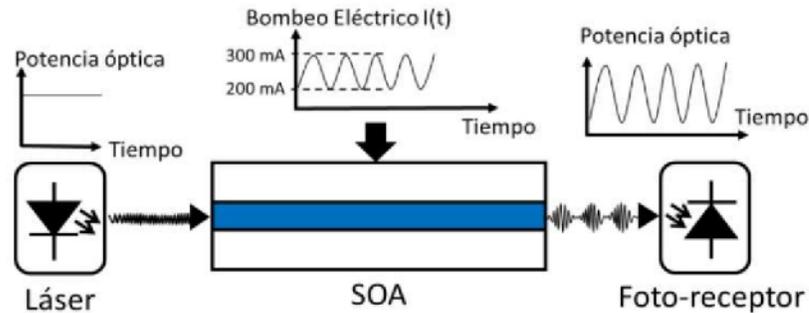


Figura 2.5: Diagrama de un SOA empleado como modulador y amplificador [15].

La posibilidad de utilizar un SOA como modulador y amplificador simultáneamente lo colocan como una fuerte posibilidad para su utilización en sistemas de comunicaciones ópticas, sobre todo por encima de los moduladores de electro-absorción (EAM por sus siglas en inglés) los cuales son dispositivos que presentan altas pérdidas de inserción y deben ser utilizados junto a un SOA que actúe como booster [9]. Además, las características no lineales de los EAM los hacen indeseables para aplicaciones donde la linealidad de la modulación es requerida.

Otra característica de los SOA que los hacen ser dispositivos muy funcionales, es el gran ancho de banda óptico que pueden amplificar, y como se menciono anteriormente su capacidad de ser sintonizables. Esta característica los hace ideales para aplicaciones donde se necesitan equipos que funcionen de manera similar independientemente del *color* (longitud de onda) de la señal óptica empleada, como por ejemplo, para las redes de acceso pasivas, mejor conocidas como PON.

### Consideraciones Especiales

Utilizar un amplificador óptico de semiconductor como modulador y amplificador en esencia es relativamente sencillo. Sin embargo, es necesario tomar en cuenta ciertas consideraciones a la hora de utilizar este dispositivo para poder explotar mejor el funcionamiento y desempeño de los SOA.

La principal desventaja de los SOA es su limitado ancho de banda de modulación, es decir, la velocidad a la que el amplificador puede modular la señal óptica es limitada y pequeña. Este ancho de banda se encuentra generalmente entre los 1 y 3 [GHz] [42]. Esta limitación física de los amplificadores se debe principalmente a la velocidad a la cual la densidad de portadores del amplificador puede ser modificada. Esta velocidad de cambio esta determinada usualmente por el tiempo de vida de

los portadores en la región activa del amplificador y cuyo valor se encuentra en el rango de los nano segundos; mientras que el tiempo de vida de los portadores está determinado principalmente por la tasa de emisión [42].

El principal reto a vencer para poder utilizar los SOA como moduladores es poder incrementar las velocidades de modulación que pueden alcanzar estos dispositivos. Esto se puede realizar mediante varios métodos, se pueden añadir al sistema filtros ópticos [9], se pueden optimizar los parámetros de funcionamiento del SOA [42] o se pueden utilizar formatos avanzados de modulación [16], o incluso la utilización de procesamiento digital de señales es posible.

Un ejemplo de la optimización de los parámetros de operación de un SOA se realiza en [16] donde se comparan dos SOA, uno optimizado y el otro no, y se analiza su desempeño junto a la utilización de varios formatos de modulación. Se puede observar como utilizando un SOA optimizado es posible mejorar el desempeño del ancho de banda de modulación del SOA, alcanzando velocidades mayores que su contraparte no optimizado.

Otra forma de mejorar las velocidades de operación del SOA es trabajando en el régimen de saturación de éste. Esta técnica mejora las velocidades de modulación del amplificador, pero sacrificando amplificación, ya que, como sabemos, al llevar al amplificador al régimen de saturación, la amplificación que éste es capaz de entregar disminuye [16].

En las secciones siguientes se analizarán algunos formatos de modulación avanzada, así como algunas técnicas de procesamiento digital de señales, ambos temas con la finalidad de poder utilizarlos para mejorar el ancho de banda de modulación del SOA y de esta manera hacer que este dispositivo pueda ser considerado como una opción viable en el despliegue de redes PON.

## 2.3. Modulación de la Señal Óptica

En cualquier sistema de comunicaciones, la modulación es la forma mediante la cual, al variar alguna propiedad de una señal (amplitud, frecuencia, fase o polarización para una onda) es posible transmitir información. En las señales ópticas ocurre lo mismo, podemos modular la amplitud, la frecuencia o fase y la polarización. Sin embargo, para una señal óptica no es tan sencillo que la frecuencia y/o polarización sean moduladas, es necesario una fuente óptica muy estable en sus parámetros, es decir, una fuente coherente [36].

Por otro lado, la amplitud de la señal óptica es relativamente fácil poder modularla, por lo que, desde los inicios de los sistemas de comunicaciones ópticas, el formato de modulación y detección más utilizado es la modulación de la intensidad con detección directa (IM/DD: Intense Modulation / Direct Detection).

Bajo este esquema de modulación de intensidad es que la mayoría de los sistemas

de comunicaciones ópticas de corto alcance actuales trabajan, utilizando una modulación de amplitud de dos niveles (NRZ o PAM2), donde los niveles de amplitud representan 1's y 0's, una transmisión binaria común. Y este sistema había sido suficiente hasta que se dió el aumento en la demanda de ancho de banda de los sistemas. Cada vez es necesario enlaces más y más rápidos que nos ayuden a satisfacer esta demanda.

Es por eso que se han realizado muchos esfuerzos por implementar formatos de modulación de alto nivel, que nos permitan enviar más información por símbolo enviado. Los sistemas coherentes utilizan formatos de modulación en fase y amplitud (QAM), cuya implementación es aún costosa para el mercado masivo. Por eso, una de las opciones que se han tomado en consideración, es utilizar un formato de modulación en amplitud con mas niveles, como un PAM4, que consta de 4 niveles, por lo que cada símbolo es capaz de transmitir 2 bits, haciendo que este formato de modulación sea mucho mas eficiente espectralmente hablando.

Una de las desventajas que trae la utilización de componentes más simples es el ancho de banda con el que pueden trabajar. Estos componentes generalmente se caracterizan por tener un ancho de banda reducido, lo que limita la capacidad de transmisión del enlace. Una forma de solucionar este impedimento es utilizar formatos de modulación avanzados, que nos permiten mejorar la eficiencia espectral del enlace y así alcanzar velocidades de transmisión mayores [47], [46], por lo que usar una modulación PAM4 es ideal para estos casos.

## 2.4. Procesamiento Digital de Señales en Sistemas de Comunicaciones Ópticos

La idea de utilizar procesamiento digital de señales se toma de los enlaces de largo alcance donde son utilizados sistemas ópticos coherentes, en los cuales todos los parámetros de la onda portadora, como amplitud, fase y polarización, son aprovechados para enviar información [45]. Sin embargo, la complejidad de los dispositivos utilizados en estos tipos de enlaces, así como el costo de estos, hace que no se puedan utilizar los mismos sistemas en enlaces de corto alcance. Por esta razón, en los recientes años se han llevado a cabo esfuerzos para poder, de alguna manera, adaptar la idea de los enlaces de largo alcance a los enlaces de corto alcance. Es claro que para poder utilizar el procesamiento digital de señales en enlaces de corto alcance se deben hacer las adecuaciones pertinentes para que esta solución pueda ser utilizada exitosamente.

El procesamiento de señales en el ámbito de las comunicaciones ópticas se resume en una ecualización de la señal, esto con la finalidad de mitigar los impedimentos, tales como dispersión cromática, ancho de banda limitado de los dispositivos, no

linealidades de los moduladores, entre otras, producidos principalmente por la utilización de componentes que están especialmente diseñados para estas velocidades, y que fueron seleccionados por su amplia disponibilidad y costos accesibles.

Existen varias técnicas de ecualización de señales que actualmente son empleadas en los sistemas de comunicaciones ópticos, entre las cuales podemos mencionar al *Feed Forward Equalizer* (FFE) y al *Decision Feedback Equalizer* (DFE), como principales técnicas, y de las cuales se desprenden otras más sofisticadas. El principal objetivo de estas técnicas es modificar el espectro de la señal óptica digital de tal manera que éstas modificaciones la adapten mejor al canal de transmisión a utilizar.

### 2.4.1. FFE y DFE

Antes de continuar con la descripción de la técnica de ecualización utilizada en el presente trabajo, se dará una breve explicación de éstas dos técnicas de ecualización básicas.

#### Feed-forward Equalizer

El ecualizador FFE es una técnica de compensación de impedimentos lineales ampliamente utilizado. El diagrama a bloques de este ecualizador se aprecia en la Figura 2.6.

La salida del FFE se puede expresar como sigue:

$$z[k] = \sum_{i=0}^{N-1} w_i E_r((k-i)T) \quad (2.1)$$

donde:

- $z[k]$  es la salida del ecualizador.
- $w = [w_1, w_2, w_3, \dots, w_{N-1}]$  es el vector de coeficientes del filtro.
- $N$  es el número de coeficientes.
- $E_r$  es la secuencia de datos original a la entrada del FFE.
- $T$  es el periodo de la señal.

El valor de los coeficientes puede ser actualizado mediante técnicas de procesamiento adaptable, como el algoritmo LMS (*Least Mean Square*), cuyo funcionamiento se basa en la minimización del error al cuadrado.

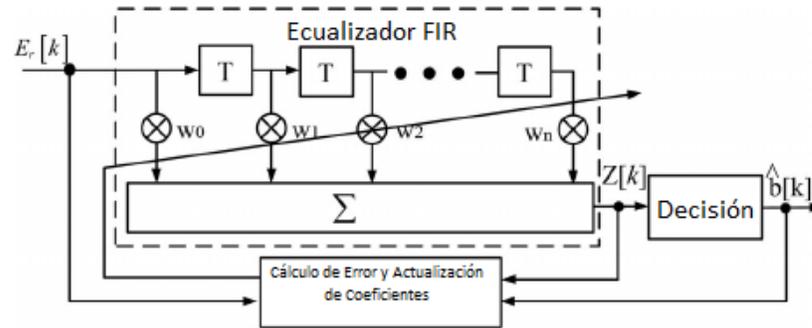


Figura 2.6: Diagrama a bloques de un FFE [45].

### Decision Feedback Equalizer

El DFE<sup>1</sup> es una alternativa para compensar impedimentos del canal. El diagrama a bloques de la parte de retroalimentación de este ecualizador se aprecia en la Figura 2.7. La principal diferencia de un DFE (sólo retroalimentación) con respecto a un FFE, es que la entrada al DFE son los símbolos después de la decisión  $\hat{b}(k)$ , como se aprecia en la Figura 2.7.

La ecuación que describe la salida compensada del DFE, antes de la decisión, es la siguiente:

$$z[k] = E_r(kT) - \sum_{i=0}^{N-1} w_i \hat{b}[k - i] \quad (2.2)$$

La principal ventaja del DFE es que este ecualizador es capaz de compensar nulos espectrales mediante la inserción de polos, sin embargo, este tipo de ecualizadores pueden volverse inestables, además de que son propensos a sufrir de propagación de error de decisión [45].

Ahora, debido a que la respuesta al impulso de un canal con dispersión cromática contiene tanto pre-cursor como post-cursor ISI (*Inter Symbol Interference*), la mejor solución es una combinación de FFE con DFE. Esta combinación es aprovechada en la codificación Tomlinson - Harashima, la cual se explicará mas a fondo en la siguiente sección. Muchos científicos llaman DFE a la estructura formada por un DFE + FFE, esta es la acepción adoptada en el presente trabajo.

<sup>1</sup>Existe un problema de nomenclatura en muchos artículos. A lo que algunos investigadores llaman DFE, es sólo a la estructura con retroalimentación (Figura 2.7), mientras que otros artículos consideran un DFE a una estructura formada por la parte de retroalimentación y un FFE. En el presente trabajo, al referirnos a un DFE se considera la estructura formada por un DFE y un FFE.

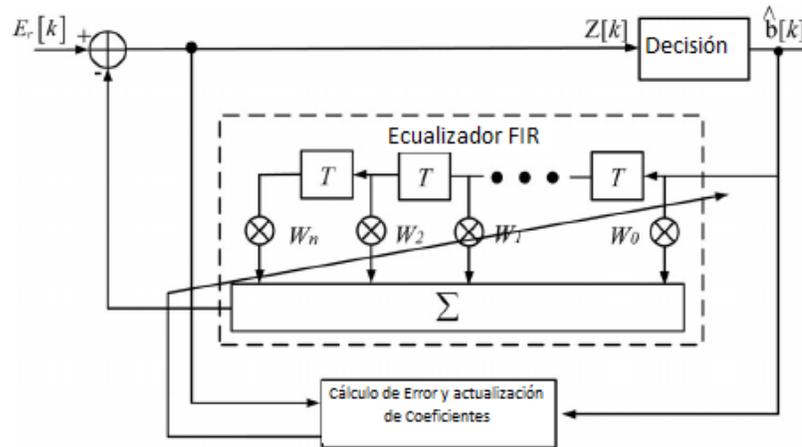


Figura 2.7: Diagrama a bloques de un DFE [45].

### 2.4.2. Precodificación Tomlinson - Harashima

Como se mencionó en los puntos anteriores, las técnicas básicas de procesamiento digital lineal utilizadas en los sistemas de comunicaciones ópticos son los ecualizadores FFE y DFE. Cada uno de ellos presenta sus ventajas y desventajas, así como su desempeño propio. Esta demostrado que un DFE en combinación con algoritmos de codificación de canal, permite transmisiones cercanas a la capacidad del canal [10], [30].

Debido a que los ecualizadores DFE sufren de dos principales desventajas como lo son el efecto de propagación de error y la imposibilidad de implementar en conjunto codificaciones de canal tales como modulación por codificación de trellis (TCM) o codificaciones como *low-density parity code* (LDPC), es necesario buscar alternativas a estos ecualizadores [31], [30].

Para mejorar el desempeño de los ecualizadores, se debe contar con la información de fase y amplitud del campo eléctrico de la señal óptica, es por esto que las técnicas de pre-compensación presentan una ventaja sobre las técnicas de post-compensación, por el simple hecho de que dicha información ya está disponible en la parte del transmisor [31].

La precodificación Tomlinson - Harashima (THP) es un método de pre-compensación que está precisamente ajustado a la respuesta al impulso del canal para poder mitigar los efectos lineales no deseados sobre la señal [31]. Además, el THP no presenta el efecto de propagación de error y es posible implementar codificación de canal [31], [30], lo que lo hace ser una excelente alternativa a un DFE.

### Principios de THP

La pre-codificación THP fue inventada independientemente y casi simultáneamente por M. Tomlinson en 1971 y H. Harashima en 1972 [31], [10]. Es una técnica ampliamente utilizada en sistemas de comunicaciones inalámbricos [30]. En años recientes, gracias a los avances en materia de circuitos electrónicos, que son cada vez más rápidos, es posible que se puedan implementar técnicas de procesamiento digital de señales a sistemas de comunicaciones ópticos.

Para desarrollar los principales características de un THP convencional, partamos del modelo de un sistema de comunicaciones (Figura 2.8a) expresado por:

$$r_k = \sum_{l=0}^{N_h-1} h_l d_{k-l} + n_k \quad (2.3)$$

Donde:

- $d_k$ : es la secuencia de símbolos de datos.
- $h_k$ : es la respuesta al impulso del canal, con una longitud finita  $N_h$ .
- $n_k$ : es ruido Gaussiano aditivo.
- $r_k$ : es la secuencia recibida después del muestreo.

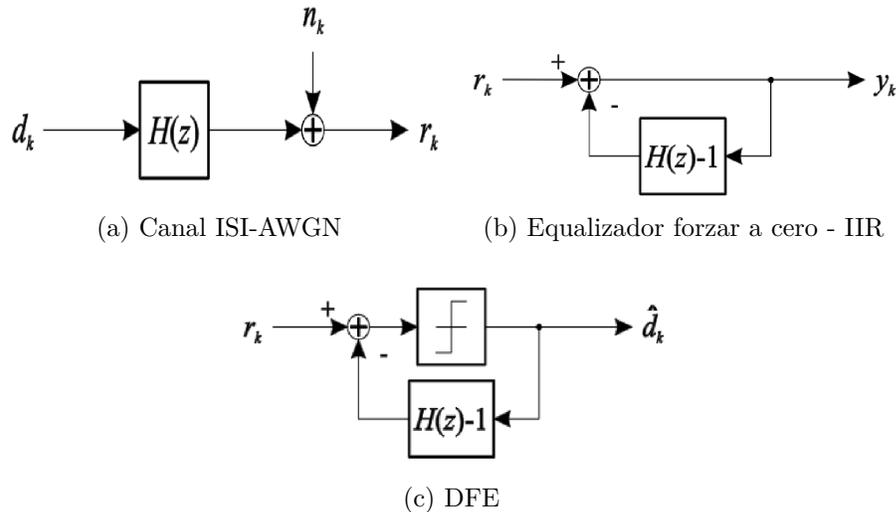


Figura 2.8: Diagrama a bloques de 3 modelos de sistemas de comunicaciones [31]

Como se asume un canal causal, entonces  $h_0 = 1$ , por lo que para  $N_h > 1$  la señal recibida sufrirá de interferencia inter-simbólica o ISI [31]. Para solventar el problema

de la ecualización, se puede utilizar un ecualizador muy sencillo teóricamente hablando, el cual se conoce como *zero-forcing equalizer* (ZFE) que consiste en multiplicar la función de transferencia del canal por su inversa para que se cancelen los efectos de esta. La estructura IIR mostrada en la Figura 2.8b puede actuar exactamente como la función de transferencia inversa del canal  $1/H(z)$ , donde  $H(z)$  es la transformada  $Z$  de  $h_k$  [31], esto es:

$$H(z) = \sum_{k=0}^{N_h-1} h_k z^{-k} \quad (2.4)$$

Sin embargo esta solución resulta ser inestable por varios factores que no se discutirán en este trabajo. Además, esta solución produce un aumento de ruido en el sistema. Para tratar de hacer estable esta estructura, se añade un elemento no lineal en la rama superior, como lo es un  *slicer*  o dispositivo de decisión, lo que resulta es una estructura conocida como *decision-feedback equalizer* o DFE (Figura 2.8c).

La estructura de un sistema con THP se puede apreciar en la Figura 2.9. El sistema es casi idéntico a un DFE, con la diferencia que el  *slicer*  es substituido por un elemento no lineal que lleva a cabo una operación módulo de media cero definida como sigue:

$$m(x) = ((x + M) \bmod(2M)) - M \quad (2.5)$$

Donde  $M$  es par, y corresponde al número de puntos de la constelación de puntos utilizada, por ejemplo, para una modulación PAM4,  $M = 4$  y  $x$  es cada símbolo de la señal a la que se le aplicará la codificación. Como el operador módulo hace que la salida esté contenida dentro del intervalo  $[-M, M)$ , la estabilidad del sistema está asegurada. Además, se puede demostrar con un modelo lineal de la estructura de THP, que al utilizar el mismo operador módulo del lado del receptor, es posible recuperar la secuencia de símbolos original [31], [10]. Para evitar el problema de la propagación de error, la parte de retroalimentación del THP se coloca del lado del transmisor.

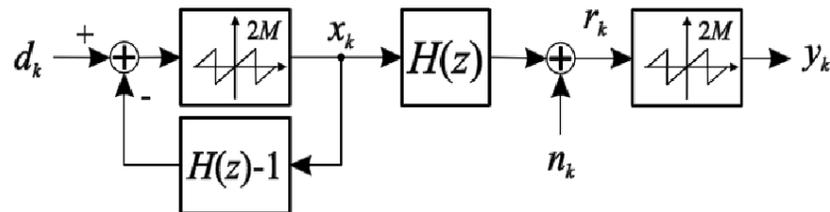


Figura 2.9: Sistema de comunicaciones causal con THP [47].

La estructura que se observa en la Figura 2.9 se puede aplicar eficientemente a un

sistema de comunicaciones causal, esto es a sistemas que sólo presenten *post-cursor* ISI. Sin embargo, un sistema de comunicaciones óptico es un sistema no causal con una respuesta al impulso compleja, y que contiene tanto *post* como *pre-cursor* ISI, por lo que es necesario agregar otra estructura al sistema para poder utilizarlo en sistemas de comunicaciones ópticas. La estructura que se adiciona es un ecualizador FFE, el cual es colocado del lado del receptor para evitar un posible aumento de la potencia de la señal transmitida debido a que la función de transferencia del sistema puede contener zeros cerca del círculo unitario [30]. La implementación completa de un ecualizador utilizando THP en el transmisor y un FFE en el receptor se puede apreciar en la Figura 2.10.

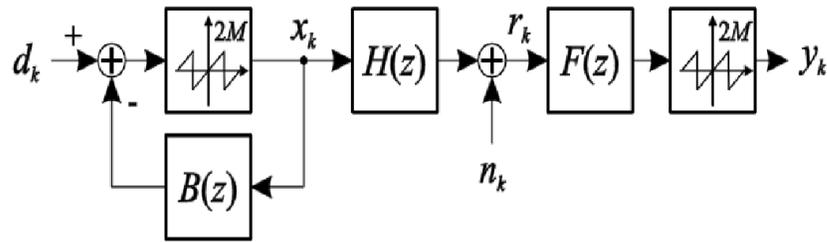


Figura 2.10: Implementación de THP para combatir *pre* y *post-cursor* ISI [31].

La ventaja de THP frente a DFE es innegable, la capacidad de incorporar codificación de canal y de librarnos del efecto de propagación de error son dos características que ponen en ventaja a THP. Sin embargo, al tratarse de una técnica de pre-compensación, la "desventaja" de THP es que se debe conocer la función de transferencia del canal en el transmisor. Para obtener esta información, generalmente durante el inicio de comunicaciones de un canal full-duplex, la respuesta al impulso se puede estimar en el receptor. El procedimiento de estimación de la respuesta al impulso es simple, se utiliza un ecualizador DFE en el receptor, para el cual, los coeficientes del ecualizador son calculados y modificados adaptativamente mediante un algoritmo de minimización del error, con la utilización de secuencias de entrenamiento, esto es, secuencias que son conocidas en ambas partes del sistema, tanto transmisor como receptor. De esta manera la parte de retroalimentación del DFE estimada es la respuesta al impulso deseada. Estos coeficientes estimados son enviados al transmisor al terminar esta secuencia inicial [10]. Para estimar los coeficientes es posible utilizar una serie de técnicas de estimación, tales como *minimum mean square error* (MMSE) o los algoritmos *least mean square* (LMS).

La utilización de la operación modulo hace que la señal transmitida presente características muy especiales. Tratemos primero la señal a la salida del THP. Esta señal, conocida como *secuencia precodificada* presenta una distribución casi uniforme dentro del intervalo  $-M$  y  $+M$ , recordando que para una modulación PAM4,

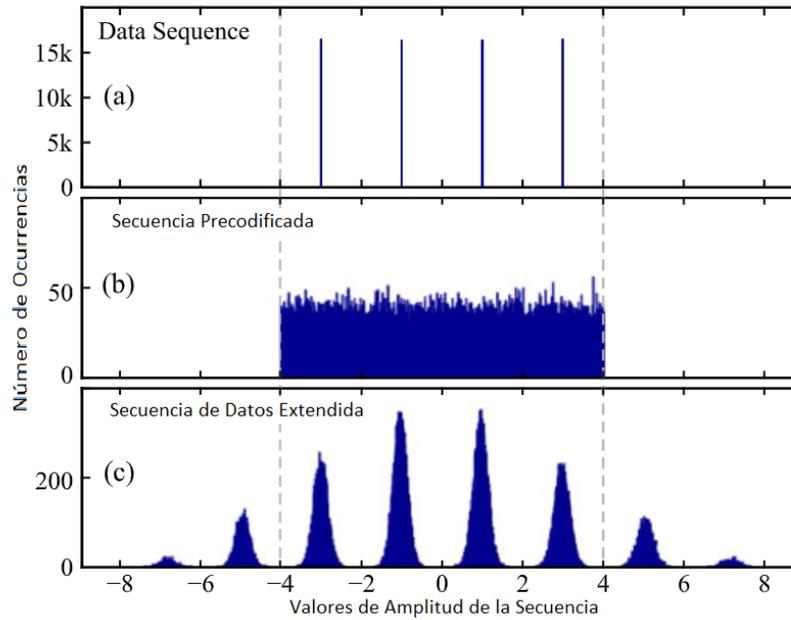


Figura 2.11: Distribución de la señal a lo largo del sistema con THP implementado [32].

$M = 4$ . Así mismo, la secuencia precodificada es casi independiente e idénticamente distribuida [32]. La aproximación de la secuencia como distribuida uniformemente se vuelve más exacta mientras mayor sea el número de niveles de señales, es decir, el valor de  $M$  aumente [10]. Un ejemplo de este comportamiento se puede apreciar en la Figura 2.11 tomada de [32].

Como resultado de esta nueva distribución de la señal, la potencia eléctrica de la secuencia precodificada es más alta que la potencia eléctrica de la secuencia de datos por un factor de  $M^2/(M^2 - 1)$ , que corresponde a un valor de 0.28 dB para PAM4. Esta penalidad de potencia se conoce como *pérdida de precodificación*.

Para el caso de la señal recibida ocurre un evento interesante. Debido a la operación módulo del lado del transmisor, la señal recibida antes del FFE se puede definir como:

$$r_k = d_k + p_k \quad (2.6)$$

Donde:

- $r_k$ : es la secuencia recibida.
- $d_k$ : es la secuencia de símbolos enviada.
- $p_k$ : es la secuencia de pre-codificación.

Esto sin considerar el ruido y considerando que la secuencia de pre-codificación pertenece a números complejos multiplicados por  $2M$ , para este trabajo, por un valor de 8 ( $p_k \in 2M\mathbb{Z}$ ). Una vez pasado el ecualizador FFE, esto es, después de la ecualización completa, en el receptor se le conoce como *secuencia de datos extendida*, apreciable en la Figura 2.11. Esta secuencia extendida no es aún la secuencia original de datos, si no una secuencia que parte de un set extendido de datos y que contiene más niveles que la secuencia de datos original. El tamaño de esta secuencia dependerá entre otras cosas de la potencia del canal, los coeficientes de los filtros, y del tamaño del set de símbolos utilizados  $M$  [32].

Una vez recibida la secuencia de datos extendida, esta es detectada utilizando un *slicer* adecuado para detectar todos los niveles de la secuencia. Para el presente trabajo, el número de umbrales fue determinado mediante el análisis del histograma de la secuencia de datos extendida y una rutina iterativa donde se buscaban los datos con menor ocurrencia y con ese valor se calculaba el BER.

Después, la misma operación módulo  $2M$  es aplicada para obtener la secuencia de datos recibida en formato PAM-M, para después poder realizar los correspondientes cálculos de BER con los umbrales determinados en el paso anterior.

Para una explicación mas profunda de THP, se refiere al lector a [10], [31], [30].

---

# Capítulo 3

## Desarrollo e Implementación

Como lo marcan los objetivos generales del proyecto, se quiere proponer un dispositivo alternativo como transmisor que pueda sustituir al actual definido mediante el grupo de trabajo del IEEE para Super-PON (*P802.3cs*), que puede tratarse de un modulador Mach-Zehnder (MZM) o un modulador de electro-absorción (EAM) [5], cualquiera de los dos acompañado de un amplificador EDFA. Nuestra propuesta es sustituir estos dos dispositivos por un amplificador SOA modulado directamente. Esta solución tiene sus retos por si misma, además de que debemos considerar las condiciones técnicas impuestas por el mismo estándar, las cuales fueron mencionadas en el Capítulo 1 del presente trabajo.

### 3.1. Detalles de Simulación

La simulación de la propuesta que realizamos se llevó a cabo con dos plataformas, una es **VPI Design Suite™ V10.0** y la otra es **Matlab® R2021b**. En el entorno de co-simulación con el que se trabajó, se desarrolló la implementación del enlace completo para poder ser analizado, desde el transmisor, pasando por el medio de transmisión, hasta el receptor. La simulación de la parte óptica se realizó en el software VPI Design Suite™, mientras que la parte de procesamiento digital de la señal se llevó a cabo en Matlab®.

#### 3.1.1. Parte Óptica

El transmisor consiste en un amplificador SOA optimizado [16], cuya entrada óptica proviene de un láser de onda continua sintonizado a  $\lambda = 1555.75$  [nm], con un ancho espectral de 10 [MHz] y una relación señal a ruido óptica (optical signal-to-noise ratio, OSNR) de 40 [dB]. El modelo de SOA utilizado es el más completo posible que es manejado por VPI™, el cual consiste en un modelo probado de línea de

transmisión multisección, cuyos detalles son descritos en [16]. De la caracterización numérica llevada a cabo en [16], se obtiene que el modelo utilizado, cuyos parámetros adicionales se presentan en la Tabla 3.1. Las gráficas de caracterización del SOA utilizado se puede apreciar en la Figura 3.1 y de las cuales se puede apreciar que el SOA presenta una ganancia de señal pequeña de 35.5 [dB] y una potencia de saturación de salida de +9.5 [dBm], ambas para una corriente de entrada al SOA de 300 [mA]. Se observa además a que el SOA presenta un ancho de banda de 9.0 [GHz] (Figura 3.1c), para una onda continua de entrada de  $P_{in} = +10$  [dBm].

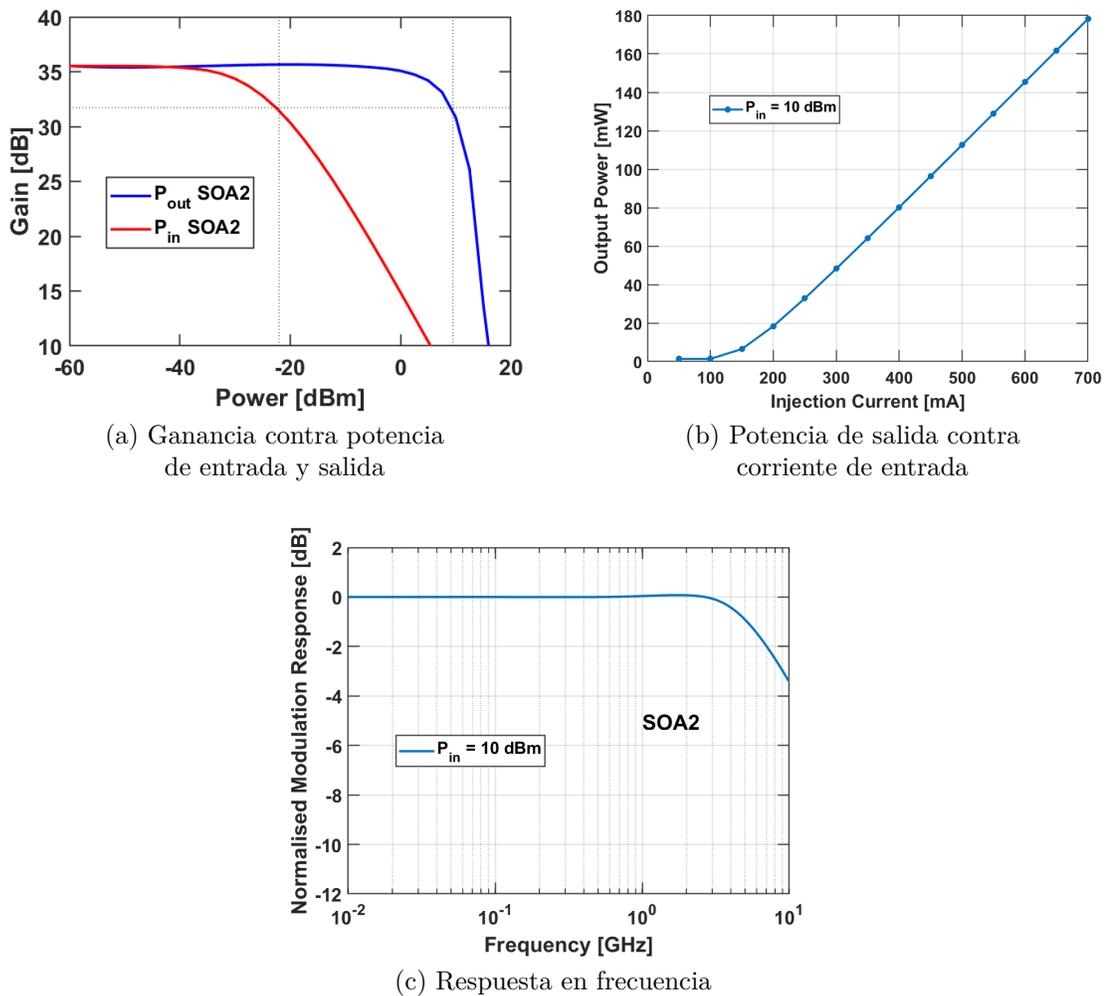


Figura 3.1: Gráficas de caracterización del SOA utilizado [16].

Para nuestro caso, la potencia de entrada del SOA, de la onda continua proveniente del láser, se fija en  $P_{in} = +10$  [dBm], la corriente de la señal moduladora que

entra al SOA (*driving current*) se fija entre 250 y 650 [mA], logrando una potencia promedio de salida de +19.4 [dBm] (Figura 3.1b).

Parameter	Value	Units	Ref.
Longitud región activa	2.0	mm	[34]
Ancho región activa	2.8	$\mu\text{m}$	[14]
Grosor región activa	0.25	$\mu\text{m}$	[14]
Pérdidas internas	1000	$\text{m}^{-1}$	A.C.A.
Factor de confinamiento	0.4		[13, 34]
Ganancia diferencial	$5.3 \times 10^{-20}$	$\text{m}^2$	[14, 34]
Densidad de portadores en Transp.	$0.46 \times 10^{24}$	$\text{m}^{-3}$	A.C.A.
Coefficiente de recombinación de fugas	$6.0 \times 10^8$	1/s	[13]
Coefficiente de recombinación biomolecular	$18.0 \times 10^{-16}$	$\text{m}^3/\text{s}$	[13]
Coefficiente recombinación Auger	$1.0 \times 10^{-40}$	$\text{m}^6/\text{s}$	[13]
Factor de mejora del ancho de línea	3.0		A.C.A.

A.C.A.: Alrededor del valor comúnmente aceptado.

Tabla 3.1: Parámetros del modelo del SOA utilizado en las simulaciones.

Para la parte del receptor, éste consiste de un foto-diodo de avalancha (avalanche photo-diode, APD) seguido de un amplificador de trans-impedancia (trans-impedance amplifier, TIA). Para el modelo del APD, se tomó una responsividad de 0.9 [A/W] y un factor de multiplicación de avalancha de 20. Se tomó en cuenta el ruido de disparo y el ruido térmico con una densidad de corriente de ruido de 14 [ $\text{pA}/\text{Hz}^{0.5}$ ] y una corriente de oscuridad de 10 [ $\mu\text{A}$ ] [2]. Para el caso del TIA, éste presenta una ganancia de conversión de 4000 [ $\Omega$ ] y una corriente de ruido de 1.1 [ $\mu\text{A}$ ]. El ancho de banda optoelectrónico de 3 [dB] se fijó en  $0.8 \cdot B$  [Hz], donde B es el bit rate del sistema, que es de 10.7 Gbps.

El transmisor y receptor están conectados a través de 50 [km] de fibra óptica convencional, cuyas características, a una longitud de onda de  $\lambda = 1555.75$  [nm], son: atenuación de 0.20 [ $\text{dB}/\text{km}$ ], dispersión de 17 [ $\text{ps}/\text{nm} \cdot \text{km}$ ], *slope* de 0.092 [ $\text{ps}/\text{nm}^2 \cdot \text{km}$ ], índice no lineal de  $2.6 \times 10^{-11}$  [ $\mu\text{m}^2/\text{mW}$ ] y un área de núcleo efectiva de 80 [ $\mu\text{m}^2$ ]. Es necesario recalcar que el valor de atenuación de la fibra es 0.04 [dB/km] menor al utilizado por el IEEE. Las pérdidas asociadas al multiplexor, al multiplexor de banda y al ruteador de longitudes de onda son tomadas en cuenta, el ancho de banda de estos dispositivos se considera mucho mayor a los 10.7 Gbps utilizados. Las pérdidas correspondientes a estos dispositivos son introducidas al modelo mediante la utilización de un atenuador óptico variable, VOA. El diagrama del sistema óptico implementado en VPI se puede apreciar en la Figura 3.2.

Hasta ahora, se han mencionado los parámetros utilizados en los dispositivos óp-

ticos simulados del sistema, por lo que a continuación, trataremos la implementación del procesamiento digital de la señal utilizada.

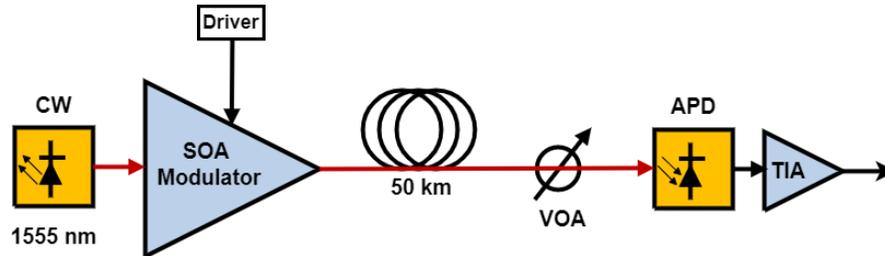


Figura 3.2: Diagrama del sistema óptico implementado en VPI.

### 3.1.2. Parte del Procesamiento Digital de la Señal

En la parte de Procesamiento Digital de Señales, se implementaron 3 escenarios distintos. El primero de ellos es utilizando precodificación Tomlinson - Harashima, el segundo es utilizando sólo un ecualizador DFE, y el tercero utilizando sólo un ecualizador FFE. Esto con la intención de poder comparar el desempeño de estos tres esquemas de ecualización utilizados en sistemas de comunicaciones.

Cada uno de ellos cuenta a su vez con dos partes, la primera es la parte de entrenamiento, cuyo objetivo es, mediante un algoritmo adaptable, estimar los coeficientes del ecualizador en cuestión. La segunda parte es la prueba de estos coeficientes. A continuación se explicará como fueron implementados cada una de estas pruebas.

#### Precodificación Tomlinson - Harashima, entrenamiento

Para la generación de la señal moduladora, esto es, de la secuencia de datos que se propagará a través del enlace, se utilizaron secuencias binarias pseudo-aleatorias (PRBS), todas ellas con una longitud de  $2^{16}$  bits. La secuencia de bits generada, a la que denominaremos  $x(n)$ , es codificada para generar símbolos en PAM4, cuya constelación utilizada es:

$$A = \{-3, -1, 1, 3\}$$

además de utilizar una codificación Grey. Esta secuencia de símbolos  $S(n)$ , que ahora es de longitud  $2^{15}$ , y cuyos símbolos pertenecen a la constelación  $A$ , es entonces filtrada por un filtro FIR de coseno alzado (raised cosine FIR, RCFIR) para pre-moldear la señal de símbolos. El factor de roll-off del filtro puede variar entre 0.1 y 0.4 [41], [43] [46], para nuestro caso, éste se fija en 0.3, que es valor con el cual se obtuvieron mejores resultados. Después del filtro RCFIR, para reducir la alta razón de potencia pico a promedio, se aplica un módulo de *clipping* con un factor del 85%,

el cual nos da una reducción de aproximadamente 1.5 [dB] en el PAPR (Peak Average Power Ratio). Se decidió utilizar este valor de clipping ya que con el se obtuvieron mejores resultados en cuanto a BER. Finalmente, se le aplica a la señal un sobre muestreo, es decir un convertidor DAC, para tener una señal a 128 muestras por símbolo. La señal resultante,  $S'(n)$  es la señal moduladora que entrará al SOA como driver de corriente del mismo. El esquema de la generación de esta señal  $S'(n)$  se aprecia en la Figura 3.3. Esta señal  $S'(n)$  es guardada en un archivo externo para poder ser utilizada como señal de entrenamiento en el receptor ya que es la señal original que será enviada por la fibra.

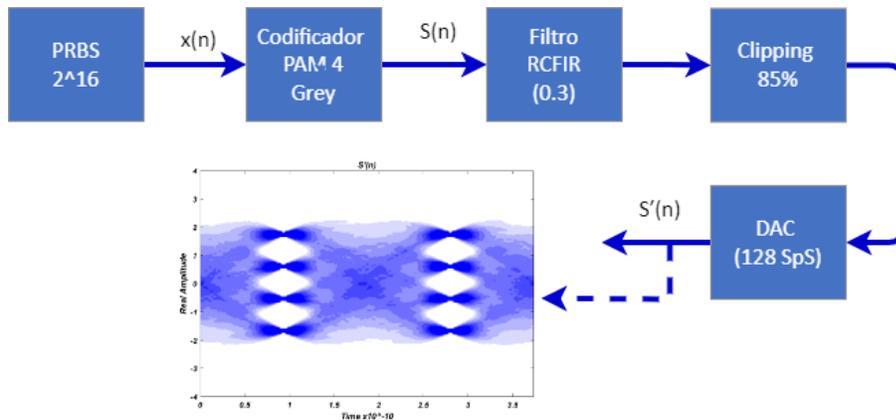


Figura 3.3: Proceso para generar la señal moduladora que entrará al SOA.

Para poder implementar una estructura de THP es necesario conocer de antemano las características del canal, esto es, de acuerdo con la Figura 2.10, necesitamos conocer los coeficientes de  $B(z)$  y  $F(z)$ . De acuerdo con [10], estos coeficientes pueden ser obtenidos mediante el entrenamiento de una estructura de DFE, que para nuestro caso, consta de un DFE y un FFE. Se definió que nuestra implementación contaría con 150 coeficientes tanto para el FFE como para la parte de retroalimentación [19].

La estructura de DFE que se utilizó en este trabajo (disponible en MATLAB) es la que se observa en la Figura 3.4. En esta estructura, la parte de arriba corresponde a un FFE, y la parte de abajo corresponde a la parte de retroalimentación de la estructura.  $K$  es el número de muestras por símbolo,  $T$  es el periodo de tiempo de cada símbolo y  $w_n$  son los coeficientes de cada estructura. Esta estructura es colocada del lado del receptor, y es alimentada con la señal  $S'(n)$ , proveniente del transmisor, y con la señal recibida después del TIA. La señal proveniente del TIA es filtrada con un filtro con características de Bessel cuyo ancho de banda de -3 dB es de  $0.8 * B$  [Hz], donde  $B$  es la tasa de transmisión del sistema. A esta señal filtrada se le aplica entonces una secuencia de recuperación de reloj, un filtro RCFIR con un factor de roll-off de 0.3, y un submuestreo para tener una señal a 2 muestras por símbolo, tal

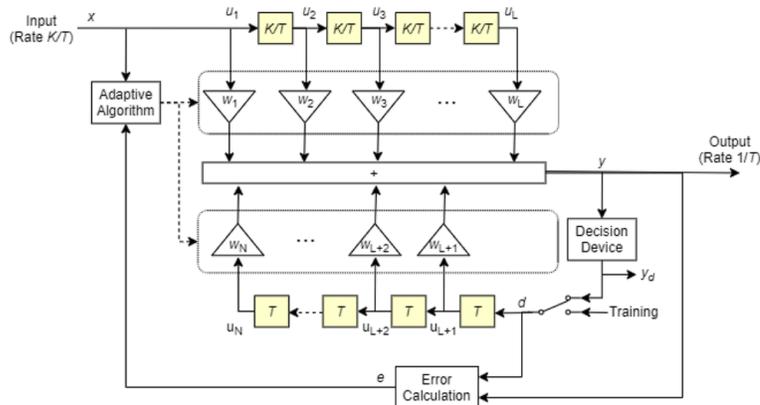


Figura 3.4: Estructura de un ecualizador DFE en Matlab [22]. Utilizado por la rutina *comm.DecisionFeedbackEqualizer*.

y como se observa en la Figura 3.5.

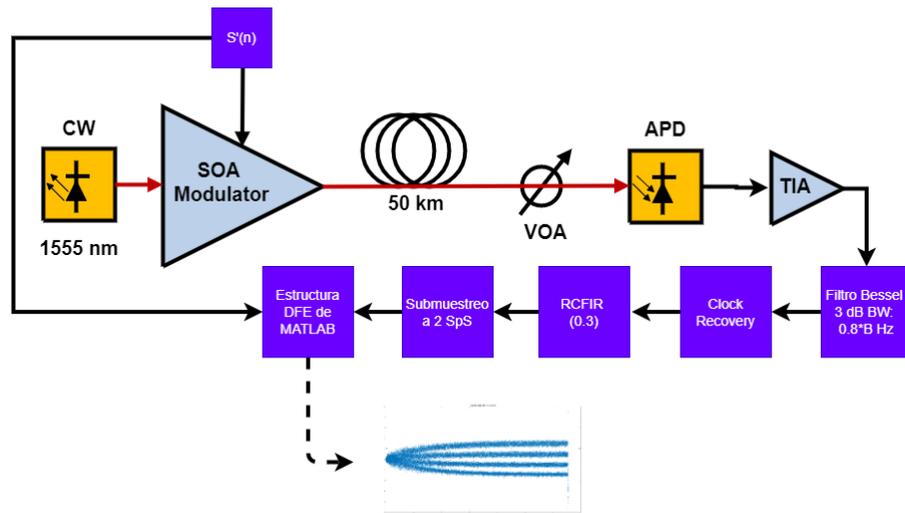


Figura 3.5: Implementación de la estructura DFE de MATLAB a entrenar dentro del enlace óptico.

Dentro de la estructura, se compara la señal recibida del TIA, después de las rutinas de DSP, con la señal original enviada por el transmisor  $S'(n)$ , y mediante un algoritmo LMS, con un factor  $\mu$  de 0.0001, se reduce el error de los coeficientes tanto para el FFE como para la parte de retroalimentación.

Una vez que la rutina termina de entrenar, al terminarse los símbolos de la señal o indicarlo expresamente, ésta nos entrega los coeficientes estimados. Estos coeficientes

son trasladados a la estructura de prueba y se ponen disponibles para el transmisor (sólo los de la parte de retroalimentación, que son los utilizados para la estructura del THP). Para el caso de este trabajo, la secuencia de entrenamiento y la secuencia de prueba fueron generadas con la misma semilla y con el mismo método de generación de número pseudoaleatorios disponibles en el programa **Matlab® R2021b**.

### Precodificación Tomlinson - Harashima, prueba

Una vez que los coeficientes fueron obtenidos por la parte de entrenamiento, éstos se ponen a disposición del transmisor en la implementación de prueba del THP. La parte óptica de esta implementación sigue siendo la misma, lo que cambia es el proceso de DSP que se le aplica a la señal. La única diferencia con respecto a la señal generada para la implementación del entrenamiento (Figura 3.3) es que entre el bloque de la generación de la señal PAM4 y del filtro RCFIR, se aplica un bloque extra correspondiente al codificador THP, tal y como se muestra en la Figura 3.6. La función del módulo de THP es aplicar la Fórmula 2.5 a cada uno de los símbolos de la señal a transmitir. La señal resultante generalmente muestra una distribución uniforme sobre el intervalo  $(-M, +M]$ , y esta se hace más evidente a medida que el valor de  $M$  aumenta. Una muestra de dicha distribución aparece en la Figura 3.6.

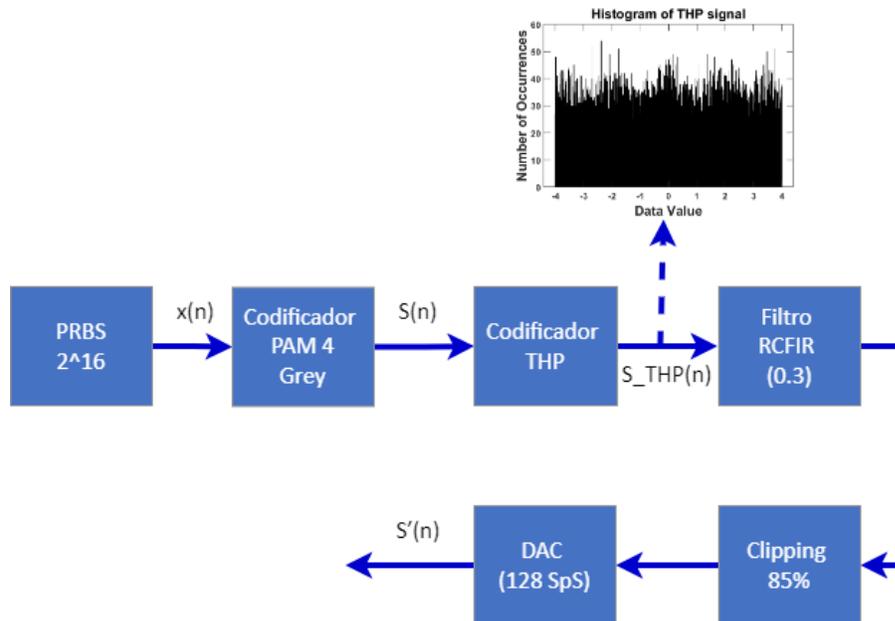


Figura 3.6: Generación de la señal codificada con THP para su transmisión.

La señal  $S'(n)$  resultante de este proceso es aplicada al SOA para modular la corriente aplicada al mismo. En la parte de recepción, la diferencia con respecto a

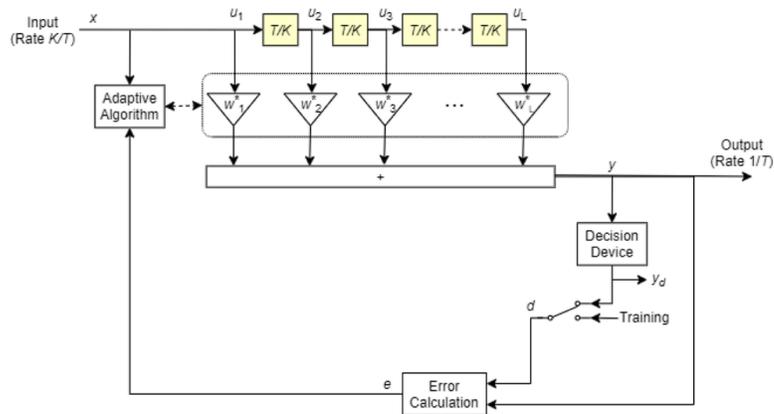


Figura 3.7: Estructura de un ecualizador FFE en MATLAB [23]. Utilizado por la rutina *comm.LinearEqualizer*.

la implementación mostrada en la Figura 3.5, es que ahora ya ocupa una estructura FFE, disponible también en MATLAB, y que se aprecia en la Figura 3.7. Esta estructura ya no se configura en modo entrenamiento, si no que se utilizan los coeficientes estimados en el apartado de entrenamiento, y se omite la actualización de los mismos durante su ejecución, por lo que los coeficientes utilizados no varían. Esta nueva configuración se aprecia en la Figura 3.8.

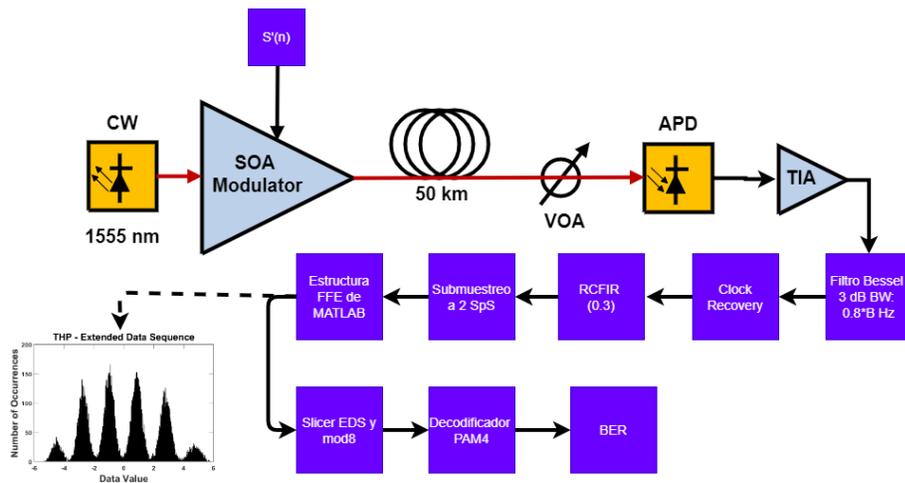


Figura 3.8: Implementación complementaria del THP. Esta se encuentra en la parte del receptor.

La señal a la salida del FFE, se conoce como secuencia de datos extendida o *extended data sequence*, *EDS* y es una señal que presenta más niveles que la secuencia de datos originales. El siguiente módulo aplicado a esta señal es un *slicing* que

considera todos los niveles. A la señal después del *slicing* se le vuelve a aplicar la misma operación módulo (Ecuación 2.5) y la señal resultante de esta operación es una señal PAM4. Finalmente un demodulador Gray PAM4 es aplicado, y se calcula la tasa de bits en error mediante un conteo directo de bits.

### Decision Feedback Equalizer

La implementación de un DFE es bastante sencilla ya que se tiene la plantilla de la implementación del THP, solo es necesario intercambiar unos módulos por otros. Para el caso del DFE, el proceso para la generación de la señal a transmitir es idéntico al llevado a cabo durante la parte de entrenamiento para el THP. Esto es, la señal utilizada en esta sección es generada por una estructura idéntica a la que se muestra en la Figura 3.3.

Si comparamos la implementación de THP con la implementación de DFE nos encontramos con que ambas utilizan los mismos coeficientes, con la única diferencia de que es en la parte de prueba del sistema, los coeficientes de la parte de retroalimentación son enviados al transmisor. En la implementación de la prueba de DFE, los coeficientes se quedan del lado del receptor, ya que la estructura a evaluar es la misma que la utilizada en el entrenamiento. De hecho, la rutina de entrenamiento de DFE es la misma que para THP, por lo que se utilizó la misma estructura utilizada en el caso de THP.

Una vez obtenidos los coeficientes de la estructura del DFE, se implementa la parte de prueba. Para esta parte, la generación de la señal a transmitir no cambia con respecto a la utilizada en la parte de entrenamiento, Figura 3.3.

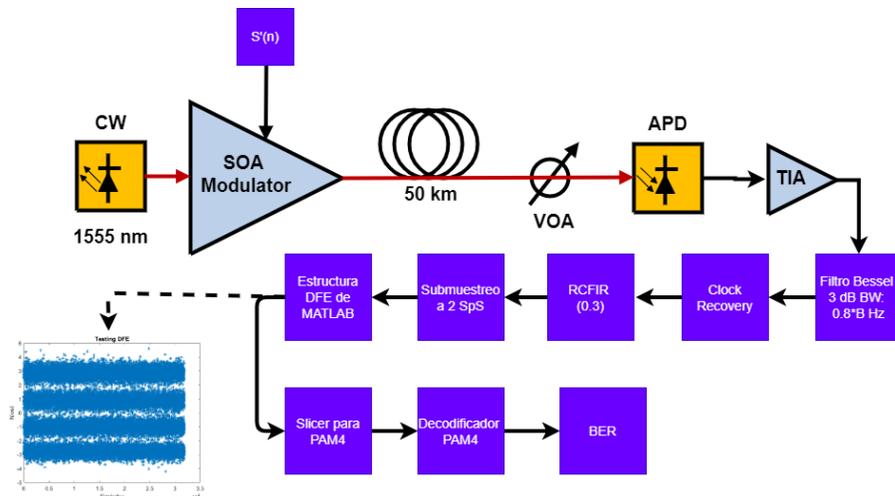


Figura 3.9: Implementación en el receptor del DFE.

En la recepción, el procedimiento es muy similar al ya implementado. La señal

después del TIA es filtrada por un filtro con características de Bessel cuyo ancho de banda de -3 [dB] es igual al 80 % de la tasa de transmisión del sistema. Después se realiza la recuperación del reloj de la señal para poder alinearla correctamente. Se filtra nuevamente con un filtro RCFIR con factor de roll-off de 0.3 y se realiza un submuestro a 2 muestras por símbolo. Esta señal es la que es introducida a la estructura del DFE, que se encarga de filtrarla y ecualizarla con los coeficientes obtenidos en la parte de entrenamiento. Al terminar este proceso, se tiene una señal a una muestra por símbolo, la cual es pasada por un slicer para PAM4. Luego, se realiza la demodulación correspondiente para finalizar con un conteo de bits en error. Este proceso se ilustra en la Figura 3.9.

### Feed-forward Equalizer

Para la implementación del FFE, se llevaron a cabo los mismos pasos, con las mismas estructuras. En el caso del entrenamiento, la estructura utilizada es casi idéntica a la utilizada en la parte de entrenamiento del THP, con la diferencia que ahora la estructura en entrenamiento es un FFE. El FFE utilizado es el que se muestra en la Figura 3.7, también disponible en MATLAB.

Para la generación de la señal a transmitir, se utilizó la misma estructura que la mostrada en la Figura 3.3. La señal  $S'(n)$  obtenida es entonces utilizada para modular la corriente del SOA utilizado. La señal es entonces propagada a través de 50 [km] de fibra mono-modo estándar. La señal es detectada al final de la fibra en un APD y un TIA. La señal proveniente del TIA es filtrada con un filtro con características de Bessel, con el mismo ancho de banda que para el caso del DFE. Después se recupera el reloj de la señal, se le aplica un filtro RCFIR con factor de roll-off de 0.3, se submuestra la señal a 2 muestras por símbolo. La señal submuestreada es entonces ecualizada con el FFE, con los coeficientes obtenidos en la fase de entrenamiento. Después, se le aplica un *slicing* a la señal, se realiza la demodulación PAM4 y se calcula la tasa de bits en error mediante el conteo directo de bits. La ilustración de este proceso se observa en la Figura 3.10.

Estas 3 implementaciones de DSP fueron las utilizadas para realizar las simulaciones necesarias. Como se mencionó, la parte óptica del sistema permanece idéntica para los tres casos, siendo la parte del DSP la modificada de acuerdo al ecualizador analizado. Los resultados obtenidos son expuestos en el siguiente capítulo.

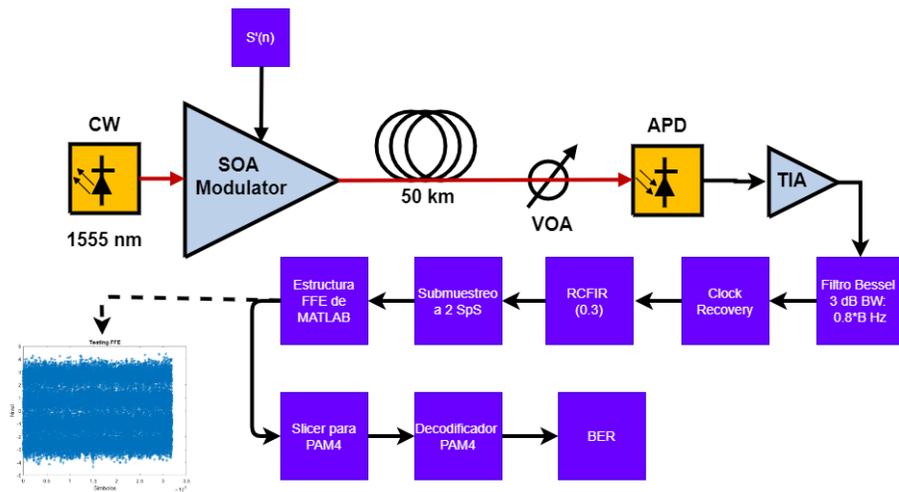


Figura 3.10: Implementación en el receptor del FFE.

---

# Capítulo 4

## Resultados

La forma de evaluación de los sistemas utilizados (THP, DFE y FFE) es mediante la obtención de gráficas de tasa de bits en error contra potencia óptica recibida, esto es *BER vs ROP*, por las siglas en inglés. Para ello, como se comentó en capítulos pasados, la potencia de salida del SOA fue fijada en +19.4 [dBm] para todos los casos. Para variar la potencia de incidencia al APD, se utilizó un variador óptico de potencia o VOA, por sus siglas en inglés.

Las gráficas resultantes, mostradas en la Figura 4.1, fueron calculadas para dos casos para cada algoritmo de DSP, para una transmisión de 50 [km], y para una prueba back to back (BtB), es decir, sin medio de transmisión. Como se asumió la utilización del código de corrección de errores HD-FEC (*Hard Decision Forward Error Correction*), se aumentó la tasa de transmisión del sistema en un 7% a lo que marca el estándar de Super PON, esto debido a que el HD-FEC requiere un 7% más de datos para poder corregir errores. El umbral de errores marcado por HD-FEC es de  $3.8 \times 10^{-3}$ , como se muestra en la línea punteada en la Figura 4.1. Las gráficas para el FFE se muestran de color amarillo con cuadros; para el DFE se muestran de color azul con triángulos y para el THP se muestran de color rojo con círculos. Las líneas sólidas corresponden a las pruebas con 50 [km] de fibra mientras que las líneas discontinuas corresponden a las pruebas BtB.

De acuerdo a los resultados mostrados en la Figura 4.1, el uso de solamente un ecualizador FFE no es adecuado para nuestros objetivos, ya que para las potencias ópticas recibidas de nuestro interés el BER siempre está por encima del umbral de BER fijado por el HD-FEC. Esto se debe a la naturaleza del FFE. Un FFE al ser un ecualizador solamente lineal sólo es capaz de agregar ceros a la función de transferencia. Sin embargo, si la función de transferencia presenta ceros cerca o sobre el límite del círculo unitario, un filtro de estas características no es suficiente, es necesario un filtro que pueda agregar polos a la función de transferencia [32] como lo son el DFE o el THP.

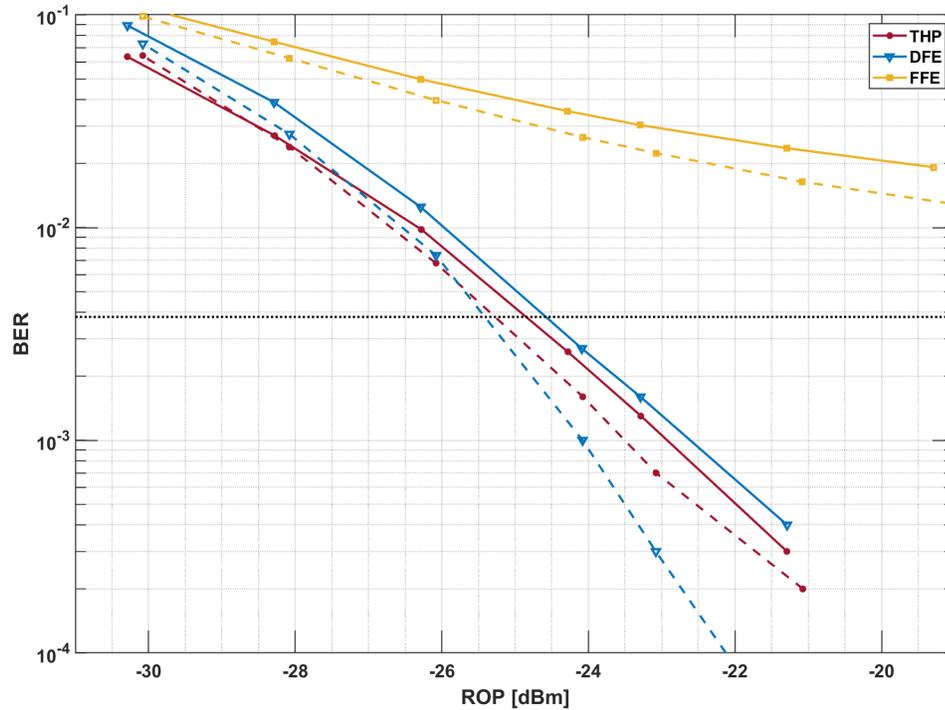


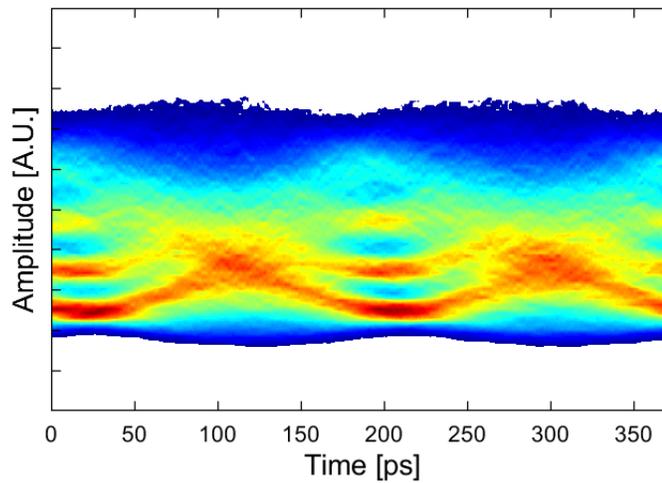
Figura 4.1: Gráficas de BER vs ROP utilizando los sistemas planteados en el Capítulo 3 para THP, DFE y FFE. Resultados de las pruebas Back to Back (líneas discontinuas) y para transmisión de 50 [km] (líneas continuas) son presentados para una tasa de transmisión de 10.7 [Gbps]. La línea punteada muestra el umbral del algoritmo corrector de errores HD-FEC que es  $3.8 \times 10^{-3}$ .

Cuando se emplea solo un DFE, se obtienen sensibilidades de  $-24.7$  [dBm] para el caso de 50 [km] y de  $-25.5$  [dBm] para el caso BtB. Si en su lugar se utiliza THP, se obtienen sensibilidades similares,  $-24.9$  [dBm] para el caso de 50 [km] y  $-25.4$  [dBm] para el caso BtB. Como se aprecia, el desempeño de THP y DFE es muy similar<sup>1</sup>, sin embargo, el uso de THP es preferible por dos razones, la primera es que THP presenta una penalidad de potencia de sólo 0.5 [dB] con respecto al caso BtB. Aunado a eso, la parte de retroalimentación del THP debe colocarse del lado del transmisor, esto es, del lado de la OLT en una PON, liberando así al receptor, una ONU, de una implementación más compleja. Esto para el caso del enlace de bajada (*downstream*),

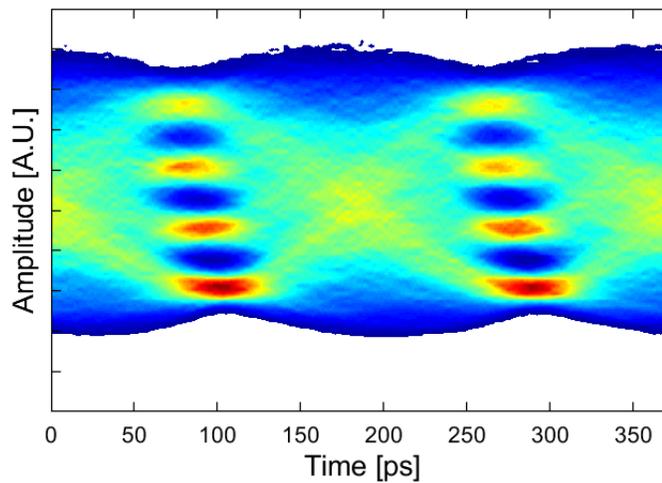
<sup>1</sup>Es importante recalcar que para el presente trabajo el DFE estuvo operando en modo "*full-training*", que es un modo ideal donde la secuencia de bits utilizada en la parte de entrenamiento es la misma que la utilizada en la parte de prueba, haciendo que no exista la propagación de errores en el DFE, que sabemos es una de las debilidades de este ecualizador.

para el enlace de subida (*upstream*) el análisis queda fuera del alcance del presente trabajo.

Sabemos que el uso de THP nos ayuda a compensar las deficiencias de transmisión de la fibra, pero es importante recalcar que también nos ayuda a compensar por las deficiencias de la recepción. Para poder comprobar los efectos de THP en la señal transmitida, es necesario tener una referencia de lo que le sucede a la señal cuando no se tiene ninguna ayuda de DSP. Para esto, se calcularon los diagramas de ojo tanto para 50 [km] como para el caso BtB (Figura 4.2), para una señal PAM4, esto sin ayuda de ningún algoritmo de DSP.



(a) Diagrama de ojo para 50 km



(b) Diagrama de ojo para BtB

Figura 4.2: Diagrama de ojo de una señal PAM4 calculados sin la ayuda de DSP.

Es necesario recalcar, que debido a la naturaleza del THP, no es posible obtener diagramas de ojos cuando este algoritmo es utilizado. La Figura 4.2a muestra un diagrama de ojo para una señal PAM4 transmitida a través de 50 [km] de fibra y para una ROP de -24.9 [dBm], mientras que la Figura 4.2b muestra el diagrama de ojo de una señal PAM4 para el caso BtB para una ROP de -25.4 [dBm], ambas gráficas se obtuvieron sin la ayuda de DSP.

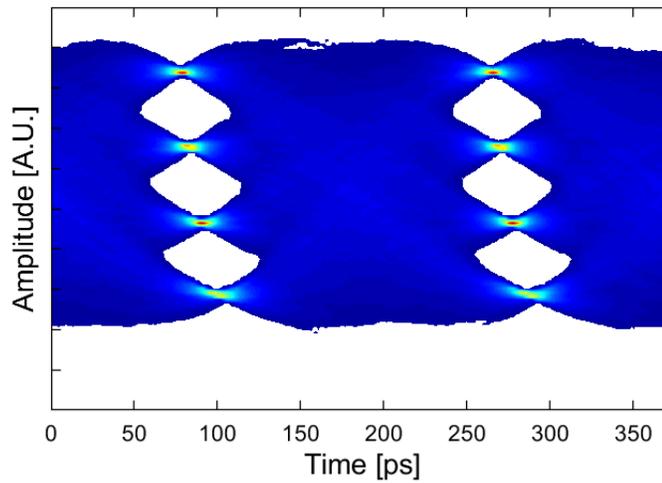
Sin la ayuda de THP o DFE, los valores de BER obtenidos hubieran sido demasiado altos. Para el segundo caso, se obtendrían valores de BER que no cumplirían con las condiciones necesarias, esto debido al alto ruido de la señal que se observa, debido principalmente al proceso de detección del ruido que se lleva a cabo cuando se detectan señales muy débiles.

Con estos resultados es posible demostrar las propiedades correctivas de los algoritmos de procesamiento digital de señales aquí utilizados, THP y DFE, que son de mucha ayuda para superar las deficiencias tanto de la fibra óptica como del receptor utilizados.

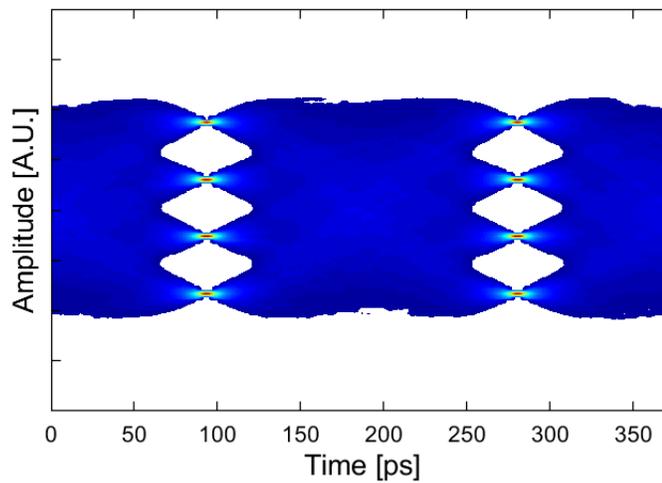
Ahora analizaremos la señal a la salida del SOA. La Figura 4.3 corresponde a los diagramas de ojo de la señal PAM4 a ser transmitida, a la entrada y a la salida del SOA. La Figura 4.3a corresponde al diagrama de ojo de la señal a la salida del SOA, esto es con una potencia de +19.4 [dBm]. Este diagrama es producido sin la ayuda de ningún algoritmo de DSP, y es posible apreciar un ojo abierto. La Figura 4.3b corresponde a la señal moduladora del SOA, esto es, la señal que hace variar la corriente del SOA. Cuando las comparamos, solo notamos que la señal a la salida del SOA presenta un pequeño desfase en el tiempo. Las razones por las que puede ocurrir esto son varias, nuestra hipótesis es que debido a los tiempos asimétricos de subida y bajada generados por el pequeño ancho de banda del SOA. La utilización de la modulación PAM4 nos ayuda a que la distorsión no sea mayor. Para poder analizar esto numéricamente, se obtuvo el BER del diagrama de ojo de la Figura 4.3a, generando un valor de  $7.0 \times 10^{-3}$ , que es un valor que esta muy por encima del umbral marcado por el HD-FEC de  $3.8 \times 10^{-3}$ . Pero al utilizar THP, el BER obtenido es de  $0.3 \times 10^{-3}$ , lo que nos indica que el THP ayuda a compensar dicho desfase<sup>2</sup>.

---

<sup>2</sup>Es importante recalcar que solo es una hipótesis que se genero para tratar de entender el origen de dicha distorsión, pero que se necesita un análisis más profundo para poder determinar su origen. No se descarta también que esta distorsión sea por efectos no lineales, para lo cual diferentes pruebas deberán hacerse.



(a) Diagrama de ojo de la salida del SOA



(b) Diagrama de ojo de la señal moduladora del SOA

Figura 4.3: Diagrama de ojo de una señal PAM4 a la entrada y a la salida del SOA.

## 4.1. Análisis del número de coeficientes

El número de coeficientes de un filtro digital es una característica importante. Generalmente, para los filtros FIR se utilizan un gran número de coeficientes, mientras que para los filtros IIR, el número de coeficientes es menor para obtener una respuesta aceptable. En este trabajo, el número de coeficientes utilizados tanto para la parte lineal (FFE) como para la parte de retroalimentación (DFE o THP) fue de 150. Esto se decidió ya que un gran número de coeficientes ayuda a mejorar la sensi-

tividad del receptor utilizado y por consiguiente, a alcanzar el limitado presupuesto de potencia que nos impone el estándar de Super - PON.

Para la parte lineal, 150 coeficientes son aceptables, ya que es muy similar al número de coeficientes utilizados en [19] y en [21] donde 151 y 135 coeficientes son utilizados respectivamente.

Para observar el comportamiento de los coeficientes en la parte del THP, se realizaron simulaciones variando el número de coeficientes del THP mientras se dejan fijos los correspondientes al FFE. Este comportamiento se puede apreciar en la Figura 4.4.

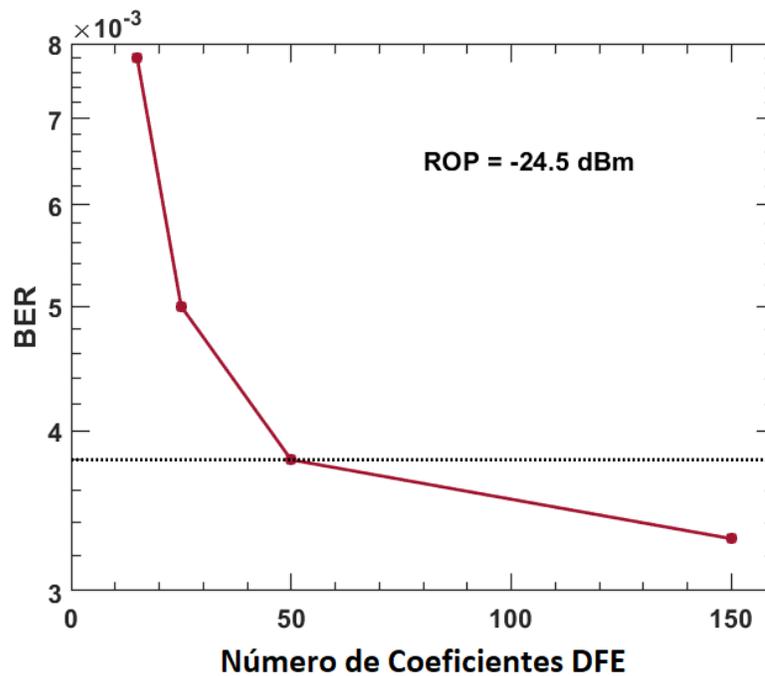


Figura 4.4: BER en función del número de coeficientes en el THP.

Al analizar la Figura 4.4, una reducción de hasta 50 coeficientes para la parte del THP parece posible, ya que para este número de coeficientes, el BER sigue por debajo del límite de  $3.8 \times 10^{-3}$  marcado por la línea punteada.

Sin embargo, se decidió sacrificar un número bajo de coeficientes en aras de obtener un mejor presupuesto de potencia para el sistema.

## 4.2. Comparativa entre soluciones

Para poder analizar las ventajas y desventajas de la solución propuesta, ésta se comparó con la solución del IEEE, principalmente en términos de potencia. De

acuerdo a la Tabla 1.2, las pérdidas del enlace de Super - PON son de 41 [dB], a las cuales, como se mencionó en el primer capítulo, es necesario agregarles 6.5 [dB] extras correspondientes a los multiplexadores, dando un gran total de 47.5 [dB] de atenuación total.

Para cubrir tal atenuación, el IEEE hace uso de amplificadores EDFA. La potencia en un enlace Super - PON propuesto por el IEEE quedaría distribuido como se observa en la Figura 4.5.

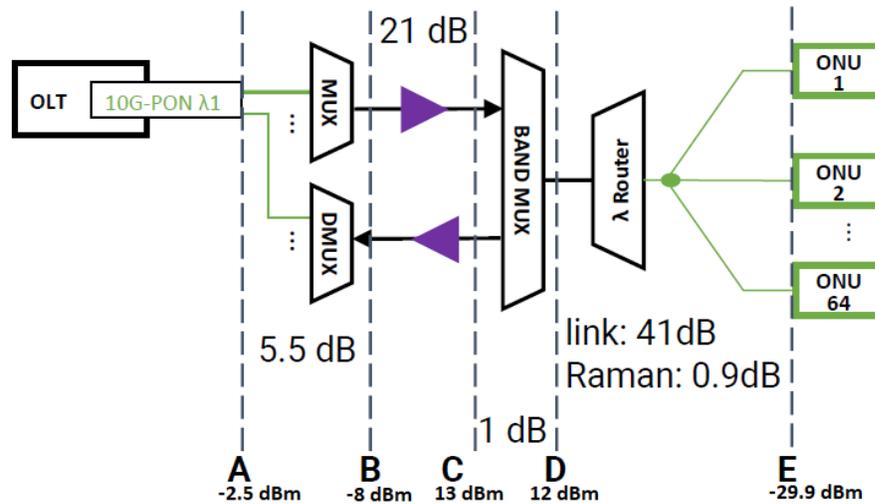


Figura 4.5: Presupuesto de potencia en un enlace Super - PON con la propuesta del IEEE [8].

Mientras que la propuesta del IEEE apunta al uso de EDFA's, debido a que como se describió el uso de moduladores EAM o MZM no tienen la potencia de salida requerida, nuestra propuesta apunta al uso de SOA, con sus respectivas ventajas y desventajas.

La solución del IEEE presenta 3 principales desventajas:

- La utilización de amplificadores EDFA es una solución voluminosa por que el amplificador no puede ser integrado en el transmisor.
- La utilización de EDFA restringe la banda de operación del sistema, provocando que una expansión futura sea más difícil.
- El costo del EDFA debe ser agregado a una infraestructura de por si ya costosa.

En nuestra propuesta, que opta por el uso de amplificadores SOA modulados directamente, formatos de modulación avanzados y técnicas de procesamiento digital

de señales, es posible cumplir con el presupuesto de potencia tan exigente del estándar, esto sin mencionar que el uso de SOA trae consigo algunas ventajas interesantes tales como:

- Reducción de costos por la eliminación del amplificador EDFA y del modulador externo.
- Los SOA no limitan la banda de funcionamiento del sistema, lo que le permite que exista una ampliación o mejora del estándar sin tantos problemas.
- Se avanza más en el desarrollo e interés de un transmisor para Super - PON que sea pequeño y de fácil integración en los sistemas.

### 4.3. Factibilidad Técnica

Para determinar si la alternativa presentada en este trabajo puede ser implementada, realizaremos un análisis al presupuesto de potencia obtenido en el presente trabajo. Para el cálculo del presupuesto de potencia obtenido, nos referimos a la Tabla 4.1. En esta podemos ver cada una de las pérdidas de los dispositivos necesarios para la implementación de Super - PON.

Descripción	Pérdidas [dB]	Potencia [dBm]	Total [dBm]
Sensibilidad		-24.9	
Empalmes + Conectores	2.5	-22.4	
Divisor	20.5	-1.9	
$\lambda$ -Router	4	2.1	14.1
50 km Fibra	10	12.1	24.1
WDM Mux	5.5	17.6	
Band-Mux	1	18.6	

Tabla 4.1: Cálculo del Presupuesto de Potencia para el Sistema Super-PON.

Partimos del valor de sensibilidad obtenido, que es de -24.9 [dBm] que de acuerdo a la Figura 4.1, corresponde a un valor de BER de  $3.8 \times 10^{-3}$  cuando es utilizado THP para una transmisión sobre 50 [km] de fibra óptica. Es necesario resaltar que no se tomaron en cuenta las penalidades asociadas al efecto Raman para un sistema WDM, las cuales pueden ser de hasta 0.6 [dB] para una potencia de entrada promedio por canal en la fibra de +12 [dBm] [8]. Después, 2.5 [dB] de pérdidas debido a conectores y empalmes son sumados. Se agregan las pérdidas por inserción del divisor 1:64 y del enrutador de longitudes de onda ( $\lambda$ -Router), 4 y 20.5 [dB] respectivamente. Se agregan además 1 [dB] del multiplexador de banda y 5.5 [dB] del multiplexador de

16 canales del WDM. Las pérdidas asociadas a la fibra corresponden a un valor de 10 [dB] ya que se consideró una fibra convencional con un coeficiente de atenuación de 0.2 [dB/km]. De acuerdo a la Tabla 4.1 es necesaria una potencia de +18.6 [dBm] para poder superar las pérdidas impuestas por el sistema. Como nuestro SOA nos entrega +19.4 [dBm], nos queda un margen de 0.8 [dB]. Este margen puede ser utilizado para considerar las pérdidas por el efecto Raman, o sólo ser considerado como margen del sistema.

Al tener a la salida del SOA una potencia de +19.4 [dBm], y considerando las pérdidas que parecen en la Tabla 4.1, la potencia recibida en el APD es de -24.1 [dBm], que es un valor que está por encima del valor de sensibilidad del sistema, que es de -24.9 [dBm], lo que demuestra que el sistema de transmisión propuesto, utilizando un SOA modulado directamente junto con la ayuda de algoritmos de procesamiento digital de señales es una opción viable para sustituir los equipos propuestos por el grupo de trabajo de Super - PON de la IEEE, que son un modulador convencional y un amplificador EDFA.

Es importante mencionar, que de acuerdo con [5], el uso de compensadores de dispersión (Dispersion Compensation Module, DCM) solo está considerado para el caso del *upstream*, por lo que para nuestro trabajo, diseñado para *downstream*, no fué necesario tomar en consideración la penalidad en potencia por este efecto.

---

# Capítulo 5

## Conclusiones

Mediante la utilización de dos plataformas de simulación que son **VPI Design Suite™ V10.0** y **Matlab® R2021b** se implementó y analizó numéricamente el enlace de comunicaciones óptico mostrado en la Figura 5.1.

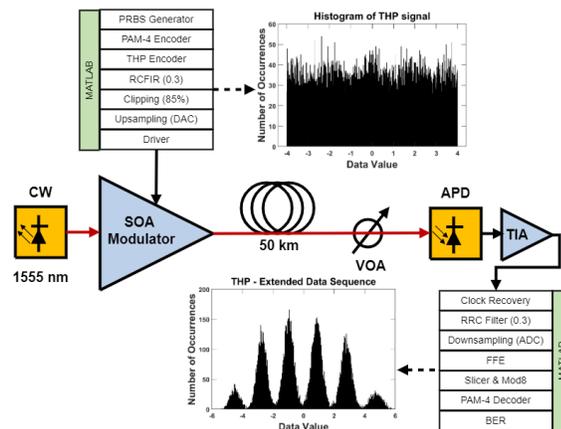


Figura 5.1: Implementación para la simulación del sistema Super - PON utilizando VPI y Matlab.

Mediante el análisis numérico del enlace se logró analizar el desempeño del mismo al utilizar un amplificador óptico de semiconductor o SOA, junto con técnicas de procesamiento digital de señales. De acuerdo con la Figura 4.1, la sensibilidad del sistema para alcanzar una BER de  $3.8 \times 10^{-3}$ , que es el umbral de BER impuesto por la utilización del código HD-FEC, es necesaria una potencia óptica recibida de -24.9 [dBm]. Esto es para un sistema que utiliza un SOA optimizado [16], precodificación Tomlinson - Harashima, que opera a una velocidad de transmisión de 10.7 [Gbps] a una distancia de 50 [km] utilizando fibra mono-modo estándar.

Tomando en consideración las necesidades del estándar Super - PON, que nos

obliga para un canal de bajada a tener una velocidad de 10 [Gbps] y que de acuerdo a la Tabla 4.1, se necesita una potencia de transmisión mínima de +18.6 [dBm], podemos concluir que el sistema propuesto es factible utilizarlo como transmisor en una red Super - PON y así eliminar la utilización de moduladores convencionales y amplificadores EDFA. Esto debido que nuestra propuesta utiliza un SOA cuya potencia a la salida es de +19.4 [dBm], lo que le da una sensibilidad de -24.1 [dBm], que esta por debajo del límite de sensibilidad de -24.9 [dBm] fijado por el uso de HD-FEC, lo que nos asegura que nuestro sistema es capaz de funcionar libre de errores bajo las condiciones analizadas.

Estos resultados hacen que nuestra propuesta sea factible como una sustitución de un modulador convencional y un EDFA en una red Super - PON, lo que trae consigo ventajas como la integración del SOA con sistemas electrónicos y la posibilidad de expansión espectral que nos ofrecen los SOA.

La utilización de técnicas de procesamiento digital de señales en aplicaciones como la actual es de vital importancia, ya que demuestra que estas técnicas no solamente puede ser utilizadas en sistemas de comunicaciones coherentes, sino que su aplicación en sistemas de corto alcance es posible y necesaria. Es de particular interés la utilización de formatos avanzados de modulación, como el PAM4, que nos ayuda a evitar los problemas impuestos por el limitado ancho de banda del SOA. Así mismo, la utilización de la precodificación Tomlinson - Harashima, técnica muy utilizada en el ámbito de las comunicaciones inalámbricas, demuestra ser una opción viable en los sistemas de comunicaciones ópticos, y en particular en el caso analizado, donde las pérdidas del enlace son grandes y el ancho de banda opto-electrónico del sistema es pequeño en comparación con la tasa de transmisión utilizada.

Al realizar la comparación del THP con otras técnicas de ecualización (Figura 4.1), como el DFE o el FFE, se obtienen datos interesantes:

- El FFE no debe ser utilizado por si solo en el sistema, ya que los valores de BER obtenidos a las ROP de interés, siempre se encuentran por encima del umbral de  $3.8 \times 10^{-3}$  necesario.
- THP y DFE demuestran tener un desempeño muy similar. Sin embargo, THP demuestra ser un poco mejor que DFE. DFE presenta una penalidad de potencia de 0.3 [dB] al compararlo con THP, ambos transmitiendo a través de 50 [km] de fibra.
- La utilización de THP nos permite dividir la carga de procesamiento digital en dos partes, al colocar una parte en el transmisor (OLT) y la otra parte en el receptor (ONU). Esto es de vital importancia ya que, si consideramos que Super - PON lo que trata es de disminuir la cantidad de oficinas o edificios con equipos, centralizar una parte del procesamiento ayudará a abaratar costos de implementación, al tener la mayor carga de procesamiento en un solo

lugar. Además, THP no presenta el problema de la propagación de error que sí presenta DFE.

Este trabajo demuestra entonces que la utilización de SOA como transmisores de alta potencia en combinación con técnicas avanzadas de procesamiento digital de señales es una alternativa viable para su utilización en la implementación de una red Super - PON.

Como trabajos futuros esta la optimización de los algoritmos de procesamiento digital de señales utilizados con la intención de disminuir su carga de procesamiento y así disminuir la potencia eléctrica que pudieran llegar a necesitar. Para el caso de la investigación académica queda probar con técnicas de procesamiento digital de señales no lineales, como los ecualizadores Volterra, o incluso, la utilización de algoritmos de inteligencia artificial, como las redes neuronales, cuya investigación es un tópico actual muy difundido y que tiene a muchas personas trabajando en ello [27], [40], [17], [33], [44].

---

# Glosario

**APD** Avalanche Photo Diode.

**BER** Bit Error Rate.

**BtB** Back to Back.

**CAWG** Cyclic Arrayed Waveguide Grating.

**DCM** Dispersion Compesation Module.

**DFE** Decision Feedback Equalizer.

**DSP** Digital Signal Processing.

**E2E** End to End.

**EAM** Electro-absorption Modulator.

**EDFA** Erbium Doped Fiber Amplifier.

**EPON** Ethernet over Passive Optical Network.

**FEC** Forward Error Correction.

**FFE** Feed-forward Equalizer.

**FIR** Finite Impulse Response.

**FTTX** Fiber To The "X".

**GPON** Gigabit-capable Passive Optival Network.

**HD-FEC** Hard Decision Forward Error Correction.

**IIR** Infinte Impulse Response.

**IM/DD** Intensity Modulation - Direct Detection.

**ISI** Inter Symbol Interference.

**LD** Laser Diode.

**LDPC** Low Density Parity Code.

**LED** Light-emitting Diode.

**LMS** Least Mean Square.

**MMSE** Minimum Mean Square Error.

**MZM** Mach - Zender Modulator.

**OCDM-PON** Optical Code Division Multiplexing Passive Optical Network.

**ODN** Optical Distribution Network.

**OFDM-PON** Orthogonal Frequency Division Multiplexing Passive Optical Network.

**OLT** Optical Line Terminal.

**ONT** Optical Network Terminal.

**ONU** Optical Network Unit.

**PAPR** Peak Average Power Ratio.

**PON** Passive Optical Network.

**RCFIR** Rise Cosine Finite Impulse Response.

**ROP** Received Optical Power.

**RS** Receiver Sensitivity.

**SOA** Semiconductor Optical Amplifier.

**TCM** Trellis Code Modulation.

**TDM-PON** Time Division Multiplexing Passive Optical Network.

**TDMA** Time Division Multiple Access.

**THP** Tomlinson - Harashima Precoding.

**TIA** Trans-impedance Amplifier.

**VOA** Variable Optical Attenuator.

**WDM** Wavelength Division Multiplexing.

**WDM-PON** Wavelength Division Multiplexing Passive Optical Network.

**XGM** Cross Gain Modulation.

**XPM** Cross Phase Modulation.

**ZFE** Zero Forcing Equalizer.

---

# Bibliografía

- [1] Huda Saleh Abbas and Mark A. Gregory. The next generation of passive optical networks: A review. *Journal of Network and Computer Applications*, 67:53–74, 2016. doi: <https://doi.org/10.1016/j.jnca.2016.02.015>.
- [2] Daniel Benedikovic, Léopold Viot, Guy Aubin, Jean-Michel Hartmann, Farah Amar, Xavier Le Roux, Carlos Alonso-Ramos, Eric Cassan, Delphine Marris-Morini, Paul Crozat, Frédéric Boeuf, Jean-Marc Fédéli, Christophe Kopp, Bertrand Szelag, and Laurent Vivien. 40 Gbps heterostructure germanium avalanche photo receiver on a silicon chip. *Optica*, 7(7):775–783, Jul 2020. doi: 10.1364/OPTICA.393537. URL <http://opg.optica.org/optica/abstract.cfm?URI=optica-7-7-775>.
- [3] Ramón Gutiérrez Castrejón. *Hacia un sistema de telecomunicaciones completamente óptico*. Instituto de Ingeniería, UNAM, 2005.
- [4] Cisco. *Cisco Annual Internet Report (2018-2023)*, 2020. White Paper, Cisco public.
- [5] C. DeSanti, L. Du, J. Guarin, J. Bone, and C. F. Lam. Super-PON: an evolution for access networks [invited]. *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, 12(10):D66–D77, 2020. doi: 10.1364/JOCN.391846.
- [6] Claudio DeSanti. Super - PON PMD Proposal, Mayo 2019. Trabajo presentado en la reunión del grupo de trabajo IEEE P802.3cs en mayo de 2019.
- [7] Liang Du. Super - PON Draft Updates, Mayo 2019. Trabajo presentado en la reunión del grupo de trabajo IEEE P802.3cs en mayo de 2019.
- [8] Liang Du. Super - PON Link Budget Analysis, Abril 2020. Trabajo presentado en la reunión del grupo de trabajo IEEE P802.3cs del 2 de abril de 2020.
- [9] Thomas Engel, Zoe V. Rizou, Kyriakos E. Zoiros, and Pascal Morel. Semiconductor optical amplifier direct modulation with double-stage birefringent fiber loop. *Applied Physics B*, 122, May 2016. doi: 10.1007/s00340-016-6426-8.

- 
- [10] Robert F. Fischer. *Precoding and Signal Shaping for Digital Transmission*. John Wiley and Sons, Inc., USA, 2002. ISBN 0471224103.
- [11] Cristina Gabriela Gheorghe, Dan Alexandru Stoichescu, and Radu Dragomir. Latency requirement for 5g mobile communications. In *2018 10th International Conference on Electronics, Computers and Artificial Intelligence (ECAI)*, pages 1–4, 2018. doi: 10.1109/ECAI.2018.8679058.
- [12] H. Gupta, P. Gupta, P. Kumar, A. K. Gupta, and P. Kumar Mathur. Passive optical networks: Review and road ahead. In *TENCON 2018 - 2018 IEEE Region 10 Conference*, pages 0919–0924, 2018. doi: 10.1109/TENCON.2018.8650204.
- [13] R. Gutierrez-Castrejon and M. Duelk. *Modeling and simulaton of semiconductor optical amplifier dynamics for telecommunication applications*, chapter 2, pages 89–124. Nova Science, USA, 1st edition, 2007.
- [14] R. Gutierrez-Castrejon, L. Schares, L. Occhi, and G. Guekos. Modeling and measurement of longitudinal gain dynamics in saturated semiconductor optical amplifiers of different length. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 36(12): 1476–1484, Dec 2000. ISSN 1558-1713. doi: 10.1109/3.892569.
- [15] R. Gutierrez-Castrejon, J.J. Madera, and D. E. Ceballos. Diseño y simulación de un transmisor óptico de alta potencia basado en modulación directa de un amplificador de semiconductor, 2017. IEEE Seccion México, ROC&C.
- [16] Ramón Gutiérrez-Castrejón, Osvaldo Fernández-Segura, Pablo Torres-Ferrera, and Daniel Enrique Ceballos-Herrera. Performance analysis of a directly modulated semiconductor optical amplifiers using non-return-to-zero, duobinary and quaternary pulse amplitude modulation signalling. *IET Optoelectronics*, 15(1):8–19, 2021. doi: 10.1049/ote2.12007. URL <https://ietresearch.onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1049/ote2.12007>.
- [17] Vincent Houtsma, Elaine Chou, and Doutje van Veen. 92 and 50 gbps tdm-pon using neural network enabled receiver equalization specialized for pon. In *2019 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, pages 1–3, 2019.
- [18] Vincent Houtsma, Amitkumar Mahadevan, Noriaki Kaneda, and Doutje van Veen. Transceiver technologies for passive optical networks: past, present, and future [invited tutorial]. *J. Opt. Commun. Netw.*, 13(1):A44–A55, Jan 2021. doi: 10.1364/JOCN.403500. URL <https://opg.optica.org/jocn/abstract.cfm?URI=jocn-13-1-A44>.

- [19] Qian Hu, Karsten Schuh, Mathieu Chagnon, Fred Buchali, and Henning Bülow. Up to 94 gbd thp pam-4 transmission with 33 ghz bandwidth limitation. In *2018 European Conference on Optical Communication (ECOC)*, pages 1–3, 2018. doi: 10.1109/ECOC.2018.8535334.
- [20] M. Kumari, R. Sharma, and A. Sheetal. Passive optical network evolution to next generation passive optical network: A review. In *2018 6th Edition of International Conference on Wireless Networks Embedded Systems (WECON)*, pages 102–107, 11 2018. doi: 10.1109/WECON.2018.8782066.
- [21] Siyu Luo, Zhengxuan Li, Yuanzhe Qu, Yingxiong Song, Jian Chen, Yingchun Li, and Min Wang. 112-gb/s/  
 $\lambda$   
downstream transmission for tdm-pon with 31-db power budget using 25-gb/s optics and simple dsp in onu. In *2020 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, pages 1–3, 2020.
- [22] MathWorks® Help Center, 13 de Junio de 2020. URL <https://bit.ly/3b3GvVH>.
- [23] MathWorks® Help Center, 16 de Junio de 2020. URL <https://bit.ly/3tFU443>.
- [24] C. Michie, A. E. Kelly, and I. Andonovic. Semiconductor optical amplifiers in future passive optical networks. In *LEOS 2008 - 21st Annual Meeting of the IEEE Lasers and Electro-Optics Society*, pages 667–668, 2008. doi: 10.1109/LEOS.2008.4688795.
- [25] M. J. O’Mahony. Semiconductor laser optical amplifiers for use in future fiber systems. *Journal of Lightwave Technology*, 6(4):531–544, 1988. doi: 10.1109/50.4035.
- [26] Vincent O’Byrne, Chang Hee Lee, Yoon Kim, and Zisen Zhao. Chapter 24 - fttx worldwide deployment. In Ivan P. Kaminow, Tingye Li, and Alan E. Willner, editors, *Optical Fiber Telecommunications (Sixth Edition)*, Optics and Photonics, pages 985–1040. Academic Press, Boston, sixth edition edition, 2013. doi: <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-396960-6.00029-8>.
- [27] Zhaoyi Pan, Benoît Châtelain, Mathieu Chagnon, and David V. Plant. Volterra filtering for nonlinearity impairment mitigation in dp-16qam and dp-qpsk fiber optic communication systems. In *2011 Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference*, pages 1–3, 2011.

- 
- [28] Rajiv Ramaswami, Kumar N. Sivarajan, and Galen H. Sasaki. *Optical Networks*. Morgan Kaufmann, third edition edition, 2010.
- [29] Farhan Rana. ECE 5330 Semiconductor Optoelectronics, 2021. URL <https://courses.cit.cornell.edu/ece533/default.htm>. Cornell University, Curso en línea.
- [30] Roi Rath and Werner Rosenkranz. Tomlinson-harashima precoding for fiber-optic communication systems. In *39th European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC 2013)*, pages 1–3, 2013. doi: 10.1049/cp.2013.1418.
- [31] Roi Rath, Christian Schmidt, and Werner Rosenkranz. Is tomlinson-harashima precoding suitable for fiber-optic communication systems? In *2013 ITG Symposium Proceedings - Photonic Networks*, pages 1–7, 2013.
- [32] Roi Rath, Dennis Clausen, Simon Ohlendorf, Stephan Pachnicke, and Werner Rosenkranz. Tomlinson–harashima precoding for dispersion uncompensated pam-4 transmission with direct-detection. *Journal of Lightwave Technology*, 35(18):3909–3917, 2017. doi: 10.1109/JLT.2017.2724032.
- [33] Ahmed Galib Reza and June-Koo Kevin Rhee. Nonlinear equalizer based on neural networks for pam-4 signal transmission using dml. *IEEE Photonics Technology Letters*, 30(15):1416–1419, 2018. doi: 10.1109/LPT.2018.2852327.
- [34] Z. V. Rizou, K. E. Zoiros, and P. Morel. Improving SOA direct modulation capability with optical filtering. In *18th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, pages 1–4, Trento, Italy, July 2016). doi: 10.1109/ICTON.2016.7550362.
- [35] Jairo Javier Madera Rodríguez. Análisis de un amplificador óptico de semiconductor como modulador óptico para un sistema de telecomunicaciones. Master’s thesis, Facultad de Ingeniería, UNAM, 2017.
- [36] Bahaa E. A. Saleh and Malvin Carl Teich. *Fundamentals of Photonics, 2nd Edition*. John Wiley and Sons Inc, 2007.
- [37] Matthias Seimetz. *High-Order Modulation for Optical Fiber Transmission*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2009.
- [38] A. Sharaiha. Semiconductor optical amplifiers for future optical networks. In *Proceedings. 2004 International Conference on Information and Communication Technologies: From Theory to Applications, 2004.*, pages 165–166, 2004. doi: 10.1109/ICTTA.2004.1307673.

- [39] L. Spiekman, D. Piehler, P. Iannone, K. Reichmann, and H. Lee. Semiconductor optical amplifiers for ftx. In *2007 9th International Conference on Transparent Optical Networks*, volume 2, pages 48–50, 2007. doi: 10.1109/ICTON.2007.4296137.
- [40] Nebojsa Stojanovic, Fotini Karinou, Zhang Qiang, and Cristian Prodaniuc. Volterra and wiener equalizers for short-reach 100g pam-4 applications. *Journal of Lightwave Technology*, 35(21):4583–4594, 2017. doi: 10.1109/JLT.2017.2752363.
- [41] Xizi Tang, Yaojun Qiao, You-Wei Chen, Yueming Lu, and Gee-Kung Chang. Digital pre- and post-equalization for c-band 112-gb/s pam4 short-reach transport systems. *Journal of Lightwave Technology*, 38(17):4683–4690, 2020. doi: 10.1109/JLT.2020.2993997.
- [42] Eszter Udvary. Investigation of semiconductor optical amplifier direct modulation speed. In *2014 16th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, pages 1–4, 2014. doi: 10.1109/ICTON.2014.6876278.
- [43] Meng Xiang, Zhenping Xing, Eslam El-Fiky, Mohamed Morsy-Osman, Qunbi Zhuge, and David V. Plant. Single-lane 145 gbit/s im/dd transmission with faster-than-nyquist pam4 signaling. *IEEE Photonics Technology Letters*, 30(13):1238–1241, 2018. doi: 10.1109/LPT.2018.2841383.
- [44] Lilin Yi, Tao Liao, Luyao Huang, Lei Xue, Peixuan Li, and Weisheng Hu. Machine learning for 100 gb/s/ $\lambda$  passive optical network. *Journal of Lightwave Technology*, 37(6):1621–1630, 2019. doi: 10.1109/JLT.2018.2888547.
- [45] K. Zhong, X. Zhou, J. Huo, C. Yu, C. Lu, and A. P. T. Lau. Digital signal processing for short-reach optical communications: A review of current technologies and future trends. *Journal of Lightwave Technology*, 36(2):377–400, 2018. doi: 10.1109/JLT.2018.2793881.
- [46] Kangping Zhong, Xian Zhou, Tao Gui, Li Tao, Yuliang Gao, Wei Chen, Jiangwei Man, Li Zeng, Alan Pak Tao Lau, and Chao Lu. Experimental study of PAM-4, CAP-16, and DMT for 100 Gb/s short reach optical transmission systems. *Opt. Express*, 23(2):1176–1189, Jan 2015. doi: 10.1364/OE.23.001176.
- [47] Honghang Zhou, Yan Li, Yuyang Liu, Lei Yue, Chao Gao, Wei Li, Jifang Qiu, Hongxiang Guo, Xiaobin Hong, Yong Zuo, and Jian Wu. Recent advances in equalization technologies for short-reach optical links based on PAM4 modulation: A review. *Applied Sciences*, 9:2342, 06 2019. doi: 10.3390/app9112342.