

Redes ópticas de acceso convergente

Redes ópticas de acceso convergente

Gustavo Adolfo Puerto Leguizamón



A mis dos motivos:

Kinga y Eva

Agradecimiento

Quiero expresar mi total agradecimiento a la Universidad Distrital Francisco José de Caldas y reconocer la gestión del Centro de Investigaciones y Desarrollo Científico (CIDC) por financiar el proyecto de investigación titulado Dynamic Optical Network Architecture for Wired and Wireless Unified Access, del cual se presentan los aportes y resultados más relevantes en este libro de investigación.

*El camino del exceso conduce
al palacio de la sabiduría*
W. Blake



UD
Editorial

E2
ESPACIOS

© Universidad Distrital Francisco José de Caldas
© Centro de Investigaciones y Desarrollo Científico
© Gustavo Adolfo Puerto Leguizamón
Primera edición, abril de 2016
ISBN: 978-958-8972-04-6

Dirección Sección de Publicaciones
Rubén Eliécer Carvajalino C.

Coordinación editorial
Nathalie De la Cuadra N.

Corrección de estilo
Daniel Urquijo Molina

Diagramación
Jorge Andrés Gutiérrez U.

Editorial UD
Universidad Distrital Francisco José de Caldas
Carrera 24 No. 34-37
Teléfono: 3239300 ext. 6202
Correo electrónico: publicaciones@udistrital.edu.co

Puerto Leguizamón, Gustavo Adolfo.
Redes ópticas de acceso convergente / Gustavo Adolfo
Puerto Leguizamón. -- Bogotá: Universidad Distrital Francisco
José de Caldas, 2016.
94 páginas; 24 cm.
ISBN 978-958-8972-04-6
1. Ingeniería eléctrica 2. Redes ópticas 3. Sistemas de
interconexión eléctrica - Modelos I. Tít
621.3 cd 21 ed.
A1526214

CEP-Banco de la República-Biblioteca Luis Ángel Arango

Todos los derechos reservados.
Esta obra no puede ser reproducida sin el permiso previo escrito de la
Sección de Publicaciones de la Universidad Distrital.
Hecho en Colombia

Contenido

Prólogo	15
Introducción	17
Redes ópticas de acceso	17
El tráfico de datos hoy en día	19
Fotónica de microondas	21
Organización del libro	22
Generación de señales para redes de acceso convergentes	23
Modulación directa	23
Modulación externa	25
<i>Modulador externo tipo MZ</i>	27
Modelos de generación de señales para sistemas convergentes	34
<i>Combinación directa en radio frecuencia</i>	35
<i>Modulación diferencial</i>	41
Filtrado de señales en redes de acceso convergentes	47
Detección de señales convergentes	47
<i>Filtrado óptico usando redes de difracción</i>	52
<i>Filtrado óptico usando un interferómetro de Sagnac</i>	60
<i>Filtrado óptico usando un filtro Fabry-Perot</i>	64
Red óptica de acceso convergente	69
Descripción de la arquitectura	71
Validación experimental	73
Estudio de teletráfico	79
Sumario	85
Referencias	89

Prólogo

La constante evolución y aumento del ancho de banda requerido por las aplicaciones y los servicios de telecomunicaciones es probablemente la principal motivación para el desarrollo y despliegue de las futuras redes de acceso, las cuales permitan, a mediano plazo, la entrega de anchos de banda superiores a 1 Gb/s a los usuarios finales. Esta cifra, que a primera vista parece muy alta e improbable de ofrecer hoy en día por parte de los operadores de telecomunicaciones, es sin embargo la meta que se debe cumplir si a futuro se quiere garantizar una calidad de servicio acorde con los requerimientos de comunicación y necesidades de la sociedad de la información. En un futuro próximo, se dispondrá de una amplia gama de servicios principalmente basados en la transmisión de video en ultra alta definición, que ofrecerán aspectos de conectividad e intercambio de información a una gran variedad de áreas, a saber: entretenimiento, salud, gobierno, vigilancia y, desde luego, comunicación.

Dada esta previsible evolución de los servicios, actualmente ya se ha comenzado con la actualización tecnológica de las redes de acceso, y en este contexto, las redes ópticas de acceso se están consolidando como la plataforma sobre la cual se sustente el transporte de información desde y hacia el usuario final en los años venideros. Las redes ópticas hasta el hogar (FTTH, *fiber to the home*), con sus diferentes estándares, han comenzado a desplegarse con gran auge en la última década. En la actualidad, los países asiáticos lideran a nivel mundial el porcentaje de hogares que reciben servicios de banda ancha a través de conexiones de fibra óptica, seguidas por Europa y Estados Unidos. Latinoamérica y, en particular, en países como Chile, Brasil y Colombia, los operadores de telecomunicaciones están comenzando a ejecutar los primeros despliegues de conexiones ópticas hasta el hogar.

Otro de los aspectos que motiva el despliegue de redes ópticas de acceso es la desarticulación existente entre las redes de acceso fijo, por ejemplo, las basadas en tecnologías de abonado digital (DSL, *digital subscriber line*), y las redes de acceso móvil. Estos dos tipos de red que operan en el segmento de acceso están completamente separadas. Este hecho conduce al paradigma de la reutilización de la infraestructura de fibra desplegada para redes de acceso ópticas fijas para que sirva como *backbone* a la distribución de señales provenientes de las redes de acceso móvil.

Así, la combinación de los aspectos mencionados en las líneas anteriores justifica la necesidad de investigación en el campo de las redes ópticas de acceso. En primer

lugar, es de esperar que los actuales servicios que se ofrecen a los usuarios finales, tanto domésticos como empresariales, continuarán experimentando un incremento en el ancho de banda consumido con una clara tendencia a servicios basados en video. Este hecho se acentúa con la misma tendencia en el segmento de red de acceso móvil con los despliegues de sistemas de cuarta generación (4G) y futuros sistemas de quinta generación (5G), en los que surge la necesidad de una integración de plataformas de transporte para optimizar recursos, proveer anchos de banda acordes con las necesidades del segmento móvil, reutilizar infraestructura física desplegada y facilitar la gestión de la red. En este contexto, es de vital importancia proyectar soluciones que permitan el transporte de las señales de banda ancha provenientes del segmento móvil sobre una plataforma de red fija como las provistas por las redes FTTH.

Este libro presenta dos aspectos clave para el diseño de redes de acceso convergentes; en primer lugar, los relacionados con la generación de señales ópticas que habiliten el transporte de servicios convergentes en las futuras redes de acceso y, en segundo lugar, los relacionados con la separación de señales convergentes bajo esquemas de filtrado óptico en el proceso de recepción. Estos aspectos se complementan con una demostración práctica de un sistema de transmisión de señales convergentes en un entorno de red de acceso.

Considero que este libro presenta a los lectores una exposición amplia del conocimiento, con una buena mezcla de teoría, modelado y demostración práctica, que permite establecer una base sólida en las tecnologías relacionadas con la generación y el procesamiento de datos en el dominio óptico, cuyo fin último es el de constituir una propuesta de red óptica de acceso para el transporte convergente de servicios.

Gustavo A. Puerto Leguizamón
Noviembre de 2014

Introducción

Una red de acceso identifica la parte de la infraestructura física de una red de telecomunicaciones que se encuentra más próxima al usuario final. En la actualidad, la conexión de banda ancha a un usuario final se puede proporcionar por una línea de abonado digital (DSL) sobre la infraestructura de cobre existente para la telefonía, a través de un cable coaxial usado principalmente por los operadores de cable, a través de una fibra óptica, mediante el uso de un enlace inalámbrico o por una combinación de los métodos anteriormente nombrados.

El actual interés por parte de los operadores para cambiar su infraestructura basada en líneas de cobre, pares trenzados o cable coaxial surge a raíz de inconvenientes que, a mediano y largo plazo, estos medios de transmisión pueden presentar. En primera instancia, el cable de par trenzado no permite de forma eficiente el transporte de señales de banda ancha. Por otra parte, la antigüedad de algunos cables de pares en la planta exterior es garantía de la aparición de degradaciones debido a su envejecimiento. Estas consideraciones han conducido a que los operadores consideren otro tipo de alternativa para el despliegue de sus redes de acceso de banda ancha que garanticen simultáneamente altas tasas de transmisión de datos y fiabilidad. Esta nueva alternativa se fundamenta en aproximar la fibra óptica al usuario final en mayor medida que en las soluciones basadas en tecnologías híbridas de fibra y cobre (HFC) o DSL.

Redes ópticas de acceso

En la actualidad, las redes de acceso basadas en fibra óptica ofrecen anchos de banda muy superiores a los ofrecidos por los sistemas DSL, cable coaxial y otras tecnologías y, por lo tanto, pueden soportar el transporte de una amplia variedad de servicios. Las redes de acceso ópticas también se conocen de forma general como redes ópticas pasivas (PON, *passive optical network*) y definidas también como redes de acceso FTTx (*fiber to the x*), donde “x” representa algún punto intermedio entre la central local y el usuario final hasta donde llega la fibra óptica. Una red de acceso FTTx se compone de tres elementos principales.

El *nodo de acceso*, también denominado terminal de línea óptico (OLT, *optical line terminal*), se ubica en la Oficina Central y define el punto central donde se inicia la red óptica pasiva. El OLT controla la transmisión de datos de subida y transmite los datos en sentido descendente.

La *red de distribución de fibra* (ODN, *optical distribution network*) se basa en el uso de divisores/acopladores, los cuales son elementos de ramificación de banda ancha bidireccionales que tienen un puerto de entrada y múltiples puertos de salida. La

división se puede hacer de forma centralizada o en cascada, en varios lugares, de forma distribuida. Independientemente de la arquitectura, la relación de división se debe realizar en función del balance de potencias definido en la red teniendo en cuenta que las pérdidas por división dependen del número de puertos de salida del dispositivo.

Las *unidades de red óptica* (ONU, *optical network unit*) son la terminación de la red óptica y se ubican en el gabinete de la calle, edificio, local o casa del usuario final. Este dispositivo funciona como interfaz de los servicios de voz, datos y video.

En función de la cercanía de la ONU al usuario final, las redes FTTx poseen diferentes nombres y características. En la figura 1, se muestran las diferentes versiones de una red de acceso óptica. La recomendación G.983 de la Unión Internacional de Telecomunicaciones (ITU) clasifica de forma genérica las redes de acceso de la siguiente forma:

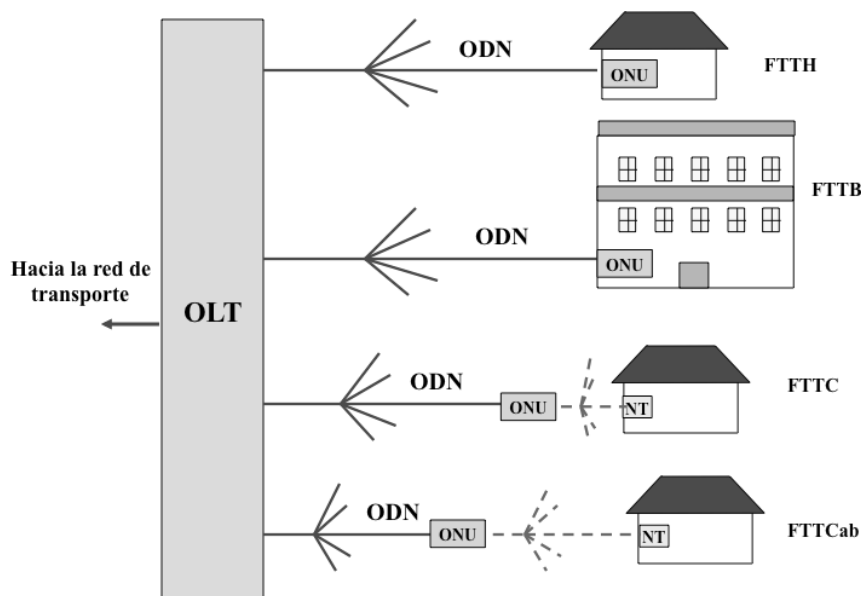
- Fibra hasta el hogar (FTTH, *fiber to the home*): con esta implementación, la ONU se encuentra ubicada en el hogar del abonado, es decir, la fibra llega directamente hasta el usuario final desde el OLT. En FTTH no se emplean segmentos de líneas de transmisión conductoras, por lo que el ancho de banda ofrecido a cada usuario es mayor que los brindados por sistemas DSL o HFC.
- Fibra hasta el edificio (FTTB, *fiber to the building*): en FTTB, la fibra llega hasta el interior de un edificio residencial, de negocios o tipo *campus*. En esta versión de red de acceso, se requiere una única ONU para todo el edificio, de forma que la conexión con el usuario final se realiza en líneas de cobre con distancias inferiores a 500 m. El número de usuarios que comparten la ONU oscila entre 8-16.
- Fibra hasta la manzana (FTTC, *fiber to the curb*): en esta versión de red de acceso óptica, se comparte la ONU y la fibra óptica entre varios abonados ubicados en una manzana o área residencial de pequeña extensión. Al igual que en FTTB, la conexión final con el usuario se realiza en línea de cobre con distancias inferiores a 500 m. En este caso, el número de usuarios que comparten la ONU oscila entre 16-32.
- Fibra hasta el armario (FTTCab, *fiber to the cabinet*): en FTTCab, la longitud de la línea de cobre es inferior a 1,5 km y el número de usuarios que comparten una ONU puede estar entre 64 y 128. Evidentemente, las capacidades de esta versión son inferiores a las descritas anteriormente.

Al igual que sucedió con la red de transporte a finales de la década de los noventa, cuando se pasó de transmitir una sola longitud de onda a la transmisión multicanal para incrementar la capacidad del sistema y aprovechar el ancho de banda provisto por la fibra óptica, una previsible evolución de las redes de acceso descritas anteriormente viene bajo el paradigma conocido como WDM-PON.

El empleo de tecnología de transmisión WDM permite explotar al máximo el potencial de las redes FTTH. En esencia, las redes FTTH-WDM se caracterizan por el envío desde la OLT a las ONU (enlace descendente) de una señal compuesta por diferentes canales ópticos multiplexados en longitud de onda. En este contexto, las ONU deben estar equipadas con filtros o multiplexores ópticos para seleccionar el

canal deseado. Esta evolución en la red de acceso abre las puertas a una serie de características interesantes, relacionadas con el incremento de la capacidad del sistema y flexibilidad en términos de reconfiguración de red.

Figura 1. Versiones de redes de acceso óptica según la cercanía de la terminación de la fibra al usuario final.



El tráfico de datos hoy en día

En la última década, el campo de las redes de comunicaciones ha experimentado un crecimiento exponencial en el tráfico de datos debido a la popularidad de Internet. En este contexto, el protocolo IP se está consolidando como capa de integración para servicios múltiples; además, soporta una gran cantidad de aplicaciones emergentes tales como video por demanda, televisión interactiva y, en general, cualquier aplicación con transmisión de imágenes de alta resolución en tiempo real. Como resultado, estas aplicaciones multimedia y la cada vez más consolidada popularidad de abonados xDSL, HFC y la reciente entrada de instalaciones de fibra hasta la casa y oficina usando tecnologías FTTH están causando un gran aumento de la demanda de ancho de banda y tráfico, no solamente en las redes de área extendida, sino también en las redes de entorno metropolitano. Esta situación sin duda va a poner a prueba las capacidades de la actual red de telecomunicaciones.

El fabricante de equipos de telecomunicaciones *Cisco Systems* publicó un reporte que, con base en mediciones del tráfico actual de Internet, pronostica el tráfico de datos a nivel mundial hasta el 2018 (Cisco Systems, 2015). El reporte especifica que el tráfico IP global anual superará el umbral del zettabyte y alcanzará los 1.4 zettabytes a finales del 2017. El tráfico IP global se ha cuadruplicado en los últimos cinco años

y se triplicará en los próximos cinco años. En general, el tráfico IP crecerá a una tasa de crecimiento anual compuesta del 23 % desde 2012 hasta 2017.

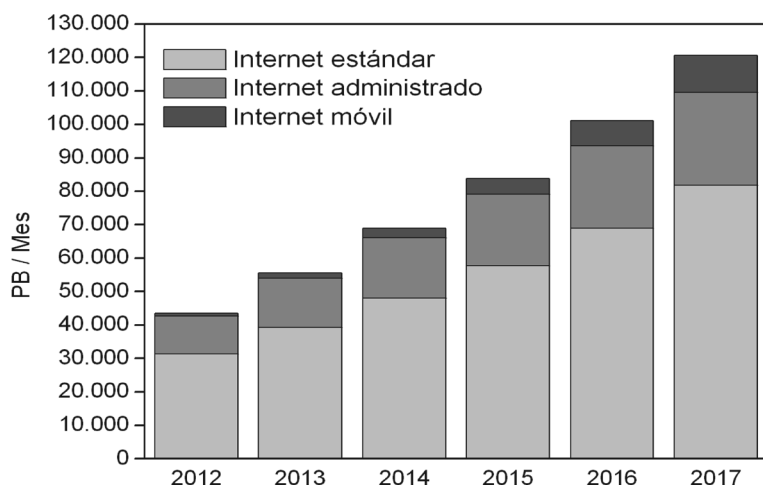
El tráfico de Internet en las horas pico está creciendo más rápidamente que el tráfico de Internet promedio. El tráfico en horas pico aumentó un 41 % en el 2012, comparado con el 34 % de crecimiento del tráfico promedio. Se estima que la carga en hora pico se incrementará por un factor de 3,5 entre el 2012 y el 2017, mientras que el tráfico de Internet promedio aumentará en un factor de 2,9. Así, el tráfico de Internet en hora pico llegará a 865 Tb/s en el 2017, lo que equivale a 720 millones de personas ejecutando video *streaming* de alta definición de forma continua. El tráfico en el segmento metropolitano superará el tráfico de la red de transporte en el 2015 y representará el 58 % del tráfico IP total en el 2017. Entre el 2012 y el 2017, en este segmento de red, el tráfico crecerá casi dos veces más que el tráfico de la red troncal.

El mayor crecimiento del volumen de datos de las redes metropolitanas se debe en parte al papel cada vez más importante de las redes de distribución de contenidos (CDN, *content distribution networks*), las cuales derivan el tráfico de la red de transporte y lo entregan al segmento metropolitano y regional. En este contexto, se pronostica que las plataformas CDN transportarán más de la mitad del tráfico de Internet en el 2017; en el 2012, estas redes transportaron el 34 % del tráfico de datos global.

Del mismo modo, se pronostica que, para el 2017, casi la mitad de todo el tráfico IP se originará con dispositivos que no son computadores personales. En el 2012, solo el 26 % del tráfico IP de consumo se originó con los dispositivos que no son PC, pero para el 2017 la proporción de tráfico IP no-PC crecerá un 49 %. El tráfico originado en computadores personales crecerá a una tasa compuesta anual de un 14 %, mientras que el tráfico originado en *tablets*, teléfonos móviles, televisores y dispositivos de comunicación máquina-máquina (M2M) tendrá tasas de crecimiento del tráfico generado del 104 %, 79 %, 24 % y 82 %, respectivamente. El tráfico de los dispositivos inalámbricos y móviles superará el tráfico de dispositivos cableados en el 2016. En el 2017, los dispositivos con cable representarán el 45 % del tráfico IP, mientras que WiFi y dispositivos móviles representarán el 55 % del tráfico IP. En el 2012, los dispositivos con cable representaron la mayor parte del tráfico IP con el 59 %.

La figura 2 muestra el pronóstico de crecimiento del tráfico IP global de acuerdo con las predicciones de consumo de ancho de banda descritos anteriormente. Según el estudio, mientras el tráfico IP global en el 2012 se situó en 43.6 exabytes por mes, se espera un crecimiento de tres veces para el 2017 hasta alcanzar 120.6 exabytes por mes, aproximadamente. En la figura 2 se discrimina el consumo de ancho de banda según el origen del tráfico IP. Internet estándar se refiere a toda conexión IP generada desde hogares, campus universitarios, empresas y gobiernos. Internet administrado hace referencia a tráfico generado por redes corporativas de área extensa (WAN) así como transporte de televisión sobre IP y video por demanda. Finalmente, Internet móvil incluye el tráfico generado por teléfonos celulares, *tablets* y puertas de enlace de banda ancha móvil.

Figura 2. Tráfico IP actual y pronóstico de crecimiento. Tomado de *Cisco Visual Networking Index: Global Mobile Data Traffic Forecast Update, 2014–2019*, por Cisco Systems, 2015, pp. 5-9.



Esta explosión del tráfico de datos está conduciendo a nuevas oportunidades de desarrollo en las actuales redes de comunicaciones. Es evidente que el usuario final demanda aplicaciones con un alto grado de calidad de servicio: gran ancho de banda y bajas latencias, por lo tanto, hay una necesidad inmediata de desarrollo de sistemas de alta capacidad que sean capaces de resistir estos requerimientos para soportar los volúmenes crecientes del transporte de tráfico de Internet.

Fotónica de microondas

La fotónica de microondas se encarga del estudio de dispositivos fotónicos que son capaces de procesar señales de microondas así como la aplicación de componentes y técnicas fotónicas a los sistemas de microondas. Este campo corresponde a una de las líneas generales de trabajo de las comunicaciones ópticas en la que se ha hecho un progreso significativo con dispositivos tales como láseres, moduladores, amplificadores y fotodetectores que son capaces de manejar señales digitales de hasta varios Gb/s, o señales analógicas de varios GHz.

La segunda definición es consecuencia de componentes optoelectrónicos de alta velocidad que se desarrollaron originalmente para la industria de las telecomunicaciones y que les ha permitido ser utilizados no solo para la transmisión de señales de microondas analógicas a través de fibra óptica, sino también para el procesamiento de señales de microondas en el dominio óptico. Esto incluye tareas tales como filtrado y conversión analógica-digital (Seeds y Williams, 2006). Una de las principales ventajas de la utilización de la fotónica en un sistema de microondas es el enorme potencial de ancho de banda de la fibra óptica junto con sus bajas pérdidas de transmisión.

Organización del libro

A fin de proveer un orden sistemático-descriptivo sobre los principios y desafíos de la conmutación de paquetes ópticos, el libro se estructura de la siguiente forma.

El capítulo 2, "Generación de señales para redes de acceso convergentes", presenta una introducción general al proceso de modular una portadora óptica con una señal analógica o digital, se discuten los dos principales mecanismos para transferir señales de datos al dominio óptico y, en particular, partiendo del estudio del modulador óptico, se define un modelo analítico que permite analizar el comportamiento del dispositivo en función de las entradas y variables que rigen el proceso de modulación. Posteriormente, se presenta una serie de sistemas que combinan la ingeniería de microondas con la fotónica para la generación de señales que permitan el transporte convergente de datos en redes ópticas de acceso.

El capítulo 3, "Filtrado de señales ópticas", describe los mecanismos que permiten realizar funciones de procesamiento de señales directamente en el dominio óptico, orientadas a generar la separación de las componentes de señal transportada de forma combinada.

Finalmente, el capítulo 4, "Red de acceso óptica convergente", describe una propuesta de arquitectura de red que explota los conceptos descritos en los capítulos precedentes y presenta una validación experimental que prueba la factibilidad de implementación, dadas las características de reutilización de infraestructura que posee.

Generación de señales para redes de acceso convergentes

Los métodos de modulación óptica se basan en alterar alguno de los parámetros de una señal óptica (portadora), de forma proporcional a una segunda señal eléctrica (moduladora). El efecto de la señal moduladora sobre la señal modulada se evalúa de forma cuantitativa mediante el índice de modulación; cuanto mayor es dicho índice, mayor es la variación del parámetro modificado en la señal portadora para la misma señal moduladora. La señal óptica generada por un láser se puede modular de forma directa mediante la variación de la corriente inyectada al dispositivo, o externamente haciendo pasar el haz de luz emitido a través de un elemento controlable que cambia la amplitud y/o la fase de la luz. En este contexto, se pueden considerar láseres directamente modulados y láseres modulados externamente (Sabella y Lugli, 1999). En el caso de la modulación externa, los moduladores más utilizados se basan en el efecto electroóptico lineal o efecto Pockels. La forma en que la variación en el índice de refracción se traduce en un cambio de alguna de las propiedades de la señal óptica: amplitud, frecuencia, fase o polarización, depende de la configuración del dispositivo, en particular, de las corrientes de polarización que controlan el elemento modulador y que tienen incidencia directa en los índices de modulación, relación de extinción y potencia de la señal modulada.

Modulación directa

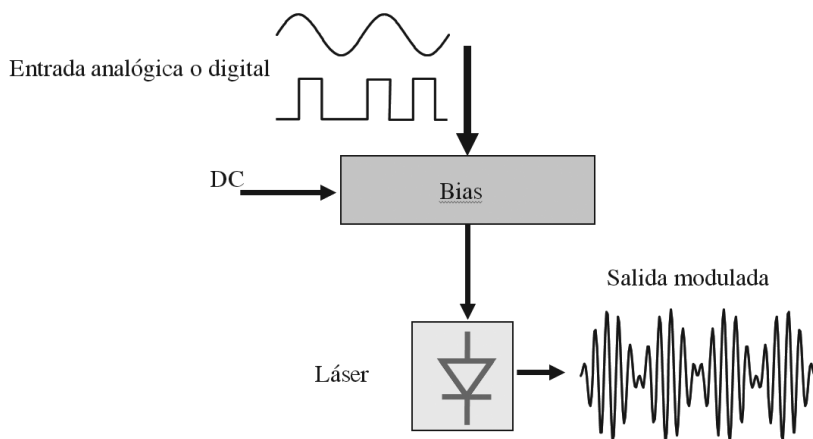
El comportamiento del láser bajo modulación de pequeña señal y de gran señal es de interés en diferentes contextos.

El esquema de modulación directa de un láser se muestra en la figura 3. En esta técnica, la señal moduladora que puede ser de tipo analógico o digital modula de forma directa la frecuencia de onda continua, generada por el láser (Yoshida y Iwshita, 1990). Cuando es modulada con una señal analógica, incluyendo señales subportadoras, el índice de modulación usado es probablemente pequeño a fin de reducir la distorsión no lineal, entre otras razones. En ese caso, un modelo de pequeña señal que asume modulación sinusoidal es apropiado para realizar su análisis. El parámetro de rendimiento clave en este caso es el ancho de banda de modulación de pequeña señal, el cual es la frecuencia de modulación en el que la respuesta se reduce en 3 dB. Se ha demostrado que el ancho de banda de modulación es proporcional a la frecuencia de las oscilaciones de relajación en el láser,

las cuales aumentan con la raíz cuadrada de la potencia de salida en condiciones de no-modulación y polarización adecuada (Agrawal, 2002). Los láseres diseñados específicamente para las modulaciones de alta velocidad han alcanzado anchos de banda de 24 GHz. Esta respuesta de ancho de banda es particularmente útil para aplicaciones de subportadora multicanal, en las que el ancho de banda agregado de modulación de todos los canales de subportadora está limitado por el ancho de banda de modulación de láser cuando se utiliza la modulación directa (Iezekiel, 2008).

En los sistemas de modulación digital, el comportamiento de modulación de gran señal es particularmente de interés. Por ejemplo, en un sistema de modulación de intensidad, la corriente puede variar de un umbral próximo a cero, a dos veces el umbral para un uno de información. Además, los cambios en la corriente también producen cambios en el índice de refracción, generando modulación de fase o modulación de frecuencia, junto con la modulación de la intensidad deseada. Este efecto, el cual se denomina *chirp*, produce un significativo ensanchamiento espectral del pulso (Capmany, Faile y Marti, 2001).

Figura 3. Modulación directa de un láser.



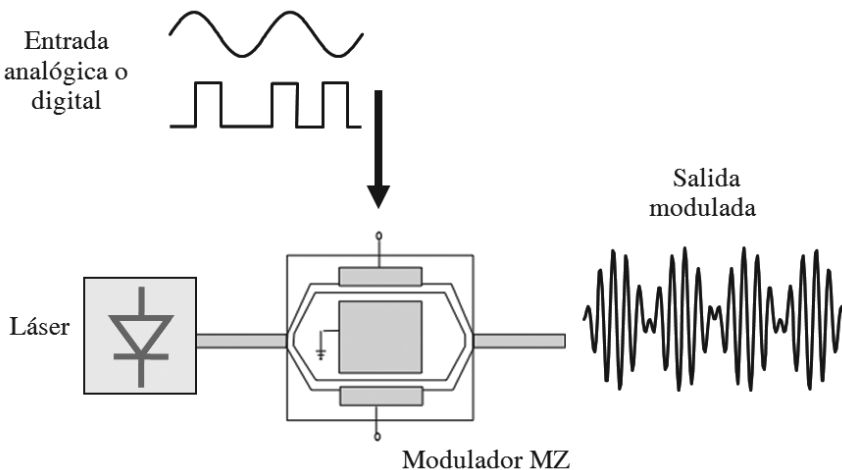
El *chirp* es un fenómeno en el que la frecuencia de la portadora del pulso transmitido varía con el tiempo y provoca un ensanchamiento del espectro de transmisión. Por lo tanto, los pulsos que sufren de *chirp* tienen límites de dispersión mucho más pobres que los pulsos que carecen de este. La cantidad de *chirp* se puede reducir mediante el aumento de la potencia de un bit 0 de manera que el láser siempre se mantiene muy por encima de su umbral. La desventaja es que esto reduce la relación de extinción, que degrada a su vez el rendimiento del sistema (Schwartz, 1990). Por este motivo, el ensanchamiento de pulsos causados por el *chirp* es lo suficientemente significativo como para justificar el uso de moduladores externos en los sistemas de comunicación de alta velocidad y dispersión limitados.

Modulación externa

La modulación externa, aunque requiere componentes adicionales, evita los problemas *chirp* discutidos anteriormente. Es, por lo tanto, la técnica de elección en sistemas de larga distancia de alto rendimiento (Ramaswami y Sivarajan, 2010). En la modulación externa, la salida del láser es constante y modulada mediante la utilización de un atenuador controlable, más conocido como *desplazador de fase*, entre el láser y el enlace de fibra.

Un modulador externo típico utiliza una estructura interferométrica de tipo Mach-Zehnder (MZ) implementada sobre un sustrato de Niobato de Litio (LiNbO_3 ; Dagli, 1999), como se muestra en la figura 4. En este dispositivo, la luz se divide en partes iguales, entre dos guías de ondas paralelas en la superficie del sustrato y se recombina a continuación en la salida. Una tensión de control, V , aplicada a los electrodos —que se muestran en la figura 4—, crea un pequeño cambio en el índice de refracción a través de un efecto electroóptico. Esto provoca un cambio en la constante de propagación y un desplazamiento de fase relativo en el punto donde las dos ondas se combinan. Cuando no hay tensión, el desplazamiento de fase relativa es cero y la señal recombina sale del dispositivo sin atenuación (a excepción de las pérdidas en las guías de ondas). Cuando se aplica una tensión que produce un desplazamiento de fase de π entre los dos brazos, la señal se extingue. Por lo tanto, el dispositivo actúa como un interruptor controlado por tensión. Estos dispositivos funcionan a velocidades de hasta 40 Gb/s y pueden ser fabricados utilizando diferentes materiales. Un modulador tipo MZ también permite la aplicación de voltajes de control en ambas guías de onda, lo que resulta en un dispositivo modulador externo de doble control. Esta característica permite la generación de señales en cuadratura arbitrarias (Ho, 2005) que encuentran aplicación en los procedimientos de transmisión, tales como modulación de portadora suprimida óptica.

Figura 4. Modulación externa de un láser.

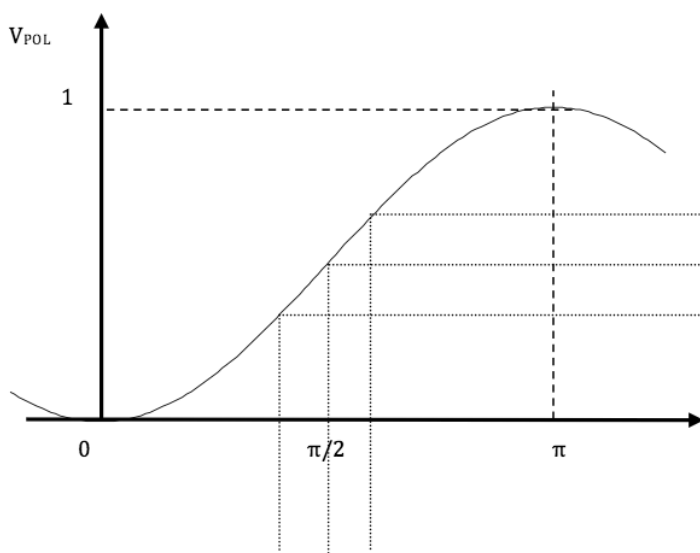


Los moduladores externos también pueden ser utilizados para la modulación de fase en sistemas coherentes, al usar una única guía de ondas con un índice de refracción modulado electroópticamente. Así pues, la modulación externa ofrece ventajas sobre la modulación directa del diodo láser en sistemas de fibra óptica, principalmente en términos de ancho de banda y rangos de linealidad (Stephens y Joseph, 1987; Kasetmet, 1990). Este aspecto impulsó el desarrollo de tecnologías de fabricación de los moduladores ópticos integrados a un nivel actual de madurez muy alto.

La figura 5 muestra la curva de transferencia de un modulador tipo MZ. Esta curva representa la transferencia de potencia óptica del dispositivo, en función del desfase electroóptico inducido sobre la señal óptica. Este desfase depende a su vez de la tensión de polarización aplicada sobre los electrodos. Como se puede observar, existe una región donde la función de transferencia tiene carácter lineal y, por consiguiente, resulta óptima para la modulación de la señal eléctrica sobre la portadora óptica. El dispositivo trabaja en régimen lineal cuando se aplica una tensión de polarización tal, que se induce un desfase sobre la señal óptica igual a $\pi/2$, y además los niveles de tensión aplicados son lo suficientemente pequeños para no distorsionar la señal de información.

Este punto de polarización, que corresponde con el centro de la región lineal, se conoce como el punto de polarización en cuadratura. Sin embargo, se puede optar por trabajar en otras zonas de la curva de polarización, si la función que se quiere obtener del MZ-EOM no es puramente como modulador. En comunicaciones ópticas, tradicionalmente se configura el dispositivo trabajando en régimen lineal, es decir, polarizado en el punto de cuadratura y con pequeñas excursiones de señal moduladora.

Figura 5. Función de transferencia de un modulador externo.



Modulador externo tipo MZ

A fin de analizar la respuesta del dispositivo y su implicación en aplicaciones de la fotónica de microondas, es primordial tener un modelo del comportamiento desde el punto de vista de sus puertos de acceso para conocer la respuesta de dicho dispositivo, es decir, su salida ante una determinada señal de entrada. Para ello, es necesario que las ecuaciones de modelado definan el campo óptico a la salida del dispositivo, a partir del campo óptico inyectado a la entrada, de la señal de polarización y de la señal eléctrica moduladora. Las ecuaciones de modelado del modulador MZ tienen como finalidad obtener la expresión del campo eléctrico de la señal óptica a la salida del dispositivo, en función de las diferentes señales de entrada y de algunos de sus parámetros.

Como punto de partida, se formula una primera aproximación, que proporciona el campo eléctrico a la salida del dispositivo en función del campo eléctrico a la entrada y de los desfases inducidos por las señales eléctricas aplicadas sobre los electrodos del modulador MZ como consecuencia del efecto electroóptico. La ecuación de campo se establece a partir de la geometría del modulador. En el dispositivo mostrado en la figura 6, se aplica una señal eléctrica sobre uno de los dos brazos del interferómetro. Esta señal provoca, mediante el efecto electroóptico, un cambio de fase $\Delta\phi$ sobre la señal óptica que se propaga por dicho brazo (Agrawal, 2002).

El campo eléctrico a la entrada del modulador se puede definir como lo muestra la ecuación 1.

$$E_1 = E_{in} e^{j\phi_i} \quad (1)$$

En el punto 2, a la entrada del divisor y obviando las pérdidas por atenuación óptica, el campo eléctrico es expresado en la ecuación 2.

$$E_2 = E_{in} e^{j(\phi_i - \beta L_A)} = E_{in} e^{j(\phi_2)} \quad (2)$$

Después del divisor, en el punto 3, el campo eléctrico para cada uno de los brazos del interferómetro se define a través de la ecuación 3.

$$E_3 = \frac{E_{in}}{\sqrt{2}} e^{j\left(\phi_2 - \beta \frac{L_B}{\cos(\theta)}\right)} = \frac{E_{in}}{\sqrt{2}} e^{j(\phi_3)} \quad (3)$$

A su vez, en el punto 4, a la salida de los brazos, el campo eléctrico presenta un valor diferente para cada uno de ellos. En el caso del brazo superior sobre el que se aplica la señal eléctrica, el campo óptico está dado por la ecuación 4.

$$E_{4up} = \frac{E_{in}}{\sqrt{2}} e^{j(\phi_3 - \beta L_C + \Delta\phi)} = \frac{E_{in}}{\sqrt{2}} e^{j(\phi_4 + \Delta\phi)} \quad (4)$$

Mientras que el campo eléctrico en el brazo inferior es lo que se muestra en la ecuación 5.

$$E_{4down} = \frac{E_{in}}{\sqrt{2}} e^{j(\phi_3 - \beta L_C)} = \frac{E_{in}}{\sqrt{2}} e^{j\phi_4} \quad (5)$$

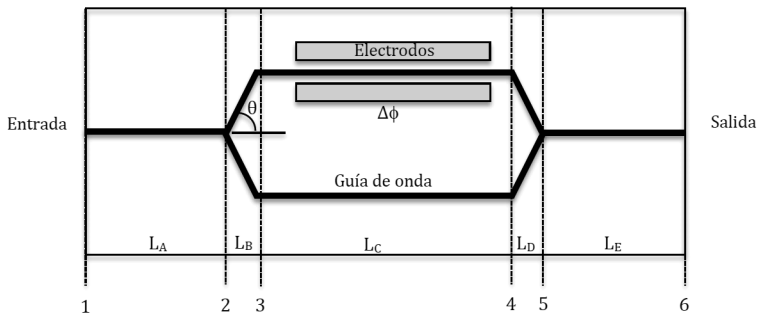
Luego, en el punto de combinación óptica (punto 5), el campo eléctrico viene definido por la ecuación 6.

$$\begin{aligned} E_5 &= \left(\frac{E_{4up}}{\sqrt{2}} + \frac{E_{4down}}{\sqrt{2}} \right) e^{-j\beta \frac{L_D}{\cos\theta}} = \frac{E_{in}}{2} e^{j\left(\phi_4 - \beta \frac{L_D}{\cos\theta} + \Delta\phi\right)} + \frac{E_{in}}{2} e^{j\left(\phi_4 - \beta \frac{L_D}{\cos\theta}\right)} = \\ &= \frac{E_{in}}{2} \left(e^{j(\phi_5 + \Delta\phi)} + e^{j\phi_5} \right) \end{aligned} \quad (6)$$

Y, finalmente, a la salida del dispositivo, en el punto 6, el campo es lo dado por la ecuación 7.

$$E_{out} = \frac{E_{in}}{2} \left(e^{j(\phi_5 - \beta L_E + \Delta\phi)} + e^{j(\phi_5 - \beta L_E)} \right) = \frac{E_{in}}{2} \left(e^{j(\phi_6 + \Delta\phi)} + e^{j\phi_6} \right) \quad (7)$$

Figura 6. Modulador MZ con control sencillo.



Si se consideran las pérdidas de inserción del dispositivo, se puede definir un factor de pérdidas en potencia, LMZ , en el que se tienen en cuenta las pérdidas en los conectores ópticos de entrada y salida, así como las pérdidas de señal por atenuación óptica. Como las pérdidas del dispositivo en términos de potencia están dadas por LMZ , en magnitud de campo eléctrico dicho valor es \sqrt{LMZ} , con lo que se obtiene en la ecuación 8.

$$E_{out} = \frac{E_{in}}{2\sqrt{LMZ}} (1 + e^{j\Delta\phi}) e^{j\phi_0} \quad (8)$$

Desarrollando el término $1 + e^{j\Delta\phi}$, y obviando el término de fase constante, el campo eléctrico de la señal óptica de salida es dada por la ecuación 9.

$$E_{out} = \frac{E_{in}}{\sqrt{LMZ}} \cos\left(\frac{\Delta\phi}{2}\right) e^{j\frac{\Delta\phi}{2}} \quad (9)$$

Esta relación representa la respuesta del dispositivo para el caso de control sencillo, como se aprecia en la ecuación 10, en el que se asume que:

$$\begin{aligned} \Delta\phi_1 &= \Delta\phi \\ \Delta\phi_2 &= 0 \end{aligned} \quad (10)$$

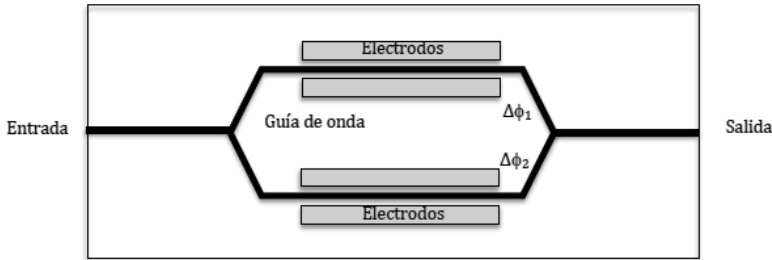
De forma general, se pueden alimentar los dos brazos del interferómetro simultáneamente con señales eléctricas independientes tal y como se muestra en la figura 7. Este caso representa un dispositivo modulador con control doble en el cual las variaciones de fase están dadas por la ecuación 11.

$$\begin{aligned} \Delta\phi_1 &= \frac{\Delta\phi}{2} \\ \Delta\phi_2 &= -\frac{\Delta\phi}{2} \end{aligned} \quad (11)$$

Por lo tanto, el campo eléctrico de la señal óptica a la salida del dispositivo es definida por la ecuación 12.

$$E_{out} = \frac{E_{in}}{\sqrt{L_{MZ}}} \cos\left(\frac{\Delta\phi_1 - \Delta\phi_2}{2}\right) e^{j\frac{\Delta\phi_1 + \Delta\phi_2}{2}} \quad (12)$$

Figura 7. Modulador MZ con control doble.



Por lo tanto, sustituyendo la ecuación 11 por la 12, se obtiene la expresión particular correspondiente al dispositivo de control doble, alimentado de forma simétrica, en donde los dos electrodos son activos y provocan desfases sobre la señal óptica de valor $\Delta\phi_1 = \Delta\phi/2$ y $\Delta\phi_2 = -\Delta\phi/2$ respectivamente. Así, el campo eléctrico de la señal óptica de salida viene dado por la ecuación 13.

$$E_{out} = \frac{E_{in}}{\sqrt{L_{MZ}}} \cos\left(\frac{\Delta\phi}{2}\right) \quad (13)$$

A su vez, los términos de variación de fase $\Delta\phi$ dependen de la tensión de polarización $V(dc)$. Este valor se define como aquella tensión que, aplicada sobre los electrodos del dispositivo, provoca un cambio de fase de 180° sobre la señal óptica que se propaga por la guía de onda como consecuencia del efecto electroóptico. Del mismo modo depende V_{RF} , el cual representa el voltaje necesario en las entradas de RF (superior e inferior) para provocar un cambio de fase de 180° entre los dos brazos del interferómetro. La variación de fase en función de dichas tensiones se pueden expresar en las ecuaciones 14 y 15.

$$\Delta\phi_1 = \frac{\pi}{V_{\pi(RF)}} V_{1(RF)}(t) + \frac{\pi}{V_{\pi(dc)}} V_{1(dc)} \quad (14)$$

$$\Delta\varphi_2 = \frac{\pi}{V_{\pi(RF)}} V_{2(RF)}(t) + \frac{\pi}{V_{\pi(dc)}} V_{2(dc)} \quad (15)$$

Para el caso general, en el cual se asume un sistema sin modular, es decir, $V_{RF}=0$, la expresión final que define el campo a la salida de un modulador con control doble es expresada por la ecuación 16.

$$\begin{aligned} E_{out} &= \frac{E_{in}}{\sqrt{L_{MZ}}} \cos\left(\frac{\Delta\varphi_1 - \Delta\varphi_2}{2}\right) e^{j\frac{\Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2}{2}} = \\ &= \frac{E_{in}}{\sqrt{L_{MZ}}} \cos\left(-\frac{\pi}{2V_{\pi}} (V_{1(dc)}(t) - V_{2(dc)}(t))\right) = \\ &= \frac{E_{in}}{\sqrt{L_{MZ}}} \cos\left(\frac{\pi}{2V_{\pi}} (V_{1(dc)}(t) - V_{2(dc)}(t))\right) \end{aligned} \quad (16)$$

Mientras que el campo a la salida de un modulador con control sencillo está definido por la ecuación 17.

$$E_{out} = \frac{E_{in}}{\sqrt{L_{MZ}}} \cos\left(\frac{\Delta\varphi}{2}\right) = \frac{E_{in}}{\sqrt{L_{MZ}}} \cos\left(\frac{\pi}{2V_{\pi}} V_{1(dc)}(t)\right) \quad (17)$$

La función de transferencia definida por la ecuación 16 también se puede expresar en términos del coeficiente de acoplo de la propagación del campo en ambas ramas del interferómetro como se muestra en la ecuación 18 (VPI Transmission Maker, 2014).

$$E_{out}(t) = \left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right) \cdot E_{in}(t) \frac{[A_1 e^{(j\Delta\varphi_1)} + A_2 e^{(j\Delta\varphi_2)}]}{\alpha} \quad (18)$$

Donde α es la atenuación de la señal a su paso por el dispositivo y A_1 y A_2 representan los coeficientes de acoplo de las ramas superior e inferior respectivamente, en el modelo del modulador de control doble mostrado en la figura 7. Estos coeficientes se pueden expresar en la ecuación 19 y 20.

$$A_1 = a = \sqrt{0.5 + \varepsilon} \quad (19)$$

$$A_2 = \sqrt{1 - a^2} \quad (20)$$

El término α representa la diferencia entre los coeficientes de acoplo de propagación de energía de la rama superior e inferior. Para un modulador MZ ideal, $\varepsilon=0$, lo cual indica que la potencia es dividida en partes iguales en las dos ramas. Esta característica haría que la estructura del MZ genere una relación de extinción tendiendo a infinito sobre los datos modulados. Sin embargo, en un MZ real, es muy difícil obtener un acoplo perfecto debido a la tolerancia en la fabricación. Esto significa que el dispositivo generará una relación de extinción máxima de valor finito. Para un modulador MZ LiNbO3 típico de alta velocidad, la relación de extinción es normalmente de 30 a 40 dB.

Del mismo modo, a partir del campo eléctrico a la salida, se puede calcular la potencia óptica mediante la ecuación 21, según Agrawal (2002).

$$P_{opt} = \frac{1}{2} E_{opt} \cdot E_{opt}^* \quad (21)$$

De tal forma que, sustituyendo la ecuación 11, 16 o 18 por la 21, se obtiene la potencia óptica a la salida del dispositivo para el caso general del modulador MZ con control doble mediante la ecuación 22.

$$P_{opt} = \frac{P_{in}}{2L_{MZ}} [1 + \cos(\Delta\varphi_1 - \Delta\varphi_2)] \quad (22)$$

El término $2L_{MZ}$ representa las pérdidas de inserción del modulador o pérdidas de potencia óptica de la señal que pasa por el modulador.

Cuando el modulador está polarizado en la región lineal, es decir, cuando la tensión de polarización (V_{pol}) tiene un valor medio igual a $V_\pi/2$ (figura 5), se dice que el modu-

lador está operando en el punto de cuadratura. A continuación, se realiza el análisis para un modulador que está operando en el punto de cuadratura y la señal moduladora corresponde a un tono de RF , por tanto, se da la ecuación 23.

$$V(t) = V_{pol} + v_{RF}(t)$$

$$V(t) = \frac{V_{\pi}}{2} + V_{RF} \cos(\omega_{RF}t + \varphi_{RF}) \quad (23)$$

Entonces, el campo eléctrico a la salida del modulador es dada por la ecuación 24.

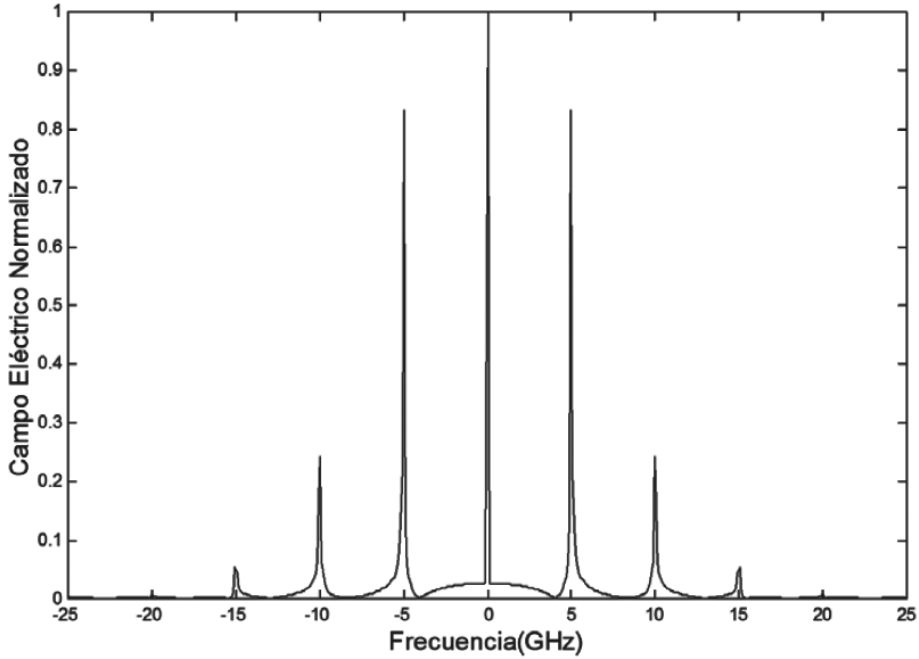
$$\begin{aligned} E_{out} &= \frac{E_{in}}{\sqrt{L_{MZ}}} \cos\left(\frac{\Delta\varphi}{2}\right) = \\ &= \frac{E_{in}}{\sqrt{L_{MZ}}} \cos\left(\frac{\pi}{2V_{\pi}} \frac{V_{\pi}}{2} + \frac{\pi}{2V_{\pi}(f_{RF})} V_{RF} \cos(\omega_{RF}t + \varphi_{RF})\right) = \\ &= \frac{E_{in}}{\sqrt{L_{MZ}}} \left[\cos\left(\frac{\pi}{4}\right) \cos\left(\frac{\pi}{2V_{\pi}(f_{RF})} V_{RF} \cos(\omega_{RF}t + \varphi_{RF})\right) - \right. \\ &\quad \left. - \sin\left(\frac{\pi}{4}\right) \sin\left(\frac{\pi}{2V_{\pi}(f_{RF})} V_{RF} \cos(\omega_{RF}t + \varphi_{RF})\right) \right] = \\ &= \frac{E_{in}}{\sqrt{2L_{MZ}}} \left[\cos\left(\frac{\pi}{2V_{\pi}(f_{RF})} V_{RF} \cos(\omega_{RF}t + \varphi_{RF})\right) - \sin\left(\frac{\pi}{2V_{\pi}(f_{RF})} V_{RF} \cos(\omega_{RF}t + \varphi_{RF})\right) \right] \end{aligned} \quad (24)$$

La ecuación 24 se puede realizar empleando desarrollos de funciones trigonométricas en series de funciones de Bessel a fin de identificar la magnitud de las componentes espectrales. De esta forma, se obtiene una expresión final de campo eléctrico, como lo muestra la ecuación 25.

$$\begin{aligned} E_{out} &= \frac{E_{in}}{\sqrt{2L_{MZ}}} \left[J_0\left(\frac{\pi V_{RF}}{2V_{\pi}(f_{RF})}\right) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_{2k}\left(\frac{\pi V_{RF}}{2V_{\pi}(f_{RF})}\right) \cos(2k(\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) + \right. \\ &\quad \left. - 2 \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k J_{2k+1}\left(\frac{\pi V_{RF}}{2V_{\pi}(f_{RF})}\right) \cos((2k+1)(\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) \right] \end{aligned} \quad (25)$$

Esta solución se representa en la figura 8 en donde se muestra el espectro de campo eléctrico normalizado de salida, para una señal moduladora de $f_{RF}=5$ GHz. Nótese los armónicos que aparecen en las frecuencias múltiplos de f_{RF} .

Figura 8. Espectro de campo eléctrico de salida normalizada.



Modelos de generación de señales para sistemas convergentes

En esta sección se describen y se modelan dos esquemas de generación de señal para sistemas convergentes usando técnicas de la fotónica de microondas. El espectro de señal generada corresponde a una señal multiplexada en subportadora que transporta la señal combinada de banda base y radiofrecuencia tal y como se describió en el capítulo introductorio de este libro. En particular, se presentan las técnicas denominadas *combinación directa en radiofrecuencia en doble banda lateral* y *modulación diferencial*.

El estudio de las técnicas presentadas está sustentado en el análisis del comportamiento y dependencia mutua de los índices de modulación de las señales involucradas y su impacto en la calidad de estas. El índice de modulación se define a través de la relación entre el voltaje de la señal moduladora pico a pico y el voltaje de polarización del modulador como se muestra en la ecuación 26.

$$IM = \frac{V_{señal_pp}}{V_{\pi}} \quad (26)$$

Del mismo modo, para el análisis de las técnicas, se tiene en cuenta que unas pérdidas de inserción de un dispositivo modulador tipo MZ es de 6 dB. Por lo tanto, la atenuación α en la ecuación 18 vendría dada por:

$$\alpha = 10^{\frac{\text{Pérdidas-inserción(dB)}}{20}} = 10^{\frac{6}{20}} \approx 2$$

Y asumiendo un coeficiente de acoplo $A_1=A_2=0,5$, la ecuación 18 se reduce a lo dado por la ecuación 27.

$$E_{out}(t) = \left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right) \cdot E_{in}(t) \frac{\left[\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right) \cdot \exp(j\Delta\phi_1) + \left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right) \cdot \exp(\pm j\Delta\phi_2)\right]}{2}$$

$$E_{out}(t) = \left(\frac{1}{4}\right) E_{in}(t) [\exp(j\Delta\phi_1) + \exp(\pm j\Delta\phi_2)] \quad (27)$$

La ecuación 27 se tomará como referencia para la descripción de las técnicas de generación de señales para la transmisión de paquetes multiplexados en subportadora. Por otro lado, la expresión de una señal compuesta de banda base y radiofrecuencia está dada por la ecuación 28.

$$V_{(RF)}(t) = v(t) = c(t) + e(t) \cdot \cos(\omega_e t + \alpha_e) = c(t) + em(t) \quad (28)$$

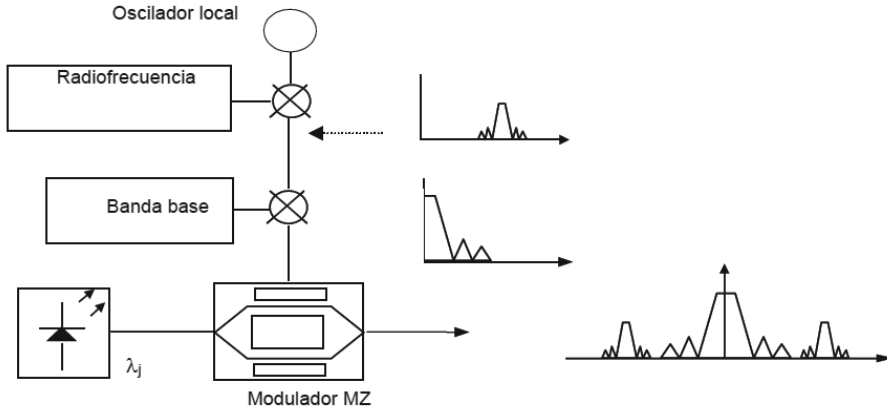
Donde $c(t)$ es la señal de carga en banda base con una velocidad binaria dada y $e(t)$ es la señal de radiofrecuencia antes de modular la subportadora de frecuencia ($\omega_e=2\pi f_e$), más una constante de fase α_e . Es decir, la señal de radiofrecuencia se define mediante una función de tipo $\cos(\omega_e t + \alpha_e)$, la cual se generalizará en una función representada por $em(t)$.

Combinación directa en radiofrecuencia

La combinación directa de la señal de radiofrecuencia y banda base es el método más directo para la generación de señales en un sistema de radio sobre fibra. De forma directa, las señales de banda base y radiofrecuencia se mezclan y se modulan con un tono de RF; posteriormente, la señal combinada se convierte al dominio

óptico mediante un modulador MZ de control sencillo, de acuerdo con Lee, Yoo, Tsui y Fong (2001) y Yoo *et al.* (2002). El esquema del generador se muestra en la figura 9. Como se puede apreciar, las características inherentes de este esquema de generación requiere el uso de dispositivos de RF necesarios para combinar la señal de radiofrecuencia situada en el rango de microondas y la banda base con la menor distorsión posible.

Figura 9. Generación de señales mediante combinación directa en el dominio RF utilizando un modulador electro-óptico Single Drive.



A partir de la expresión de campo eléctrico a la salida del modulador de la ecuación 27, se obtiene la ecuación 29.

$$E_{out}(t) = \left(\frac{1}{4}\right) 2E_{in}(t) \exp\left(j \frac{\Delta\varphi_1 - \Delta\varphi_2}{2}\right) \cos\left(\frac{\Delta\varphi_1 - \Delta\varphi_2}{2}\right) \quad (29)$$

Usando la ecuación 14 y asumiendo unos valores estándar para V_{RF} y V_{π} de $V_{2(RF)}=0$, $V_{\pi(RF)}=5$, $V_{\pi(DC)}=5$ y $V_{1(DC)}=V_{2(DC)}=3,75$, se obtiene la ecuación 30 y 31.

$$\Delta\varphi_1 = \frac{\pi}{V_{\pi(RF)}} V_{1(RF)}(t) + \frac{\pi}{V_{\pi(DC)}} V_{1(DC)} = \frac{\pi V_{1(RF)}}{5} + \frac{3,75\pi}{5} =$$

$$\Delta\varphi_1 = \frac{\pi}{5} c(t) + em(t) + 3,75 \quad (30)$$

$$\Delta\varphi_2 = \frac{\pi}{V_{\pi(RF)}} V_{2(RF)}(t) + \frac{\pi}{V_{\pi(dc)}} V_{2(dc)} = \frac{3,75\pi}{5} \quad (31)$$

Sustituyendo en la ecuación 29 de campo eléctrico a la salida, se obtiene la ecuación 32.

$$\Delta\varphi_2 = \frac{\pi}{V_{\pi(RF)}} V_{2(RF)}(t) + \frac{\pi}{V_{\pi(dc)}} V_{2(dc)} = \frac{3,75\pi}{5} \quad (32)$$

En donde la potencia óptica a la salida del transmisor está dada por lo dado en la ecuación 33.

$$\begin{aligned} P_{out}(t) &= \frac{1}{2} E_{out}(t) \cdot E_{out}^*(t) = \frac{P_m}{8} (1 + \cos(\Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2)) = \\ &= \frac{P_m}{8} \left(1 + \cos\left(\frac{\pi}{5}(c(t) + em(t) + 3.75) + \frac{\pi}{5}3.75\right) \right) = \\ &= \frac{P_m}{8} \left(1 + \cos\left(\frac{\pi}{5}(c(t) + em(t))\right) \cdot \cos\left(\frac{3\pi}{2}\right) - \sin\left(\frac{\pi}{5}(c(t) + em(t))\right) \cdot \sin\left(\frac{3\pi}{2}\right) \right) = \\ P_{out}(t) &= \frac{P_m}{8} \left(1 + \sin\left(\frac{\pi}{5}(c(t) + em(t))\right) \right) = \frac{P_m}{8} \left(1 + \sin\left(\frac{\pi}{5}(c(t) + e(t) \cdot \cos(\omega_e t + \alpha_e))\right) \right) \end{aligned} \quad (33)$$

La expresión para la potencia óptica también se puede expresar como lo muestra la ecuación 34.

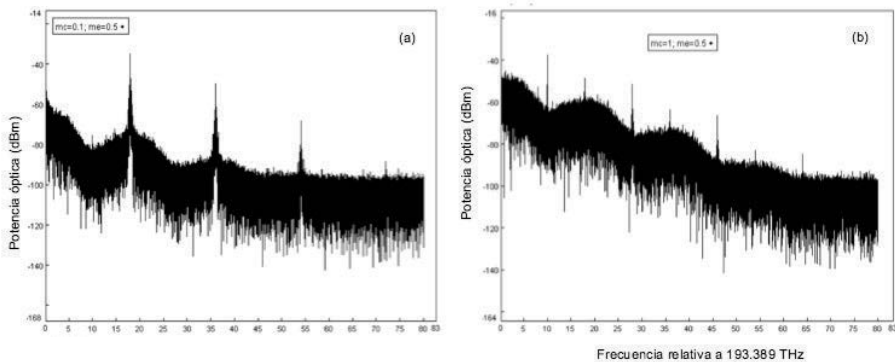
$$\begin{aligned} P_{out}(t) &= \frac{P_m}{8} \left(1 + \sin\left(\frac{\pi}{5}(c(t) + e(t) \cdot \cos(\omega_e t + \alpha_e))\right) \right) = \\ &= \frac{P_m}{8} \left(1 + \sin\left(\frac{\pi}{5}c(t)\right) \cdot \cos(e(t) \cdot \cos(\omega_e t + \alpha_e)) + \cos\left(\frac{\pi}{5}c(t)\right) \cdot \sin(e(t) \cdot \cos(\omega_e t + \alpha_e)) \right) \end{aligned} \quad (34)$$

Finalmente, representando esta función en series de funciones de Bessel, se puede identificar la magnitud de las componentes espectrales. Para tal fin, se ha asumido $\alpha_e=0$ a fin de simplificar la ecuación 35.

$$\begin{aligned}
 P_{out}(t) &= \frac{P_n}{8} \left[1 + \sin\left(\frac{\pi}{5}c(t)\right) \cdot \left[J_0\left(\frac{\pi}{5}e(t)\right) + 2\sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_{2k}\left(\frac{\pi}{5}e(t)\right) \cos(2k\omega_e t) \right] + \right. \\
 &+ \cos\left(\frac{\pi}{5}c(t)\right) \cdot \left[2\sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k J_{2k+1}\left(\frac{\pi}{5}e(t)\right) \cos((2k+1)\omega_e t) \right] \left. \right] = \\
 &= \frac{P_n}{8} \left[1 + \sin\left(\frac{\pi}{5}c(t)\right) \cdot \left[J_0\left(\frac{\pi}{5}e(t)\right) - 2J_2\left(\frac{\pi}{5}e(t)\right) \cos(2\omega_e t) + 2J_4\left(\frac{\pi}{5}e(t)\right) \cos(4\omega_e t) - \right. \right. \\
 &- 2J_6\left(\frac{\pi}{5}e(t)\right) \cos(6\omega_e t) + \dots \left. \right] + \\
 &+ \cos\left(\frac{\pi}{5}c(t)\right) \cdot \left[2J_1\left(\frac{\pi}{5}e(t)\right) \cos(\omega_e t) - 2J_3\left(\frac{\pi}{5}e(t)\right) \cos(3\omega_e t) + 2J_5\left(\frac{\pi}{5}e(t)\right) \cos(5\omega_e t) - \right. \\
 &- 2J_7\left(\frac{\pi}{5}e(t)\right) \cos(7\omega_e t) + \dots \left. \right] \left. \right] \quad (35)
 \end{aligned}$$

A partir de la ecuación 35, se deduce que la potencia óptica a la salida del modulador MZ tiene componentes frecuenciales en todos los armónicos, pares e impares, de la subportadora de radiofrecuencia $\cos(\omega_e t + \alpha_e)$, tal y como se muestra en la figura 10, la cual representa el espectro óptico obtenido de la combinación directa de banda base y radiofrecuencia en una subportadora de 18 GHz y el efecto que impone la utilización de un valor bajo de índice de modulación de banda base (IMc=0.1), como se muestra en la figura 10(a), y un valor alto del mismo (IMc=0.9), como se ve en la figura 10(b), en donde se puede apreciar cómo, al aumentar el índice de modulación de la señal de banda base, las repeticiones del espectro de dicha señal aumentan y las de radiofrecuencia disminuyen.

Figura 10. Espectro óptico de una señal multiplexada en subportadora para diferentes valores de índice de modulación de banda base (IMc). (a) IMc=0.1. (b) IMc=1.



Con este método de generación, el espectro óptico es de doble banda lateral con frecuencia central en la longitud de onda del láser y con una separación de las bandas laterales equivalente a la frecuencia RF. Esto puede provocar serias limitaciones debido al efecto de desvanecimiento por dispersión si la detección de la señal multiplexada en subportadora se realiza directamente junto con la portadora óptica. Por otro lado, el modulador MZ de control sencillo no permite controlar el *chirp* sobre la modulación de banda base, ocasionando posibles problemas en redes de larga distancia con dispersión acumulada y velocidades binarias de carga superiores a 10 Gb/s si no se realiza regeneración en los nodos de la red. En la figura 10, como los índices de modulación tienen una fuerte dependencia entre sí, esta dependencia afecta a la señal de banda base ya que la corriente fotodetectada es proporcional a la potencia óptica que llega al receptor y, como se puede ver en la ecuación 35, la potencia óptica de salida incluye un término de radiofrecuencia $J_0(e(t) \cdot \pi/5)$.

Este efecto se puede modelar como si la señal de RF se tratara de ruido para la señal de banda base. Por lo tanto, cuanto mayor sea el valor de la señal de RF, más interferencia pasa a la banda base y por eso sufrirá una mayor distorsión. Por otro lado, la calidad de la señal de RF decrece al aumentar el índice de modulación de la banda base ya que la modulación de la subportadora se hace en los extremos de la curva de transferencia del modulador y al aumentar el índice de modulación de la banda base la señal de RF, se acerca cada vez más a los extremos de dicha curva de transferencia donde la respuesta es menos lineal y, por lo tanto, la amplitud de dicha señal disminuye. Las figuras 11 y 12 describen este comportamiento mediante la inspección del diagrama de ojo de la señal de banda base y radio frecuencia respectivamente, bajo la configuración de diferentes índices de modulación. La figura 11 muestra el comportamiento general que representa el factor de calidad Q de la señal de banda base en función de su índice de modulación para diferentes valores del índice de modulación de la señal de RF. De la misma manera, la figura 12 muestra el modelado del factor de calidad de la señal de RF en función de su índice de modulación y del índice de modulación de la señal de banda base. Dicho modelado representa una función monótona decreciente con respecto a IMC y aumenta al incrementarse IME.

Figura 11. Diagramas de ojos de la señal de banda base para varias configuraciones de índice de modulación de radiofrecuencia. (a) IMC: 0.4, IME: 0.1. (b) IMC: 0.4, IME: 0.5. (c) IMC: 0.4, IME: 0.9

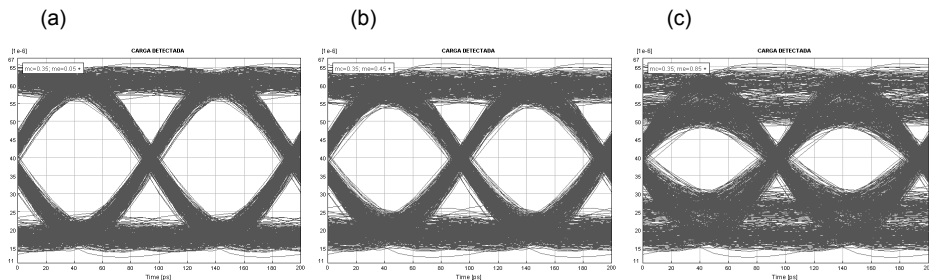


Figura 12. Diagramas de ojos de la señal de radiofrecuencia para varias configuraciones de índice de modulación de banda base. (a) IMC: 0.1, IME: 0.4. (b) IMC: 0.5, IME: 0.4. (c) IMC: 1, IME: 0.4

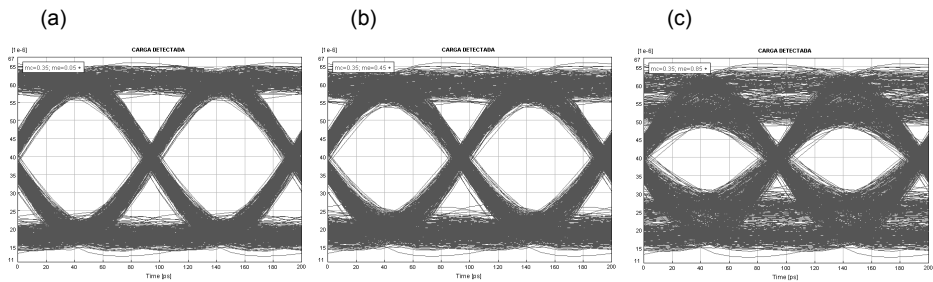


Figura 13. Modelo del comportamiento del factor de calidad de la banda base en función de los índices de modulación de banda base (IMC) y radiofrecuencia (IME).

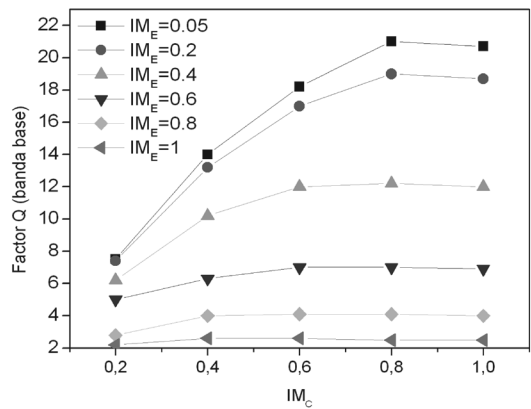
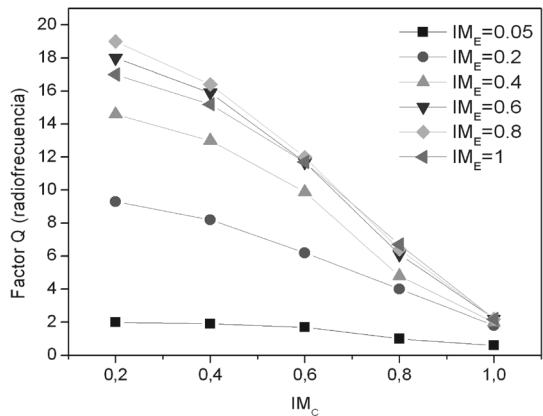


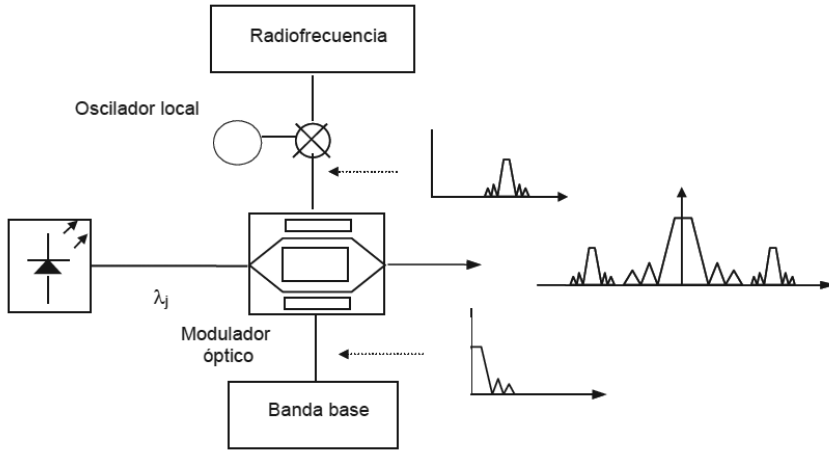
Figura 14. Modelo del comportamiento del factor de calidad de la radiofrecuencia en función de los índices de modulación de banda base (IMC) y radiofrecuencia (IME).



Modulación diferencial

Una alternativa a la combinación directa en RF y posterior aplicación a un modulador óptico MZ es la modulación diferencial. Esta técnica se basa en el uso de un modulador con control doble en el cual cada entrada se utiliza separadamente para alimentar el dispositivo con la señal de banda base y la señal de radiofrecuencia. El esquema del generador se muestra en la figura 15. Como describen Blumenthal *et al.* (2000), este sistema presenta ventajas de simplicidad, robustez y solo utiliza un modulador óptico, lo cual evita la necesidad de utilizar elementos de RF aparte de los mezcladores.

Figura 15. Generación de señales multiplexadas en subportadora mediante modulación diferencial.



El campo a la salida del modulador está definido por la ecuación 36.

$$E_{out}(t) = \left(\frac{1}{4}\right) 2E_{in}(t) \exp\left(j \frac{\Delta\phi_1 - \Delta\phi_2}{2}\right) \cos\left(\frac{\Delta\phi_1 - \Delta\phi_2}{2}\right) \quad (36)$$

Para este sistema, las expresiones de las señales eléctricas suministradas a los puertos del modulador son dadas por la ecuación 37.

$$V_{1(RF)}(t) = e(t) \cos(w_e t + \alpha_e) = em(t)$$

$$V_{2(RF)}(t) = c(t) \quad (37)$$

Usando valores típicos de polarización de modulación, por ejemplo: $V\pi(\text{RF})=5$, $V\pi(\text{DC})=5$ y $V1(\text{DC})=V2(\text{DC})=3.75$, en la ecuación 14, se obtiene la ecuación 38.

$$E_{out}(t) = \frac{1}{2} E_{in}(t) \cdot \exp\left(\frac{j}{2} \left[\frac{\pi}{5} (em(t) - c(t)) \right]\right) \cdot \cos\left(\frac{1}{2} \left[\frac{\pi}{5} (em(t) + c(t)) + \frac{3\pi}{2} \right]\right) \quad (38)$$

Siendo la potencia óptica como se muestra en la ecuación 39:

$$\begin{aligned} P_{out}(t) &= \frac{P_{in}}{8} \left[1 + \sin\left(\frac{\pi}{5} (em(t) + c(t))\right) \right] = \frac{P_{in}}{8} \left(1 + \sin\left(\frac{\pi}{5} (c(t) + e(t) \cdot \cos(\omega_e t + \alpha_e))\right) \right) = \\ &= \frac{P_{in}}{8} \left(1 + \sin\left(\frac{\pi}{5} c(t)\right) \cdot \cos(e(t) \cdot \cos(\omega_e t + \alpha_e)) + \cos\left(\frac{\pi}{5} c(t)\right) \cdot \sin(e(t) \cdot \cos(\omega_e t + \alpha_e)) \right) \end{aligned} \quad (39)$$

Al desarrollar esta última función en series de funciones de Bessel, se pueden identificar la magnitud de las componentes espectrales de la manera como se muestra en la ecuación 40.

$$\begin{aligned} P_{out}(t) &= \frac{P_{in}}{8} \left[1 + \sin\left(\frac{\pi}{5} c(t)\right) \cdot \left[J_0\left(\frac{\pi}{5} e(t)\right) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_{2k}\left(\frac{\pi}{5} e(t)\right) \cos(2k\omega_e t) \right] + \right. \\ &+ \cos\left(\frac{\pi}{5} c(t)\right) \cdot \left[2 \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k J_{2k+1}\left(\frac{\pi}{5} e(t)\right) \cos((2k+1)\omega_e t) \right] \Bigg] = \\ &= \frac{P_{in}}{8} \left[1 + \sin\left(\frac{\pi}{5} c(t)\right) \cdot \left[J_0\left(\frac{\pi}{5} e(t)\right) - 2J_2\left(\frac{\pi}{5} e(t)\right) \cos(2\omega_e t) + 2J_4\left(\frac{\pi}{5} e(t)\right) \cos(4\omega_e t) - \right. \right. \\ &- 2J_6\left(\frac{\pi}{5} e(t)\right) \cos(6\omega_e t) + \dots \Bigg] + \\ &+ \cos\left(\frac{\pi}{5} c(t)\right) \cdot \left[2J_1\left(\frac{\pi}{5} e(t)\right) \cos(\omega_e t) - 2J_3\left(\frac{\pi}{5} e(t)\right) \cos(3\omega_e t) + 2J_5\left(\frac{\pi}{5} e(t)\right) \cos(5\omega_e t) - \right. \\ &- 2J_7\left(\frac{\pi}{5} e(t)\right) \cos(7\omega_e t) + \dots \Bigg] \Bigg] \end{aligned} \quad (40)$$

Como sucedió en el sistema anterior, la potencia óptica a la salida del modulador MZ tiene componentes frecuenciales en todos los armónicos pares e impares de la subportadora $\cos(\omega_c t + \alpha_c)$. Sin embargo, esta técnica presenta algunas de las limitaciones de la combinación directa en RF tales como el control limitado del *chirp* en las señales moduladas, la codificación de la señal de RF que resulta en una modulación de doble banda lateral con las consideraciones de desvanecimiento por dispersión aplicables al esquema descrito previamente y, finalmente, la falta de control independiente de los índices de modulación de la señal de banda base y radiofrecuencia.

La figura 16 muestra la representación espectral de la señal generada en donde se aprecia la característica de modulación en doble banda lateral. Se puede ver que, como ocurría en los sistemas anteriores, el factor de calidad y la amplitud de la señal tienen relación directa. Ambos parámetros crecen con el índice de modulación de banda base y decrecen con el de la señal de radiofrecuencia. A mayor amplitud de la señal de banda base en el transmisor, el ojo de la señal recibida es más limpio. En consecuencia, el factor de calidad Q de dicha señal aumenta. Sin embargo, al incrementar el valor del índice de modulación de la señal de radiofrecuencia, disminuye la calidad de la banda base. Este comportamiento se debe al fenómeno presentado en el sistema anterior, el cual está provocado por la distorsión que la señal de radiofrecuencia impone sobre la banda base, puesto que en el fotodiodo aparece en banda base un término de señal de RF y, como es de esperar, a mayor señal de RF, mayor será la degradación en la banda base.

En las figuras 17 y 18, se muestra la calidad de las señales de banda base y radiofrecuencia, respectivamente, y en las figuras 19 y 20, se presenta el modelo de comportamiento de calidad de señal de ambas señales, respectivamente, en función de sus índices de modulación.

Figura 16. Espectro de señal multiplexada en subportadora en doble banda lateral.

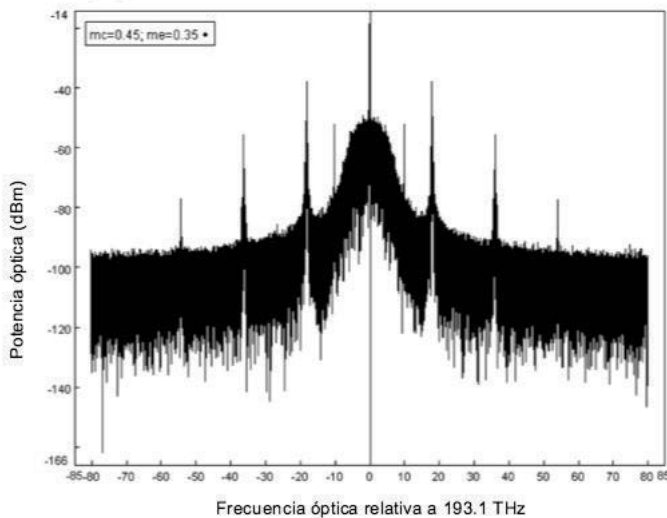


Figura 17. Diagramas de ojos de la señal de banda base para varias configuraciones de índice de modulación de radiofrecuencia. (a) IMC: 0,4, IME: 0,1. (b) IMC: 0,4, IME: 0,5. (c) IMC: 0,4, IME: 0,9.

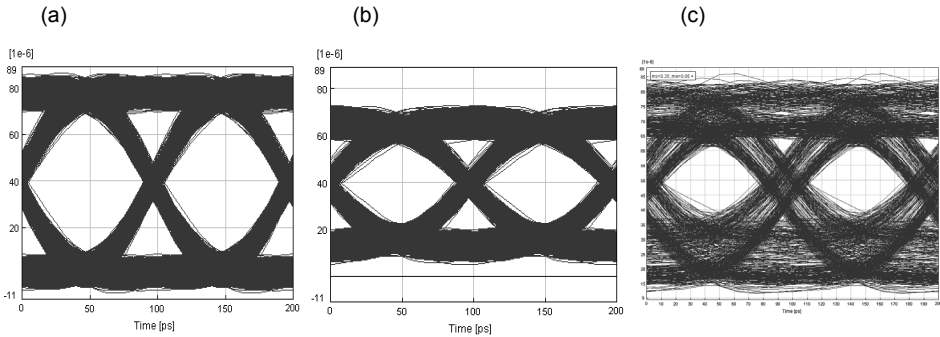


Figura 18. Diagramas de ojos de la señal de radiofrecuencia para varias configuraciones de índice de modulación de banda base. (a) IMC: 0,1; IME: 0,4. (b) IMC: 0,5; IME: 0,4. (c) IMC: 1; IME: 0,4.

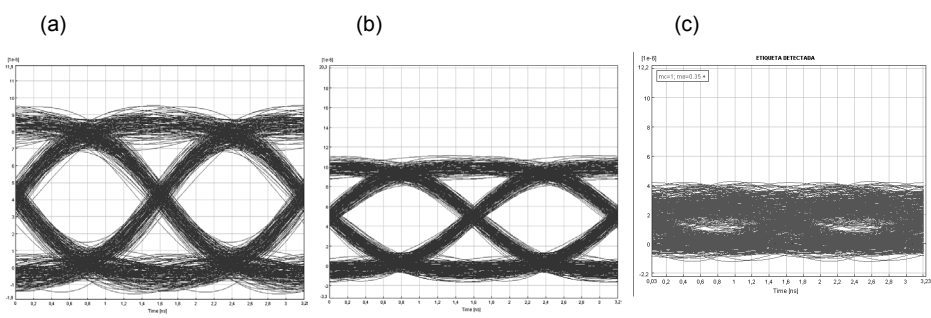


Figura 19. Modelo del comportamiento del factor de calidad de la banda base en función de los índices de modulación de banda base (IMC) y radiofrecuencia (IME).

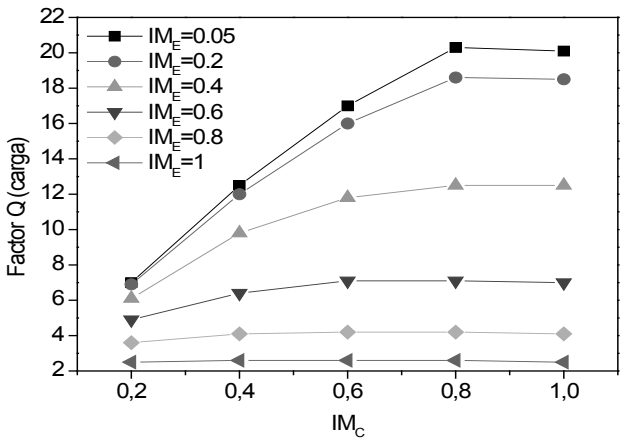
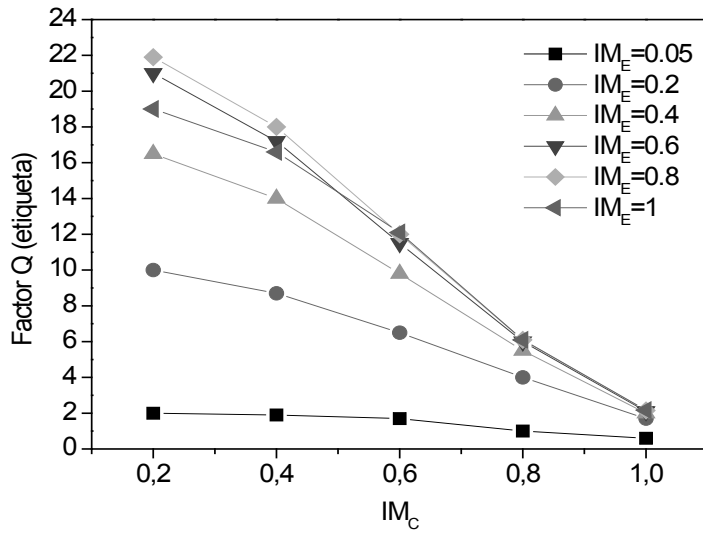


Figura 20. Modelo del comportamiento del factor de calidad de la radiofrecuencia en función de los índices de modulación de banda base (IM_C) y radiofrecuencia (IM_E).



Filtrado de señales en redes de acceso convergentes

En una red de fibra óptica, el filtrado es una operación esencial en la cual se separan diferentes componentes de señal. El filtrado óptico es la base fundamental bajo la cual se sostienen los actuales sistemas de multiplexación por división de longitud de onda (WDM) y permiten que una serie de canales, en primera instancia, se multiplexen y sean transmitidos, compartiendo el mismo hilo de fibra óptica. Del mismo modo, el filtrado óptico es el responsable de la separación de dichos canales en el proceso de recepción. En el contexto de una red de acceso convergente, el filtrado óptico es de vital importancia, ya que permite la separación de las señales de banda base y radiofrecuencia en la recepción. Actualmente, se cuenta con diferentes tecnologías que permiten implementar este tipo de procesamiento de señal. Dentro de las más representativas, se encuentra: las redes de difracción de Bragg (FBG), los anillos resonantes tipo Sagnac y los filtros Fabry-Perot. En este capítulo, se describe cada una de estas técnicas de filtrado y se evalúa su comportamiento en la separación de señales combinadas de banda base y radiofrecuencia en el contexto de una red de acceso óptica convergente.

Detección de señales convergentes

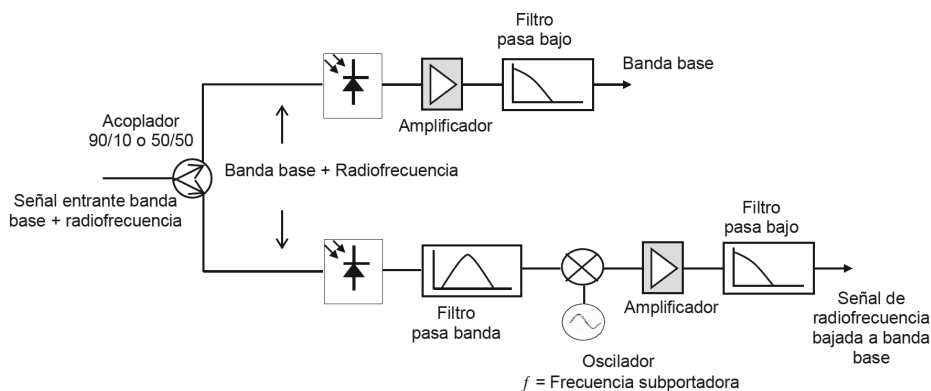
El proceso de detección de señal es una tarea esencial en la implementación de redes convergentes basadas en el paradigma de sistemas de radio sobre fibra (RoF). Su principal función consiste en extraer de la señal compuesta, de la señal de banda base y de la señal de radiofrecuencia, la información de cada una de ellas para ser enviada a los sistemas posteriores de procesamiento, tanto en la parte de la ONU, como en la parte del OLT. Existen dos técnicas principales para separar señales compuestas de banda base y radiofrecuencia; una de ellas es la extracción basada en detección directa y la otra se denomina de filtrado óptico.

En la técnica de separación por detección directa, una fracción de la señal entrante a la ONU o a la OLT se interviene mediante un acoplador direccional para dividirla en dos ramas diferentes: una para detectar la banda base y la otra para detectar la señal de radiofrecuencia. Con el acoplador direccional, se extrae alrededor del 50% de la señal de entrada, aunque se han demostrado sistemas con una extracción del 10% para detectar la señal de radiofrecuencia (Carena, Vaughn, Gaudino, Shell y Blumenthal, 1998). En ambos casos, esta fracción de señal transporta una señal combinada de tipo

convergente, por lo tanto, en la rama de detección de la señal de RF ha de suprimirse electrónicamente la señal de banda base; mediante un filtro, pasa banda centrado en la frecuencia de la subportadora, obteniendo de esta forma solo a la subportadora RF. Posteriormente, la señal filtrada se puede aplicar a un diodo Schottky para detectar su envolvente o se puede mezclar con un tono a la frecuencia de la subportadora. Cualquiera de estas dos técnicas permite bajar la señal de radiofrecuencia a su banda base. No obstante, la utilización del diodo limita el sistema a la utilización de bajas frecuencias de subportadora; en este contexto, la utilización de osciladores y mezcladores construidos con tecnología de integración monolítica permite escalar a frecuencias mayores de 15 GHz y tasas de transmisión mayores de 10 Gb/s (Blumenthal, Laskar, Gaudino, Han, Shell y Vaughn, 1997).

El proceso de detección se completa mediante la amplificación eléctrica y un filtrado paso bajo de la señal resultante para eliminar potencia de ruido. La señal presente en la otra rama igualmente transporta ambas señales. En este caso, la señal de radiofrecuencia se puede suprimir eléctricamente mediante detección óptica de la señal entrante y posterior filtrado paso bajo. En la figura 21, se muestra el esquema funcional de detección directa de señales convergentes utilizando un mezclador y oscilador local.

Figura 21. Esquema de detección de señales convergentes usando detección directa.



En general, las desventajas de la técnica de detección directa están relacionadas con la penalización en potencia producida por la extracción de una parte de la señal óptica de entrada a fin de detectar la señal de radiofrecuencia y la escasa flexibilidad del sistema, ya que cualquier cambio en el valor de frecuencia de la subportadora requiere un nuevo diseño de los circuitos de extracción de la señal de radiofrecuencia. Aún más importante, es el efecto de supresión de portadora debido a la transmisión de la información modulada en doble banda lateral, tal y como se describió en el capítulo anterior, a través de un medio dispersivo y con posterior detección en un fotodiodo. A continuación, mediante un modelo de pequeña señal, se analiza de forma analítica la interacción de los componentes de una señal compuesta de banda base y radiofrecuencia en el proceso de detección. La intensidad de una señal compuesta es expresada por la ecuación 41.

$$I(t) = I_0 [C(t) + mE(t)\cos(\omega_s t)] \quad (41)$$

Donde $C(t)$ y $E(t)$ son la amplitud de la señal de banda base y radiofrecuencia respectivamente, m es el índice de modulación de la señal de radiofrecuencia y ω_s es la frecuencia angular de la subportadora. El modelo de pequeña señal asume que no hay modulación en la portadora óptica ni en las subportadoras de radiofrecuencia y que la amplitud de las subportadoras es menor que la amplitud de la portadora óptica. De esta forma, la ecuación 41 se reduce a la ecuación 42, según Devaux, Sorel y Kerdiles (1993).

$$I = I_0 (1 + m \cos(\omega_s t)) \quad (42)$$

Donde I_0 representa la amplitud de la señal en banda base e $I_0 m$ representa la amplitud de la señal de radiofrecuencia. De esta forma, el campo eléctrico de la señal SCM transmitida es una función periódica en tiempo y se puede descomponer en series de Fourier, como se muestra en las ecuaciones 43 y 44.

$$E = \exp(j\omega_0 t) \sum_k A_k \exp(jk\omega_s t) \quad (43)$$

$$E = \sqrt{I_0} \left[1 + \frac{1+j\alpha}{4} m \exp(j\omega_s t) + \frac{1+j\alpha}{4} m \exp(-j\omega_s t) + \right. \\ \left. j \frac{\alpha}{16} m^2 \exp(j2\omega_s t) + j \frac{\alpha}{16} m^2 \exp(-j2\omega_s t) + \dots \right] \quad (44)$$

Donde ω_0 es la frecuencia de la portadora óptica, ω_s es la frecuencia angular de la subportadora o señal de radiofrecuencia, m es el índice de modulación de la señal de radiofrecuencia y α es el parámetro de *chirp* de la fuente láser. La ecuación 44 define las tres principales componentes en donde está distribuida la potencia de la señal limitada a la primera potencia de m cuando $m < 1$ (Devaux, Sorel y Kerdiles, 1993). En particular, los componentes son los que aparecen en la ecuación 45.

$$\begin{aligned}
A_{+1} &= \sqrt{I_0} m \frac{1+j\alpha}{4} \\
A_0 &= \sqrt{I_0} \\
A_{-1} &= \sqrt{I_0} m \frac{1+j\alpha}{4}
\end{aligned} \tag{45}$$

De la ecuación 45, se puede recuperar I_0 de A_0 e $I_0 m$ de A_{+1} y A_{-1} . Por tanto, A_0 representa la información de la señal de banda base y A_{+1} y A_{-1} representa la información de la señal de radiofrecuencia. Durante la propagación en un medio dispersivo como lo es la fibra óptica, estos tres componentes tienen ligeras diferencias de velocidad de fase y, por lo tanto, adquieren diferentes desplazamientos de fase (ϕ_k) en el receptor. De esta forma, el campo eléctrico de la señal después de propagarse a través de un medio dispersivo es como muestran las ecuaciones 46 y 47.

$$E = \exp(j\omega_0 t) \sum_{k=-1}^1 A_k \exp(j(k\omega_s t + \phi_k)) \tag{46}$$

$$E = \exp(j\omega_0 t) [A_{-1} \exp(j(-\omega_s t + \phi_{-1})) + A_0 \exp(j\phi_0) + A_{+1} \exp(j(\omega_s t + \phi_{+1}))] \tag{47}$$

La ecuación 47 define las componentes de la señal convergente transportada, correspondientes a una portadora óptica y dos bandas laterales con diferente fase. En detección directa, estas componentes interactúan entre sí para recuperar las subportadoras. Sin embargo, debido a la dispersión cromática, las dos componentes tienen fases distintas a lo largo de la distancia de transmisión, por lo tanto, el batido entre la portadora óptica y las bandas laterales genera una cancelación de la señal de radiofrecuencia cuando existe una diferencia de fase de π entre las dos bandas laterales. De esta forma, la potencia total de las dos componentes de subportadora fluctúa de acuerdo con la distancia de transmisión, generando el efecto de supresión de portadora que limita la transparencia del sistema. En relación con las pérdidas de la fibra óptica, estas solamente contribuyen con un factor constante en la respuesta en frecuencia.

Por otro lado, usando la técnica de filtrado óptico, la señal de radiofrecuencia se separa de la señal de banda base en el dominio óptico, lo cual trae consigo varias ventajas, tales como:

- El receptor óptico para la señal de radiofrecuencia es simple, ya que no es necesario ningún procesamiento adicional debido a que dicha señal se recupera directamente en banda base una vez pasa por el detector óptico; además, el ancho de banda del receptor solo debe ser compatible con la tasa de bits de la señal de radiofrecuencia.
- Si la portadora óptica se elimina completamente desde el bloque de filtrado, no habrá efectos de supresión de portadora y el sistema, por lo tanto, es tolerante a fallos; de este modo, no hay desvanecimientos de subportadora provocados por la dispersión cromática.
- Si las pérdidas de inserción del filtro son suficientemente bajas, la recuperación de la señal de banda base y radiofrecuencia se implementa con bajas penalizaciones de potencia, a comparación de la técnica de detección directa descrita en el apartado anterior.
- El filtrado óptico permite reducir de forma considerable los efectos de diafonía entre las señales transportadas en una red convergente.

De forma general, el campo eléctrico de la señal óptica después del filtrado óptico se da como en la ecuación 48.

$$E = \exp(j\omega_0 t) [A_{-1} \exp(j(-\omega_s t + \phi_{-1})) + A_{+1} \exp(j(\omega_s t + \phi_{+1}))] \quad (48)$$

Nótese que, a diferencia de la ecuación 47, en este caso, no se tiene la componente de señal correspondiente a la banda base, por lo tanto, la corriente a la salida del fotodetector es como lo muestra la ecuación 49.

$$i = \frac{1}{2} \rho \{ A_{-1}^2 + A_{+1}^2 + A_{-1} A_{+1}^* \exp(j(-2\omega_s t + \phi_{-1} - \phi_{+1})) + A_{+1} A_{-1}^* \exp(j(2\omega_s t + \phi_{+1} - \phi_{-1})) \}$$

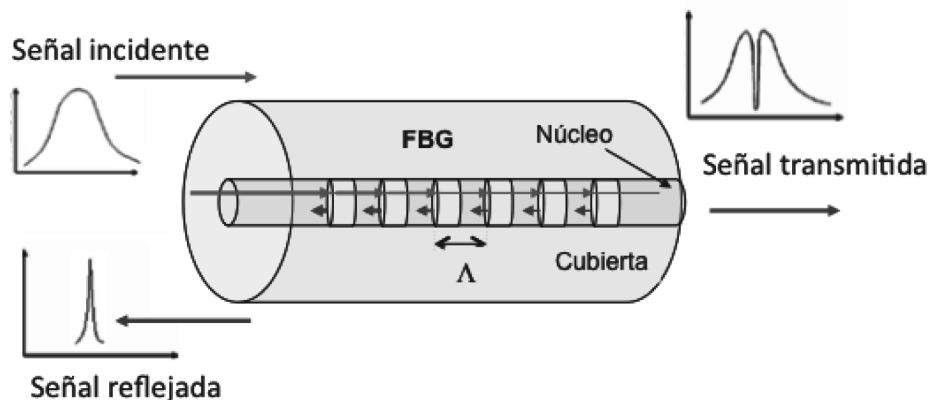
$$i = \frac{1}{2} \rho \{ A_{-1}^2 + A_{+1}^2 + 2\Re(A_{-1} A_{+1}^*) \cos(2\omega_s t + \phi_{+1} - \phi_{-1}) \} \quad (49)$$

Finalmente, la señal recibida contiene únicamente la información de la señal de radiofrecuencia y los términos de supresión RF desaparecen. Solo se requiere un filtro paso bajo para eliminar las componentes $2\omega_s$. Para separar señales convergentes, se pueden diseñar varias configuraciones que hacen uso de dispositivos ópticos, tales como redes de difracción, filtros Fabry-Perot e interferómetros Sagnac. En los siguientes apartados, se describirá cada una de estas configuraciones.

Filtrado óptico usando redes de difracción

Las redes de período corto o de reflexión, mejor conocidas como *redes de Bragg en fibra* (FBG), se definen así por su comportamiento como filtros que reflejan de un haz de luz incidente de gran ancho de banda espectral una porción específica llamada *longitud de onda de Bragg* (λ_B) y transmiten, con un pequeño factor de atenuación, las longitudes de onda restantes, como se observa en la figura 22. Por lo tanto, las características de filtrado de una FBG se caracteriza mediante su respuesta en reflexión y su respuesta en transmisión.

Figura 22. Principio de operación de una red de difracción de Bragg



Las FBG no son de longitud infinita, por lo tanto, comienzan abruptamente y terminan abruptamente. La transformada de Fourier de una función de este tipo rectangular produce inmediatamente la función seno, bien conocido, con su estructura de lóbulo lateral asociado con el espectro de reflexión; la transformación de una función gaussiana, por ejemplo, es también una gaussiana, sin lóbulos laterales. Una red de difracción con un perfil modulado en su índice de refracción disminuye los lóbulos laterales sustancialmente. La supresión de los lóbulos laterales en el espectro de reflexión aumenta gradualmente el coeficiente de acoplamiento con la penetración en la rejilla, así como la disminución gradual en que sale de la rejilla. Este fenómeno se llama *apodización*, según Hill y Meltz (1997).

Hay muchas técnicas que se pueden utilizar para la modulación de amplitud del índice refracción, de manera que se logre el resultado final. Sin embargo, todas ellas

se basan en un solo principio: mantener la suma del cambio de índice efectivo y la amplitud de la modulación del índice de refracción constante a lo largo de la rejilla (Raman, 1999). Algunas de las funciones más utilizadas para la apodización son coseno elevado, gaussiana, tangente hiperbólica, Blackman, seno y Cauchy.

El *chirp* de una FBG define un periodo no uniforme a lo largo de su longitud. El *chirp* en una FBG puede adoptar muchas formas diferentes; puede ser lineal, es decir, el periodo varía linealmente con la longitud de la rejilla; puede ser cuadrático o, incluso, puede tener saltos en el periodo. Una FBG con *chirp* también puede llegar a tener un periodo que varía al azar a lo largo de su longitud, por encima de una tendencia general. Las FBG con *chirp* han encontrado un lugar especial en comunicaciones y redes ópticas como un dispositivo de compensación de dispersión. Esta aplicación también ha provocado la fabricación de FBG ultra largas, FBG de amplio ancho de banda de alta calidad para la transmisión de alta velocidad de bits de más de 40 Gb/s en enlaces de 100 km o más y en la transmisión WDM. Otras aplicaciones incluyen modulada pulsada en láseres (Raman, 1999).

Los modos de transmisión y reflexión de la fibra, definidos mediante las variaciones de sus amplitudes, se pueden definir como se muestra en las ecuaciones 50 y 51.

$$\frac{dR}{dz} = i\hat{\sigma}R(z) + ikS(z) \quad (50)$$

$$\frac{dR}{dz} = -i\hat{\sigma}S(z) - ikR(z) \quad (51)$$

Donde las amplitudes R y S son $R(z) \equiv A(z)\exp(i\delta z - \phi/2)$ y $S(z) \equiv B(z)\exp(-i\delta z - \phi/2)$. En las ecuaciones 50 y 51, k es el coeficiente de acoplamiento “AC” y el coeficiente general de autoacoplamiento “DC”, definido como está dado en la ecuación 52.

$$\sigma = \delta + \sigma - \frac{1}{2} \frac{d\phi}{dz} \quad (52)$$

La derivada del segundo término de la ecuación 43 describe el cambio del *chirp* (δ) de la red, el cual es independiente de z en toda la rejilla, y se define como la ecuación 53.

$$\delta = 2\pi n_{eff} \left(\frac{1}{\lambda} - \frac{1}{\lambda_D} \right) \quad (53)$$

Donde λ_D es la longitud de onda central de diseño del filtro FBG y λ es el espectro de frecuencia en el cual se va a evaluar la respuesta del filtro. El coeficiente de acoplamiento “DC” σ se define como lo dado en la ecuación 54.

$$\sigma(z) = \frac{2\pi}{\lambda_B} v \overline{\delta n_{eff}} * g(z) \quad (54)$$

Donde λ_B es la frecuencia central del filtro, $\overline{\delta n_{eff}}$ es el máximo valor “DC” del cambio de índice efectivo en la fibra, $g(z)$ es la función de apodización del filtro en el caso de filtros FBG uniformes, es decir, sin apodización, $g(z) = 1$ y v es la visibilidad marginal de la fibra (Abdallah, Rachida y Mohamed, 2012).

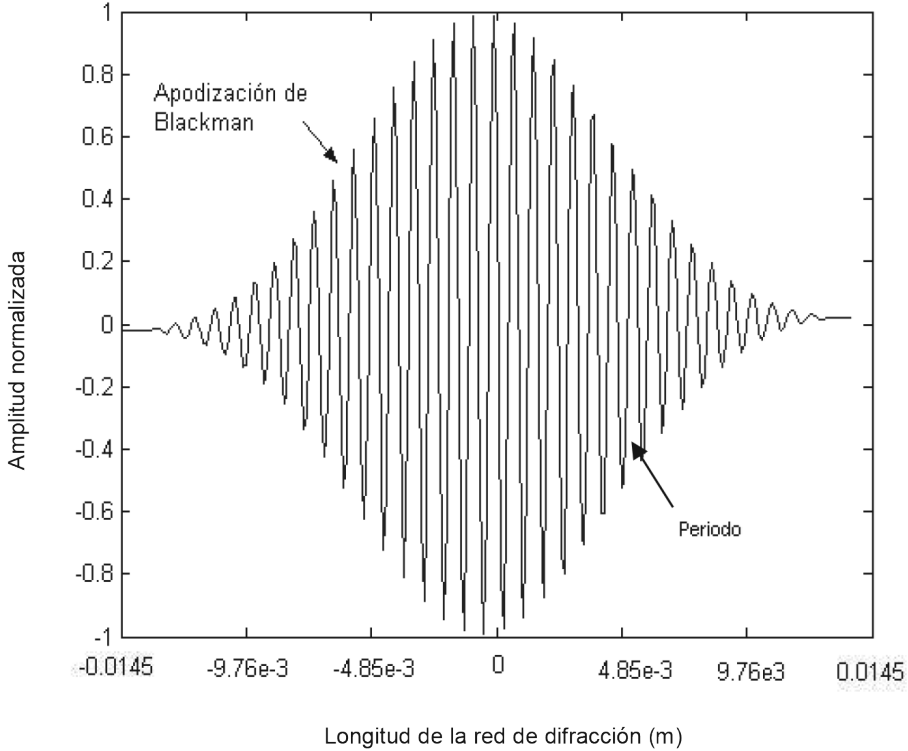
La tabla 1 describe las diferentes funciones para implementar técnicas de apodización en filtros FBG.

Tabla 1. Principales funciones de apodización para redes de difracción de Bragg

Apodización	Función
Sinc	$g(z) = \frac{\sin(\pi z \eta)}{\pi z \eta}$
Coseno	$g(z) = \alpha \left(1 + \cos \left[\frac{\pi \left(z - \frac{L}{2} \right)}{L} \right] \right)$
Gaussiana	$g(z) = \exp \left(\left(\frac{z - \frac{L}{2}}{L} \right)^2 \right)$
Blackman	$g(z) = \frac{1 + [1 + \eta] \cos[2\pi z] + \eta \cos[4\pi z]}{2 [1 + \eta]}$
Tanh	$g(z) = \frac{\tanh \left[\eta \left(1 - 2 \left \frac{z}{L} \right \right) \right]}{\tanh(\eta)}$
Coseno realzado	$g(z) = \frac{1}{2} \left\{ 1 + \cos \left[\frac{\pi}{2} z' \right] \right\}$ $z' = \frac{ z + L \left[\eta - \frac{1}{2} \right]}{\eta}$ $L \frac{1}{2} - \eta \leq z \leq L/2$

La figura 23 representa el perfil de cambio de la intensidad de las perturbaciones periódicas para una FBG con apodización tipo Blackman con $\eta=0,19$.

Figura 23. Estructura y variación longitudinal del índice de refracción de una red de difracción con apodización tipo Blackman.



Finalmente, para completar la descripción del modelo matemático de una FBG, se define el coeficiente de acoplamiento “ AC ” (k) como se ve en la ecuación 55.

$$k(z) = \frac{\pi}{\lambda_B} v \overline{\delta n_{eff}} * g(z) \quad (55)$$

Si se toma el caso específico de una FBG uniforme de longitud L y asumiendo que la onda incidente llega desde $z = -\infty$, es decir, $R(-L/2) = 1$, y suponiendo que no haya una onda reflejada para $z \geq L/2$, es decir, $S(L/2) = 0$, se puede concluir que el coeficiente de reflexión está dado por $\rho = S(-L/2)/R(L/2)$ y la reflectancia de la señal incidente $R = |\rho|^2$ tienen la forma de la ecuación 56 y 57 (Erdogan, 1997).

$$\rho = \frac{-k \sinh(\sqrt{k^2 - \hat{\sigma}^2} L)}{\hat{\sigma} \sinh(\sqrt{k^2 - \hat{\sigma}^2} L) + i \sqrt{k^2 - \hat{\sigma}^2} \cosh(\sqrt{k^2 - \hat{\sigma}^2} L)} \quad (56)$$

$$R = \frac{\sinh^2(\sqrt{k^2 - \hat{\sigma}^2} L)}{\cosh(\sqrt{k^2 - \hat{\sigma}^2} L) - \frac{\hat{\sigma}^2}{k^2}} \quad (57)$$

El parámetro k también se puede hallar con la máxima reflectividad de la fibra $R_{max} = |Er/Ei|^2$, que se alcanza en la frecuencia central (VPI Transmission Maker, 2014); por lo tanto, la ecuación 55 se puede definir como lo muestra la ecuación 58.

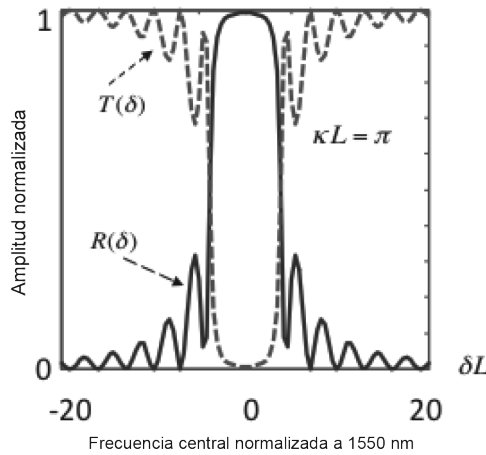
$$k = \frac{\operatorname{arctanh} \sqrt{R_{max}}}{L} \quad (58)$$

El periodo de una FBG es dependiente del índice de refracción efectivo de la rejilla en el núcleo de la fibra n_{eff} y de la frecuencia central de la fibra λ_B , como se observa en la ecuación 59, que verifica dicha condición y se conoce como longitud de onda de Bragg.

$$\lambda_B = 2n_{eff}\Lambda \quad (59)$$

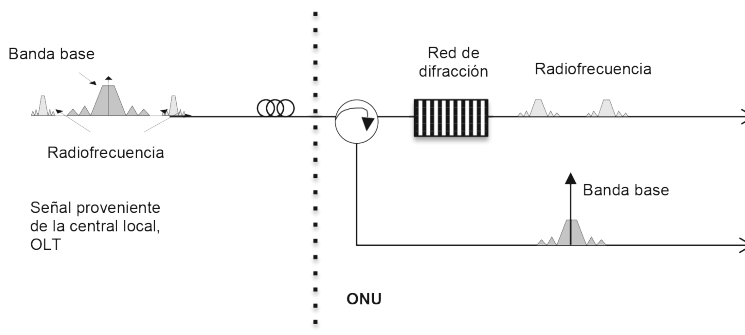
La figura 24 representa la respuesta de transmisión y reflexión de una red de difracción de Bragg apodizada. Nótese en la traza continua la fuerte supresión de los lóbulos laterales y la alta selectividad de filtrado de la FBG en la respuesta de reflexión alrededor de la frecuencia de resonancia del filtro, es decir, la frecuencia de Bragg. Del mismo modo, en la respuesta de transmisión de la FBG mostrada en la traza punteada, se puede observar la fuerte supresión que se impone a una señal alrededor de la longitud de onda de Bragg. Obsérvese cómo la respuesta en reflexión y transmisión de la red de difracción se produce no solo para esta longitud de onda, sino que se extiende en un ancho de banda alrededor de la misma que depende de la amplitud de la perturbación del índice y su longitud.

Figura 24. Respuesta de filtrado en transmisión y reflexión de una red de difracción de Bragg apodizada.



En la configuración mostrada en la figura 25, la separación de la señal de banda base y radiofrecuencia se puede realizar por medio de la combinación de una red de difracción y un circulador óptico. En este contexto, la señal convergente entrante al dispositivo receptor (OLT u ONU) se dirige a la FBG a través del circulador. La FBG cuya frecuencia central corresponde a la frecuencia portadora de la señal entrante refleja dicha señal mientras que las subportadoras que transportan la señal de radiofrecuencia pasan a través de la FBG debido a la respuesta propia del filtro. Es importante resaltar que el valor de la frecuencia de la señal de radiofrecuencia o subportadora impone ciertos requerimientos al ancho de banda de la FBG, ya que entre menor sea dicho valor, menor debe ser el ancho de banda del filtro y, por lo tanto, menor va a ser la característica de rechazo que posea. Ciertas configuraciones de FBG en cascada, como la descrita por Popov, Martínez, Capmany, Pastor, Fonjallaz y Ortega (2005), mejoran el comportamiento del filtrado en términos de la supresión de señal en la respuesta de transmisión.

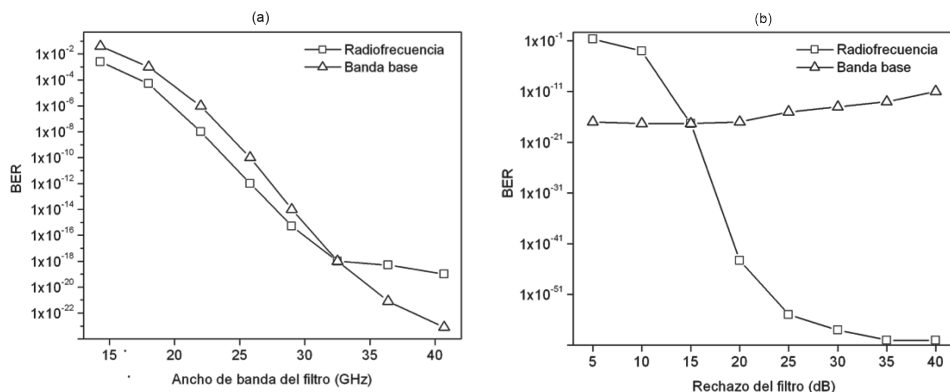
Figura 25. Esquema básico de extracción de señales de radiofrecuencia usando redes de difracción de Bragg.



Teniendo en cuenta que el nivel de potencia de la señal de radiofrecuencia generalmente está unos decibelios por debajo del nivel de potencia de la señal de banda base (entre 5 y 20 dB dependiendo del índice de modulación de radiofrecuencia, como se describió en el capítulo 2), el esquema de filtrado debe garantizar que la banda base residual en el espectro extraído de la señal de radiofrecuencia presente una supresión superior a los 35 dB a fin de obtener un procesamiento libre de errores. Un aspecto clave en esta configuración radica en que la señal de banda base no debe distorsionarse cuando se refleja por la red de difracción; por lo tanto, el filtro debe satisfacer los requerimientos de ancho de banda y rizado de retardo de grupo adecuados a la tasa de transmisión de la señal de banda base (alrededor de 25 ps para 10 Gb/s). Además, para obtener buena eficiencia de potencia, el filtro debe ser lo suficientemente fuerte para reflejar la mayor parte del espectro que contiene la banda base y aún ser más fuerte para suprimir la portadora óptica y obtener una señal de radiofrecuencia limpia.

Lo anterior es de especial interés para sistemas altamente comprimidos, donde la subportadora de radiofrecuencia está muy próxima a la región que transporta la parte más significativa del espectro de la señal de banda base. Con base en el esquema mostrado en la figura 25, se obtienen la figura 26(a), en la que mediante simulación se obtiene el valor de la tasa de error de bit (BER) de las señales recuperadas para diferentes valores de ancho de banda del filtro. Para este sistema, se obtiene una tasa de BER equivalente, tanto para la banda base, como para la señal de radiofrecuencia, transportada en 18GHz, cuando el filtro tiene un ancho de banda de 33 GHz aproximadamente. Este valor de ancho de banda es la anchura total del filtro. El programa usa esta notación debido a que la respuesta del filtro tiende a ser plana cuando el rechazo del filtro se hace más grande. A -3 dB el ancho de banda medido es de 18.3 GHz aproximadamente.

Figura 26. (a) Tasa de error de bit en función del ancho de banda del filtro.
(b) Tasa de error de bit en función del valor de rechazo del filtro.

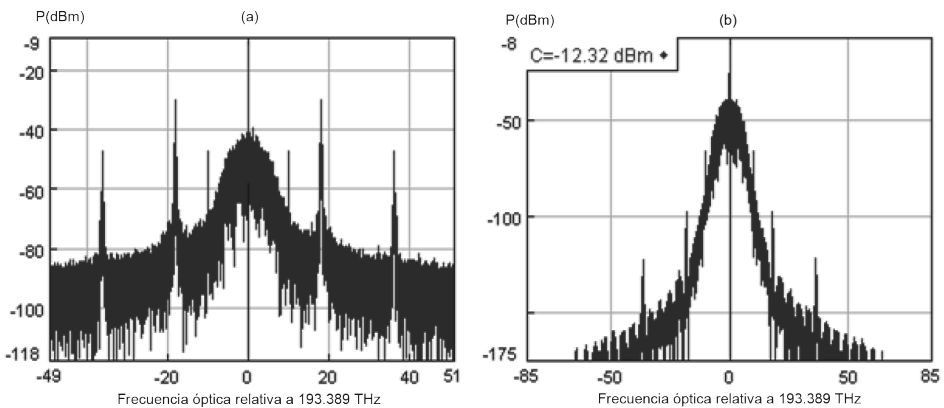


La figura 26(b) compara de igual forma el rechazo del filtro con la tasa ver. Para este sistema, el valor de rechazo para el cual la tasa de bit de error es equivalente a

la señal de banda base y radiofrecuencia corresponde a 15 dB. En la figura 26(b), se puede apreciar el comportamiento casi lineal de la banda base. Esto es debido a que el filtro FBG siempre va a estar reflejando la señal centrada en su longitud de onda de resonancia y poco le afecta la señal de radiofrecuencia salvo cuando el rechazo del filtro se hace lo suficientemente fuerte. Por otro lado, la señal de radiofrecuencia es más sensible al parámetro de rechazo del filtro, pues un rechazo muy débil permitirá el paso de señal de banda base no deseada cuando se vaya a recuperar la información de radiofrecuencia.

La figura 27(a) muestra el espectro de señal transmitido desde el sistema generador. Claramente se aprecia el tono a la señal de radiofrecuencia separada 18 GHz de la portadora óptica y su primer armónico ubicado a 36 GHz. La figura 27(b) muestra, por su parte, la señal reflejada por la red de difracción de Bragg, es decir, la señal correspondiente a la banda base. En la figura se aprecia la fuerte supresión de la señal de radiofrecuencia.

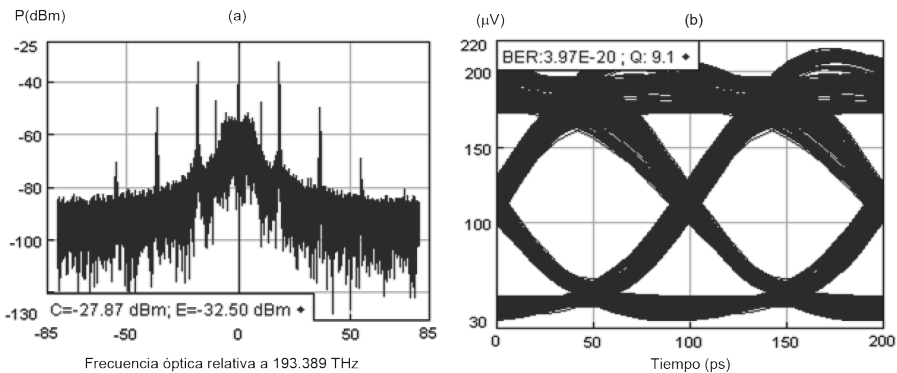
Figura 27. (a) Espectro óptico transmitido desde el generador. (b) Portadora óptica reflejada por la FBG.



La señal de radiofrecuencia transmitida por el filtro FBG con la supresión de los 15 dB de la señal de banda base se muestra en la figura 28(a), en donde se observan las potencias ópticas de dicha señal junto con la potencia de la señal de radiofrecuencia. Nótese el efecto de la supresión de la portadora en la figura 28(a) con respecto a la señal generada, en la figura 27(a).

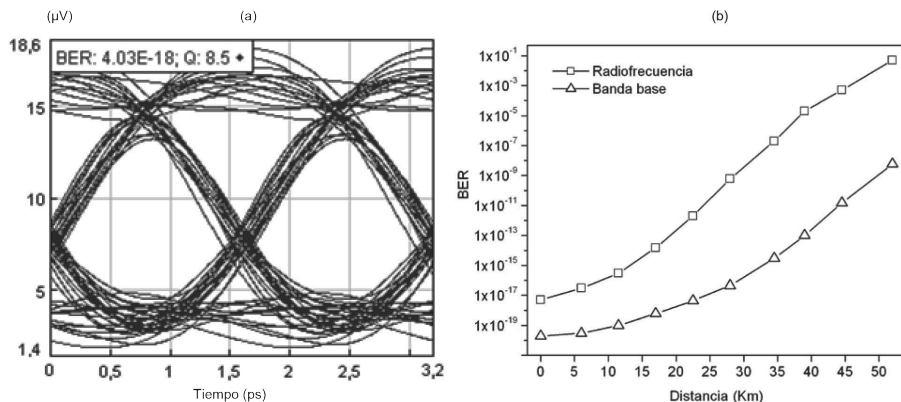
Los diagramas de ojo de las señales recuperadas, tanto de la señal de banda base, como de radiofrecuencia, se muestran en las figuras 28(b) y 29(a) respectivamente. Se puede comprobar la buena calidad de la señal recibida a partir del factor de calidad Q y medidas de BER de ambas señales. Para este sistema concretamente, se obtiene en promedio un factor Q de 8.8 el cual es equivalente a una tasa de BER de 1×10^{-19} .

Figura 28. (a) Espectro óptico de la señal de radiofrecuencia. (b) Diagrama de ojo de la señal de banda base.



A fin de observar el comportamiento de las señales transmitidas, la figura 29(b) muestra la penalización que impone la distancia a la calidad de las señales filtradas y detectadas. Se observa que la tasa de BER en la señal de radiofrecuencia desciende más rápido que en la señal de banda base. Esto se debe principalmente a los productos de intermodulación que existen entre estas dos señales y que afectan a la señal de radiofrecuencia; además, como el filtro implementado en la simulación no tiene una respuesta muy selectiva en reflexión, permite el paso de señal de banda base no deseada que afectará directamente a la señal de radiofrecuencia.

Figura 29. (a) Diagrama de ojo de la señal de radiofrecuencia. (b) Tasa de error de bit de la señal de banda base y radiofrecuencia en función de la distancia de transmisión.



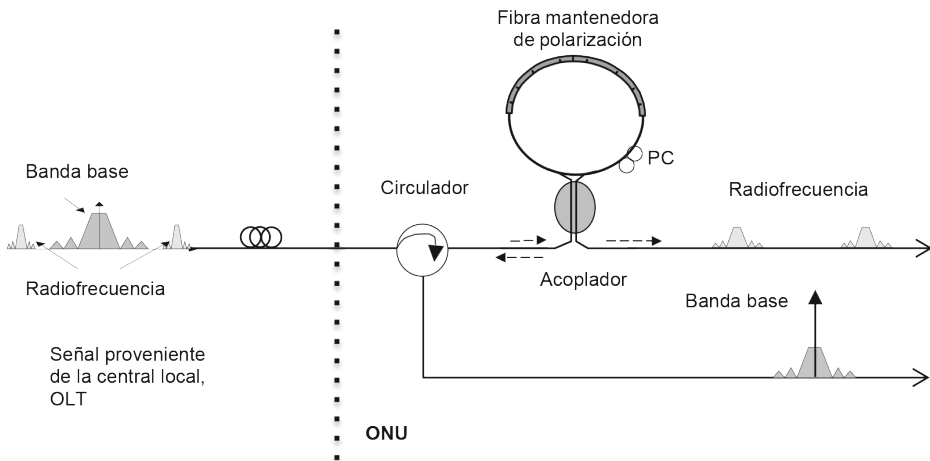
Filtrado óptico usando un interferómetro de Sagnac

La configuración de esta técnica se muestra en la figura 30. En este caso, la señal de entrada es la misma como la que se describió en el apartado anterior. El filtro esta vez

se realiza por medio de un bucle de fibra con un segmento de fibra mantenedora de polarización dentro de la cavidad (Rossi, Jerphagnon, Olsson y Blumenthal, 2000).

La estructura de filtro de Sagnac se basa en un bucle lineal independiente de la polarización que usa una pieza de fibra birrefringente en la cual la longitud de la fibra se selecciona para soportar un espaciado de canal óptico y una frecuencia subportadora dada; por lo tanto, el sistema completo puede separar la señal de radiofrecuencia de la señal de banda base cuando el interferómetro Sagnac se alimenta con la señal convergente. En este caso, la portadora óptica se refleja por la cavidad y se extrae por el circulador óptico para enviarla al receptor de banda base.

Figura 30. Esquema de extracción de señales de radiofrecuencia basado en un interferómetro Sagnac.



La fibra mantenedora de polarización dentro de la cavidad emplea dos elementos birrefringentes de la misma longitud orientados, con eje principal, a 45° el uno del otro, y un plato de media onda con ejes orientados 45° con respecto al elemento birrefringente más cercano, donde la birrefringencia total causa un retardo de grupo diferencial que se traduce en una variación de amplitud entre las señales en contra propagación en la cavidad debido a la operación del interferómetro, de manera que se origina una transmisión espectral periódica entre la entrada y los dos puertos de salida. Así, como el filtro es periódico en frecuencia, permite la extracción de múltiples canales de radiofrecuencia de un flujo de señales WDM al mismo tiempo que la banda base se mantiene intacta. La periodicidad del filtro para una frecuencia subportadora de 18 GHz es de 36 GHz la cual corresponde a un retardo diferencial de grupo de 27,7 ps. De esta forma, la longitud del anillo de fibra es de 15,2 metros. Con esta configuración, se llegan a tener valores de hasta 15 dB de rechazo a la frecuencia central. Debido a la configuración Sagnac, el anillo es independiente de la polarización, tanto para la respuesta en amplitud, como para la respuesta en fase.

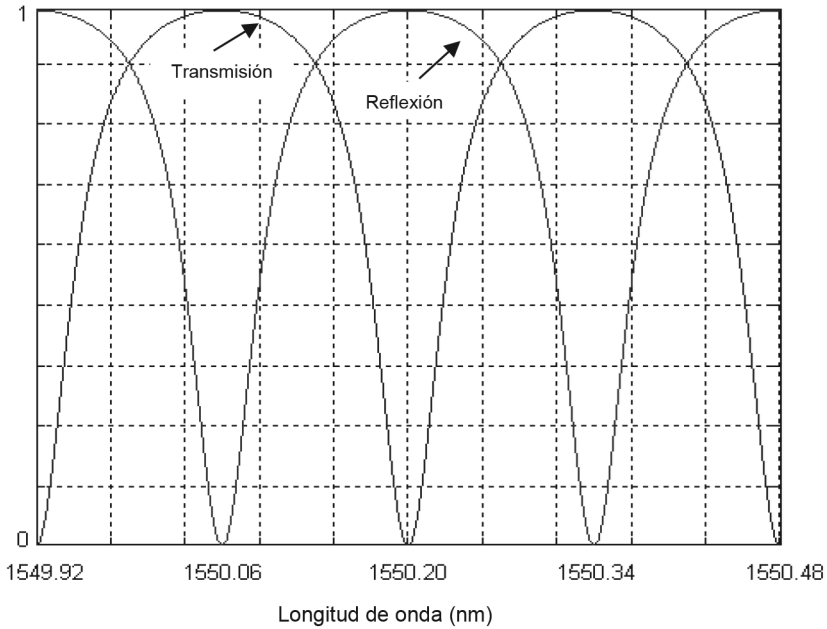
En la figura 31, se muestra la función de transferencia correspondiente a las dos salidas del interferómetro a partir de las ecuaciones 60 y 61.

$$T = (1 - \gamma)^2 (1 - 2k)^2 \ell^{-2\alpha L} \quad (60)$$

$$R = 4(1 - \gamma)^2 k(1 - k) \ell^{-2\alpha L} \quad (61)$$

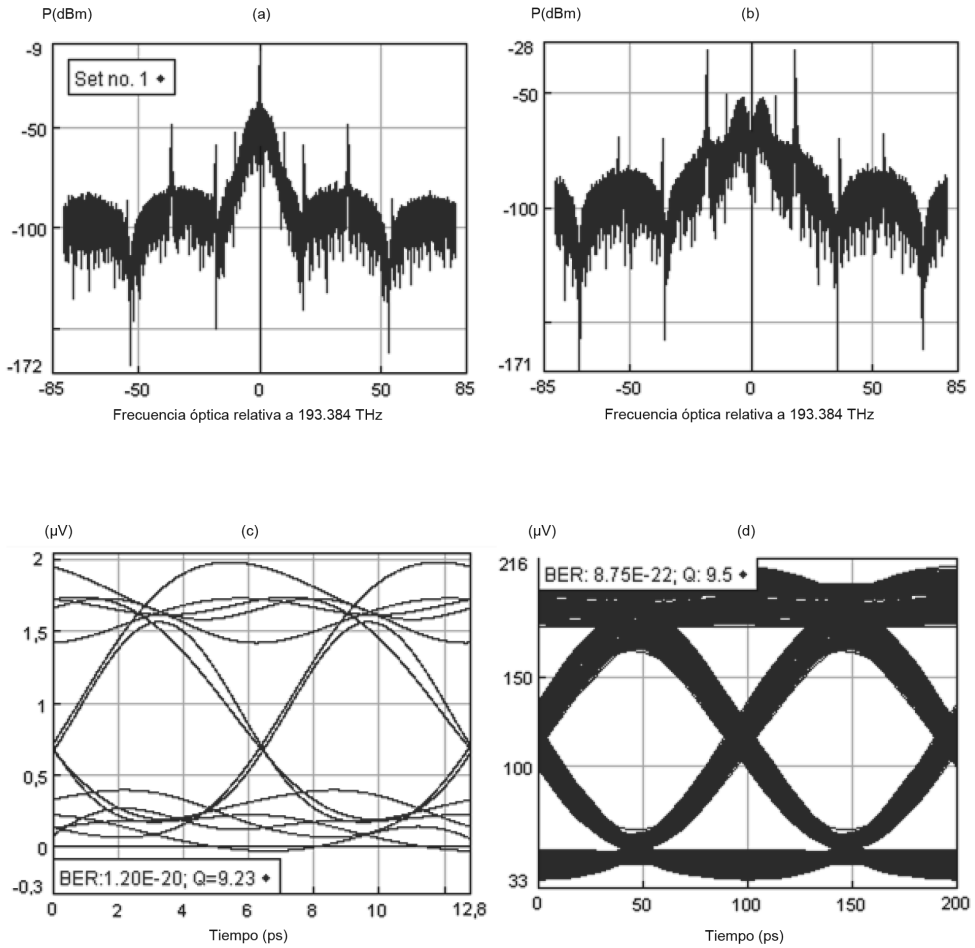
Siendo γ y k las constantes de acoplo de 0,5, a fin de obtener un comportamiento equilibrado entre la función de transferencia de transmisión y la de reflexión.

Figura 31. Función de transferencia normalizada de transmisión y reflexión de un interferómetro de Sagnac.

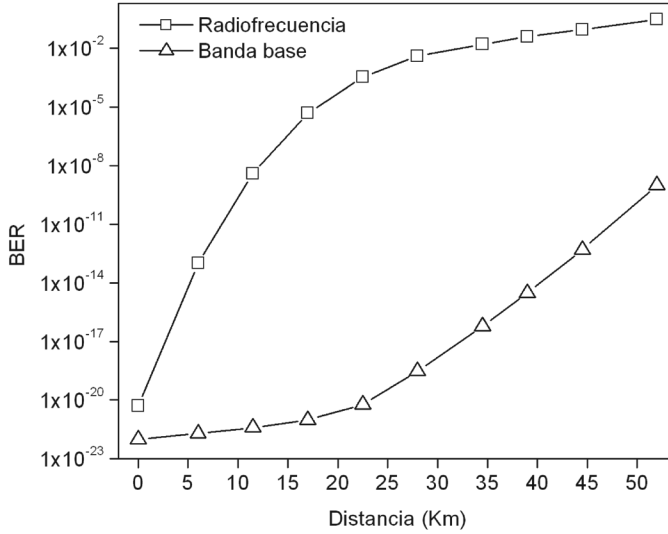


La evaluación de este sistema de filtrado se presenta en las figuras 32(a) y (b). En particular, el espectro de las señales recuperadas por el filtro se muestra en la figura 32(a), en la cual se observa la señal reflejada por el interferómetro, y la figura 32(b), la cual representa la señal de radiofrecuencia transmitida a la salida del filtro. Obsérvese cómo los dos espectros siguen el perfil de filtrado periódico del interferómetro mostrado en la figura 31. La calidad del diagrama de ojo para la señal de banda base y radiofrecuencia se muestra a continuación en la figura 32(c) y (d) respectivamente. El sistema presenta buenas características de señal cuando esta se recupera en una corta distancia, obteniéndose valores del factor de calidad Q para la señal de radiofrecuencia de 9,2 y para la banda base de 9,5.

Figura 32. (a) Portadora óptica reflejada por el interferómetro. (b) Señal de radiofrecuencia filtrada por el interferómetro. (c) Diagrama de ojo de la señal de radiofrecuencia. (d) Diagrama de ojo de la señal de banda base.



Al igual que en el caso anterior, y con el fin de observar el comportamiento del filtrado de las señales, cuando se transmiten por el enlace de fibra, la figura 33 muestra la calidad de la señal de banda base y radiofrecuencia en función de la distancia. Los resultados muestran que la radiofrecuencia es difícilmente recuperable con una buena calidad al cabo de los pocos kilómetros de ser transmitida; en este caso, una buena extracción se logra tan solo a los 5 km desde su punto de transmisión. Este comportamiento se debe a la poca selectividad que presenta el filtro y conduce a que gran parte de la señal de banda base interfiera a la señal de radiofrecuencia.

Figura 33. Tasa de error de bit de banda base y radiofrecuencia en función de la distancia.

En general, el interferómetro de Sagnac tiene, sin embargo, a pesar de ser un sistema de bajo costo, ciertas desventajas como:

- Requiere un cuidadoso diseño del acoplador 2x2, ya que se requiere una constante de acoplamiento de 0,5.
- No es un sistema muy flexible, ya que el cambio en la frecuencia subportadora obliga a rediseñar el filtro.

Se basa en efectos de interferencia desbalanceada en una cavidad de fibra; de esta forma, requiere un extremo cuidado en el manejo de la estructura, además de estabilización contra variaciones ambientales externas.

Filtrado óptico usando un filtro Fabry-Perot

La estructura del filtro Fabry-Perot también es de tipo interferométrico y se basa en una cavidad con dos espejos de reflectividad (R), en la que se producen múltiples reflexiones, obteniendo a la salida la suma de todas las contribuciones con un retardo correspondiente al tiempo de ida y vuelta dentro de la cavidad (Ramaswami y Sivarajan, 2010). Como consecuencia de la suma coherente de las contribuciones anteriores, se obtiene una respuesta en frecuencia de tipo periódico, en la que las bandas de paso o resonancias se corresponden con frecuencias de la señal de entrada para las que las múltiples aportaciones retardadas se han sumado constructivamente. La función de transferencia del filtro se puede expresar en función de la reflectividad de los espejos (R) y de la atenuación de la cavidad (A), como se muestra en la ecuación 62.

$$T_f = \frac{(1 - A - R)^2}{(1 - R)^2 + 4R \sin^2\left(\frac{\pi f}{FSR}\right)} \quad (62)$$

Donde f es la frecuencia en la que se encuentra situada la resonancia en consideración. La separación frecuencial entre dos resonancias contiguas se conoce como *rango espectral libre* (FSR) y viene dado por la ecuación 63.

$$FSR = \frac{c}{2nL} \quad (63)$$

Donde c es la velocidad de la luz en el vacío y n es el índice de refracción de la cavidad en fibra. De esta forma, por ejemplo, para un rango espectral libre de 36 GHz, la distancia entre los dos espejos es de 2,871 mm (separación entre las dos subportadoras a 18 GHz). La relación entre el rango espectral libre del filtro y el ancho de la resonancia da una idea del número de canales que pueden ser seleccionados por el filtro. Esta relación se conoce como *finura del filtro* (F) y está definida por la ecuación 64.

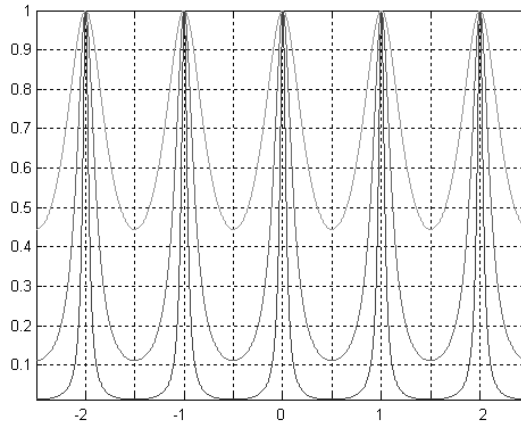
$$F = \frac{\pi\sqrt{R}}{1-R} \quad (64)$$

El ancho de banda a -3 dB (Δf) está relacionado con la finura del filtro por la ecuación 65.

$$\Delta f = \frac{FSR}{F} \quad (65)$$

En la figura 34, se representa la función de transferencia del filtro Fabry-Perot con las características mencionadas previamente. Se incluye la respuesta para varios valores de R a fin de comprobar el comportamiento del ancho de banda de paso cuando la reflectividad cambia.

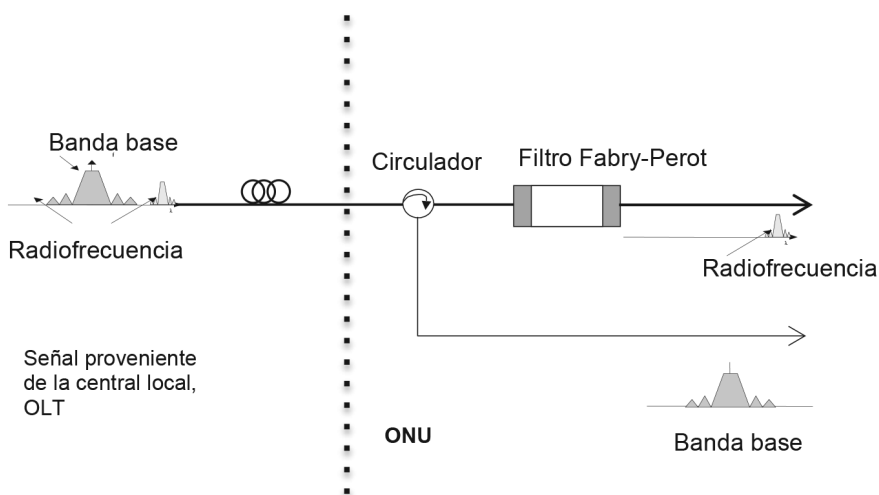
Figura 34. Respuesta en transmisión del filtro Fabry-Perot en función de la reflectividad del filtro.



De esta forma, una reflectividad alta ($R=0,8$) genera bandas de paso estrechas y reflectividades bajas ($R=0,2$), bandas de paso espectralmente anchas. La propuesta que se describe a continuación usa un filtro de corte muy estrecho provisto por la reflectividad de un filtro Fabry-Perot (FFP), el cual permite borrar las bandas laterales superiores e inferiores de las señales convergentes (Meagher *et al.*, 2000).

La resonancia periódica complementaria de la función de transmisión del FFP se emplea para permitir el paso de solamente las bandas laterales, cancelando de esta forma la portadora óptica. El esquema se muestra en la figura 35. El principal problema de esta configuración es que las dos bandas laterales ópticas de la banda base y de la señal de radiofrecuencia se localizan a ambos lados de la portadora óptica. De esta forma, para extraer la radiofrecuencia, ambas subportadoras se deben filtrar, lo cual requiere que el rango espectral libre (FSR) del filtro sea exactamente igual a la separación de las dos bandas laterales; de esta manera, el filtro debe presentar unas características de filtrado de banda estrecha para que la banda base no se vea afectada.

Figura 35. Extracción óptica de señal de radiofrecuencia usando un filtro Fabry-Perot.

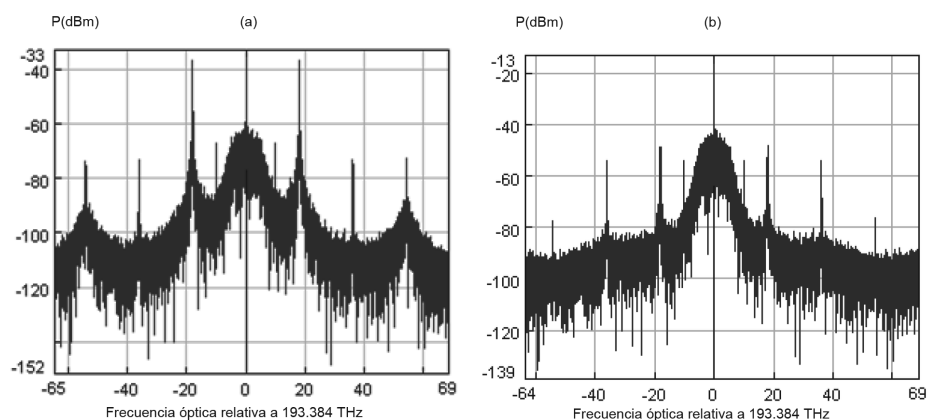


Para superar este problema y relajar los requerimientos en el diseño del filtro, se recomienda el uso de modulación de banda lateral sencilla para transportar la señal de radiofrecuencia, de manera que una simple banda lateral está presente en la señal compuesta y se elimina la restricción en el rango espectral libre del filtro. El sistema tiene una ventaja importante que está relacionada con la tolerancia a la dispersión debido al uso de una modulación de banda lateral única, pero que, a la vez, presenta un inconveniente referido al diseño un poco más elaborado en el sistema generador de señales convergentes; además, cualquier desbalanceo en la modulación en cuadratura generará diafonía debido a la existencia de potencia residual en una de las dos bandas.

Otra propuesta usando un FFP como filtro para señales convergentes se basa en sintonización de su frecuencia de resonancia, de manera que esta coincida con las frecuencias de la Internacional Telecommunications Union (ITU); de este modo, las portadoras ópticas que transportan la banda base se transmitirán a través del filtro mientras que las señales de radiofrecuencia en doble banda lateral se reflejan. Con este modelo de filtrado, el FSR corresponde con la separación existente entre las dos bandas laterales de la señal de radiofrecuencia.

En la figura 36(a), se muestra el espectro de la señal de radiofrecuencia y, en la figura 36(b), se representa el espectro de la banda base. Nótese cómo, en la figura 36(a), la señal de radiofrecuencia tiene una componente significativa de la señal de banda base, mientras que, en la figura 36(b), se observa que la banda base está por encima de la señal de radiofrecuencia aproximadamente 35 dB.

Figura 36. (a) Señal de radiofrecuencia filtrada por el interferómetro. (b) Portadora óptica reflejada por el interferómetro.



Las figuras 37(a) y (b) muestran los diagramas de ojo de la señal de radiofrecuencia y banda base, respectivamente. Se observa un factor de calidad (Q) de 12,70 aproximadamente para ambas señales. El análisis de estas señales, al ser transmitidas sobre el enlace de fibra, indica que este tipo de filtros no ofrece un comportamiento ideal, pues la respuesta espectral que ofrece no es muy selectiva y no permite la recuperación a largas distancias de la señal de radiofrecuencia. Como se puede apreciar en la figura 38, la señal de radiofrecuencia se puede extraer con una buena calidad hasta aproximadamente los 11 km (distancia en la cual se obtiene una tasa de BER de 1×10^{-12}), a diferencia de los 40 km que se alcanzan cuando se usaba el filtro FBG de respuesta selectiva descrito en el apartado 3.1.1.

Figura 37. (a) Diagrama de ojo de la señal de radiofrecuencia. (b) Diagrama de ojo de la señal de banda base.

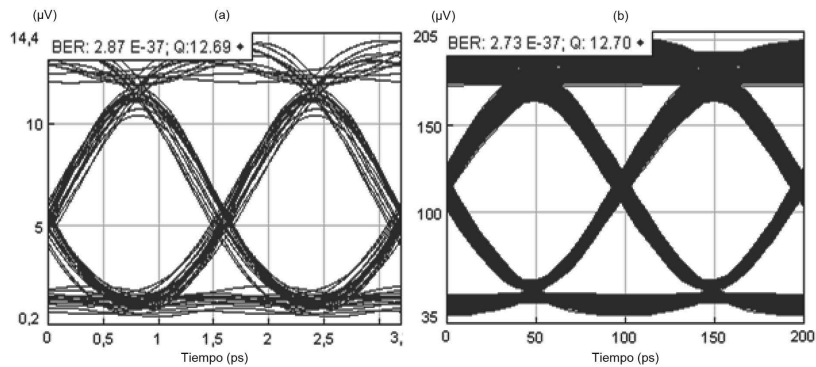
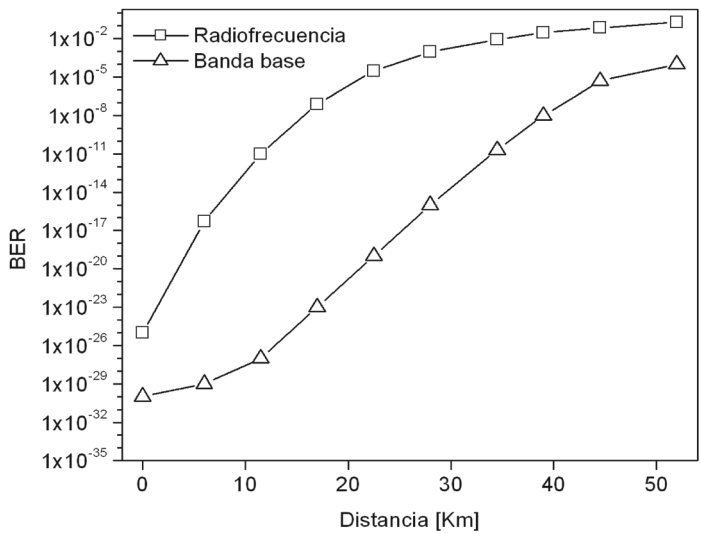


Figura 38. Tasa de error de bit de banda base y radiofrecuencia en función de la distancia de transmisión.



Red óptica de acceso convergente

Actualmente, las redes ópticas pasivas basadas en la multiplexación por división de tiempo (TDM) se han convertido en una excelente opción para las redes de banda ancha. Las redes de acceso TDM-PONs hacen uso de los beneficios de capacidad brindados por la fibra óptica con el bajo costo de instalación y mantenimiento de una estructura pasiva. Sin embargo, el increíble crecimiento del tráfico de Internet y de aplicaciones basadas en video ha comenzado a poner en evidencia la capacidad de la red de acceso (Moeyaert y Maier, 2011). Desde este contexto, la siguiente generación (NG) de PONs, basadas en un modelo híbrido entre TDM y multiplexación por división de longitud de onda (WDM), tiene como objetivo lograr tasas de descarga de 10 Gb/s y tasas de subida de 2,5 Gb/s para hacer frente a la demanda de ancho de banda cada vez mayor y alcanzar mayores capacidades, mientras se mantiene el bajo costo de los dispositivos y las estructuras pasivas basadas en TDM (Davey, Kani, Bourgart y McCammon, 2006; Kazovsky, Shaw, Gutierrez, Cheng y Wong, 2007). A diferencia de WDM-PON, en la que cada ONU utiliza una longitud de onda diferente en el sentido ascendente y descendente para comunicarse con la OLT en WDM/TDM-PON, diversas longitudes de onda se utilizan para enlazar la Oficina Central (CO) con las diferentes ONU. Cada longitud de onda se comparte entre varias ONU, en lugar de estar dedicada a una sola, y la longitud de onda asignada a esta puede ser dinámica o estática durante la comunicación, dependiendo de si se utiliza un filtro óptico sintonizable o fijo para la selección de la longitud de onda en la ONU (Hsueh, Rogge, Yamamoto y Kazovsky, 2005). La asignación dinámica añade algunas características atractivas a la PON como balanceo de carga, que permite que cada ONU se comunique con la CO usando la longitud de onda menos congestionada. También se presentan aspectos de ahorro en el consumo de energía, ya que algunos transmisores en la CO se pueden apagar cuando el tráfico es bajo. Además de esto, genera robustez y redundancia, ya que la ONU y la CO se pueden enlazar con otra longitud de onda cuando ocurra una falla en alguno de los transmisores (Kani, 2010).

La alta capacidad de las redes de acceso óptico que proporcionan gran ancho de banda y servicios confiables para usuarios fijos también se puede explotar para tratar con el transporte de servicios inalámbricos. Esta arquitectura híbrida podría emerger como una solución de acceso viable donde la red óptica proporciona alta flexibilidad de carga a los usuarios finales móviles (Venkatesan y Kulkarni, 2008; Chanclo, *et al.*, 2008; Popov, 2010; Ali, Ellinas, Erkan, Hadjiantonis y Dorsinville, 2010).

Actualmente, se han realizado varias propuestas para el transporte convergente de servicios fijos e inalámbricos en redes de acceso ópticas. En este contexto, un estudio sobre las implicaciones de la transmisión inalámbrica y fija simultánea sobre fibra óptica se discute en Yong-Yuk, Moon-Ki, Yong-Hwan y Sang-Kook (2013). Del mismo modo, un análisis sobre las consideraciones para un *backhaul* óptico móvil se presenta en Laraqui (2013) y un debate sobre los requisitos planteados en las tecnologías de redes ópticas para la móvil celular se presenta en Kellerer, Kiess, Scalia, Biermann, Choi y Kozu (2012). Recientemente, Ponzini, Giorgi, Bianchi y Sabella (2013) describen una visión de la evolución de las redes de acceso de radio soportadas por sistemas WDM ya desplegados.

Por otro lado, también se han propuesto diferentes enfoques con respecto a la asignación de capacidad dinámica. En Ortega, Mora, Puerto y Capmany (2007), un nodo remoto basado en la combinación de un conmutador óptico y un *Arrayed Waveguide Grating* (AWG) permiten la asignación dinámica de longitudes de onda entre diferentes ONU. Asimismo, se han propuesto y demostrado sistemas basados en óptica activa usando amplificadores ópticos de semiconductor (SOA) para generar esquemas de enrutamiento en la red de acceso y distribución dinámica de las longitudes de onda (Yang, Shi, Okonkwo, Tangdionga y Koonen, 2010; Nguyen-Cac, Hyun-Do, Okonkwo, Tangdionga y Koonen, 2012; Zou, Okonkwo, Cao, Tran, Tangdionga y Koonen, 2012).

En consecuencia, es evidente que la convergencia fija y móvil se ha convertido en un tema candente en el campo de las redes ópticas. En este contexto, la tecnología de sistemas de radio sobre fibra es un candidato potencial para el transporte combinado de servicios provenientes de usuarios fijos y móviles en las futuras redes de acceso (Kyung Woon, Jung Ho y Hyun Do, 2013; Dat, Kanno, Inagaki y Kawanishi, 2014).

Como se puede observar, a la fecha se han propuesto características avanzadas en redes de acceso tales como el incremento de la capacidad y su potencial asignación dinámica. Estas propuestas, sin embargo, se basan en actualizaciones realizadas sobre el punto de distribución óptico, el cual, para redes PON, debe ser completamente pasivo.

Dentro de las actualizaciones propuestas, principalmente se encuentra el uso de componentes activos que son altamente sensibles a la polarización y que requieren de un control preciso y un debido mantenimiento de la red. Por lo tanto, el desafío consiste en permitir la convergencia de redes fijas y móviles realizando tareas de asignación dinámica de longitudes de onda bajo un paradigma de funcionamiento WDM/TDM PON, en una infraestructura de red ya desplegada, donde el gran ancho de banda proporcionado por la fibra óptica y la ubicuidad y conectividad flexible de las conexiones inalámbricas se puedan transportar de forma combinada en una plataforma de acceso óptico unificada.

Para hacer frente a dichos requisitos, a saber: el incremento de la capacidad, la convergencia entre redes fijas y móviles, la asignación dinámica de canales, el equilibrio de carga y robustez, y a la vez, permitir un camino continuo de evolución de dichas redes en los próximos años mediante la reutilización de la infraestructura de fibra actual, en este capítulo se describe una propuesta de red óptica de acceso, la cual se basa en una nueva arquitectura de transmisión en la CO que permite la generación de un sistema apilado de longitudes de onda en el canal descendente operando de forma WDM/TDM.

Descripción de la arquitectura

La propuesta de red de acceso óptica para el transporte de tráfico convergente, tanto desde la CO, como desde las ONU con asignación dinámica de longitudes de onda, se muestra en la figura 39. En la CO, cuatro longitudes de onda, espaciadas 0,8 nm, se multiplexan y se transmiten gracias a la combinación de una matriz pasiva y un AWG. La arquitectura de la matriz pasiva se muestra en la figura 40.

Esta disposición de CO permite la distribución uniforme y de bajas pérdidas de cuatro longitudes de onda entre varias PON. La arquitectura se completa con el uso de un conmutador óptico que se ubica entre el transmisor y el AWG y proporciona la asignación dinámica de longitudes de onda para la distribución de señales de radiofrecuencia e incremento de capacidad.

En particular, para el tráfico proveniente del segmento móvil, las longitudes de onda indicadas como (λ_x) utilizan el siguiente rango espectral libre (FSR) superior del AWG. Estas longitudes de onda se asignan y se transmiten de forma individual en función de la demanda presentada por cada una de su par (λ_x) en el transmisor óptico. Es decir, en condiciones de tráfico normal, una longitud de onda (λ_x) transporta el tráfico convergente entre la CO y la ONU. Cuando la carga de tráfico es alta y la capacidad de la longitud de onda no es suficiente, el sistema envía una (λ_x) para compensar el ancho de banda requerido. Como resultado, (λ_x) también se transmite a cada una de las ONU, lo que permite una plataforma convergente para la distribución de señales inalámbricas y con la capacidad de añadir hasta cuatro longitudes de onda para el tráfico móvil o de radiofrecuencia. Para la actualización de capacidad del tráfico fijo, se mapea una longitud de onda adicional común a todas las unidades ONU, a través de un puerto de entrada de los AWG. Esta estrategia genera la posibilidad de tener una capacidad selectiva para mejorar el ancho de banda entregado a diferentes ONU.

Figura 39. Arquitectura general de la oficina central (CO).

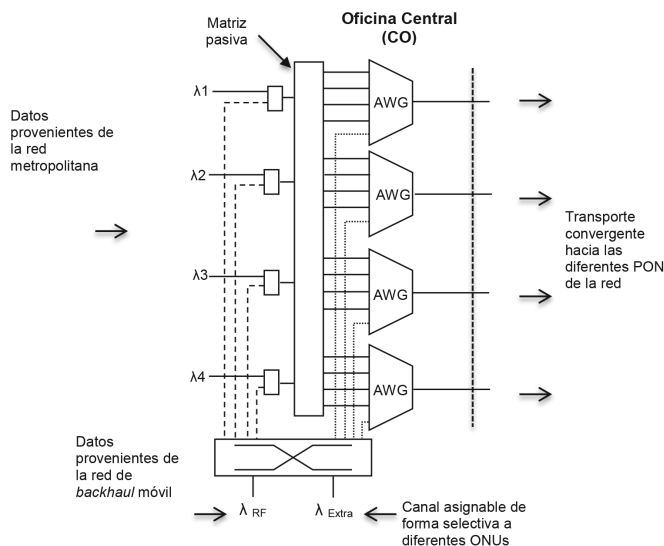
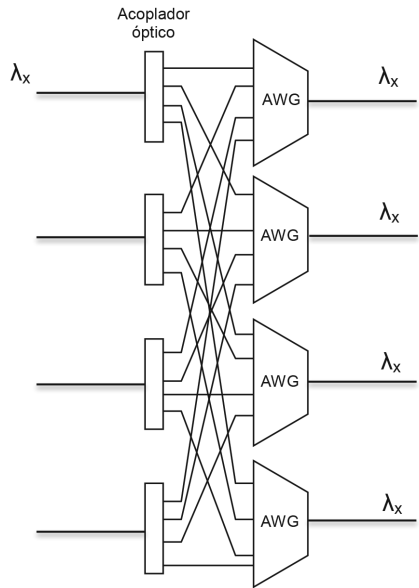
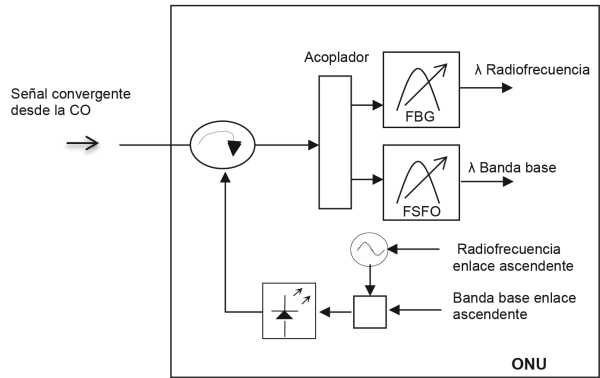


Figura 40. Configuración de la matriz pasiva.



Después de la transmisión y distribución en la PON, la señal de bajada llega a la ONU donde un acoplador óptico divide la señal en dos con el fin de recuperar las longitudes de onda que transporta la señal del segmento móvil o de radiofrecuencia y la longitud de onda que transporta los servicios fijos respectivamente. Para la señal de radiofrecuencia, una red de difracción de Bragg sintonizable filtra de las señales descendentes λ_x RF, mientras que para los servicios fijos, un filtro óptico basado en óptica de Fourier de espacio libre (FSFO, *free-spaced Fourier optics*) selecciona una de las cuatro posibles longitudes de onda (λ_x). En ambos casos, la asignación de longitud de onda es dinámica, ya que a cada ONU se le puede asignar diferentes canales en función de la carga de tráfico en la red. En la figura 41, se representa la configuración propuesta para la ONU.

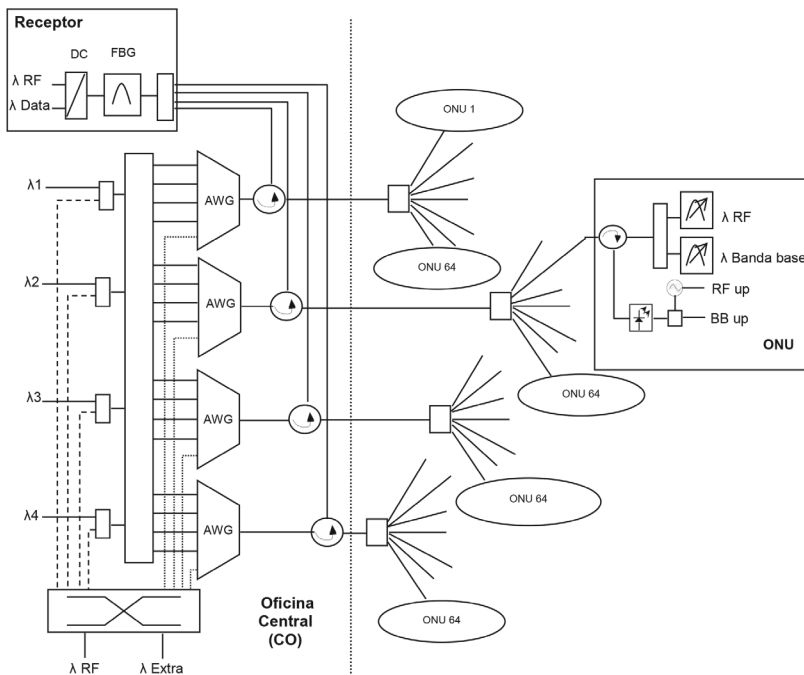
Figura 41. Arquitectura general de la ONU.



Para el enlace ascendente, todos los usuarios comparten la misma longitud de onda y el tráfico fijo y móvil se transporta usando multiplexación por división de subportadora (SCM). En este contexto, se considera acceso de modulación directa y acceso múltiple por división de tiempo (TDMA). En este enlace, con el fin de evitar los efectos de supresión de la portadora, una FBG elimina una de las bandas laterales de la señal transmitida. Posteriormente, se realiza la detección de la señal en la CO mediante detección directa de la señal de radiofrecuencia y banda base. En general, la arquitectura presentada explota el apilamiento de WDM para permitir el despliegue de redes de acceso basadas en PON que ofrecen transporte convergente y asignación dinámica de recursos.

En la figura 42, se presenta el esquema completo de la arquitectura de red de acceso convergente. Nótese que un circulador a la salida de la CO permite la transmisión bidireccional usando un solo hilo de fibra.

Figura 42. Disposición de la red de acceso WDM apilada con asignación dinámica de longitudes de onda para los servicios de cable e inalámbricos.

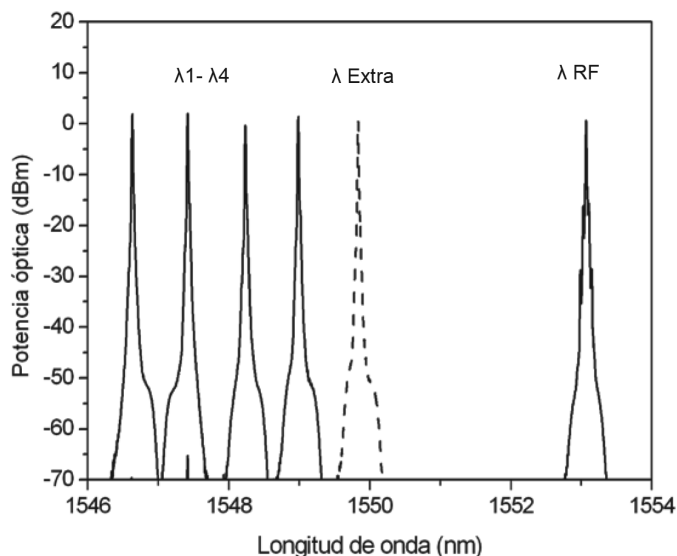


Validación experimental

Para la demostración experimental en los transmisores de la CO, se utilizaron fuentes láser de onda continua (CW) que generan cuatro longitudes de onda espaciadas 0,8 nm con una potencia óptica modulada promedio de 15 dBm. Los cuatro canales de longitud de onda fija fueron $\lambda_1=1546,64$ nm, $\lambda_2=1547,44$ nm, $\lambda_3=1548,24$ nm y $\lambda_4=1549,04$ nm.

La longitud de onda adicional λ -EXTRA está centrada en 1549,86 nm y λ -RF es 1553,08 nm, que corresponden a la siguiente FSR superior de AWG 1X8. En la figura 43, se representan las longitudes de onda de bajada: cuatro fijas, una longitud de onda extra y una longitud de onda para el transporte de señales de radiofrecuencia.

Figura 43. Longitudes de onda apiladas WDM/TDM en el enlace de bajada de la red PON.



Los cuatro canales multiplexados en longitud de onda para servicios fijo o de banda base transportan 10 Gb/s de tráfico en codificación de no retorno a cero (NRZ, *Non Return to Zero*). La longitud de onda para el transporte de señales de radiofrecuencia transmite 10 MBauds usando modulación 16-QAM transportados en 5 GHz. La matriz pasiva tiene la intención de distribuir una longitud de onda entre diferentes redes PON. Para propósitos de demostración, los cuatro canales se multiplexaron a través de un AWG con paso de banda gaussiano de 1X8, el cual impone aproximadamente 3 dB de pérdidas de inserción. El circulador óptico, por su parte, tiene unas pérdidas de inserción de aproximadamente 0,7 dB.

Después de 20 km de transmisión óptica a través de fibra estándar monomodo (SMF) y una relación de división de 1:64, las pérdidas de potencia en el enlace fueron de aproximadamente 25 dB. Los filtros FBG utilizados para separar la señal de radiofrecuencia (λ -RF) tienen un ancho de banda de 20 GHz. Estos filtros se estabilizaron en su canal de operación mediante un control preciso de estiramiento y control térmico. Por otra parte, los canales fijos se recuperaron mediante el uso de un filtro sintonizable tipo FSFO, con una banda de paso de 25 GHz. Cabe señalar que otras tecnologías de filtrado, tales como los filtros Fabry-Perot o FBG, se pueden utilizar; sin embargo, el filtro FSFO proporciona una mayor flexibilidad para la demostración experimental, ya que permite cambiar la anchura de la banda de paso.

Para el enlace ascendente, todas las ONU comparten la misma longitud de onda. Dicho canal está centrado en 1532,7 nm y transporta la señal combinada de banda base a 2,5 Gb/s y radiofrecuencia a 5 MBauds modulados en 4-QAM y transportados sobre 5 GHz como se observa en la figura 44.

En la figura 45, se observa el espectro de la señal recibida en el receptor ubicado en la ONU después de filtrarse una de las bandas laterales por el FBG a fin de eliminar el efecto de supresión de portadora.

Figura 44. Espectro de la señal combinada de banda base y radiofrecuencia transmitida desde la ONU.

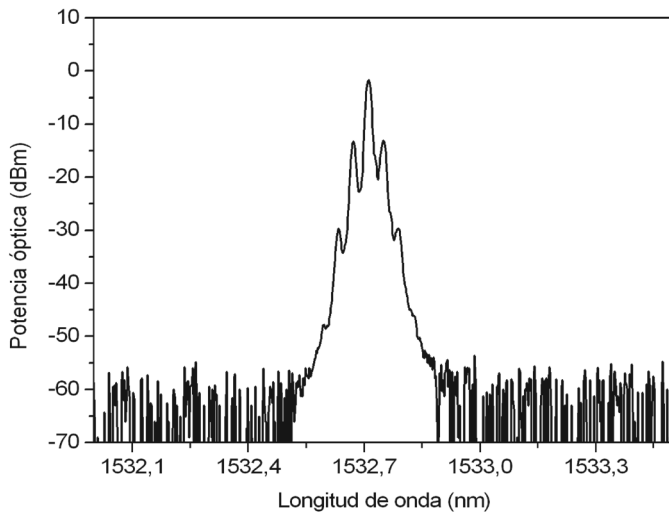
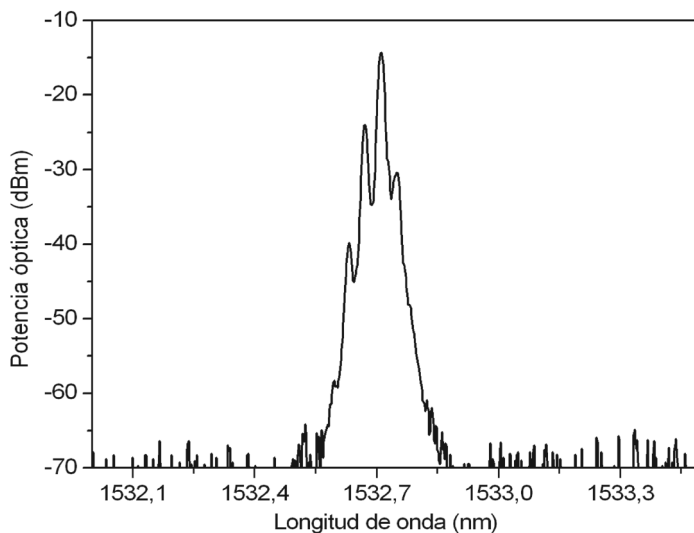
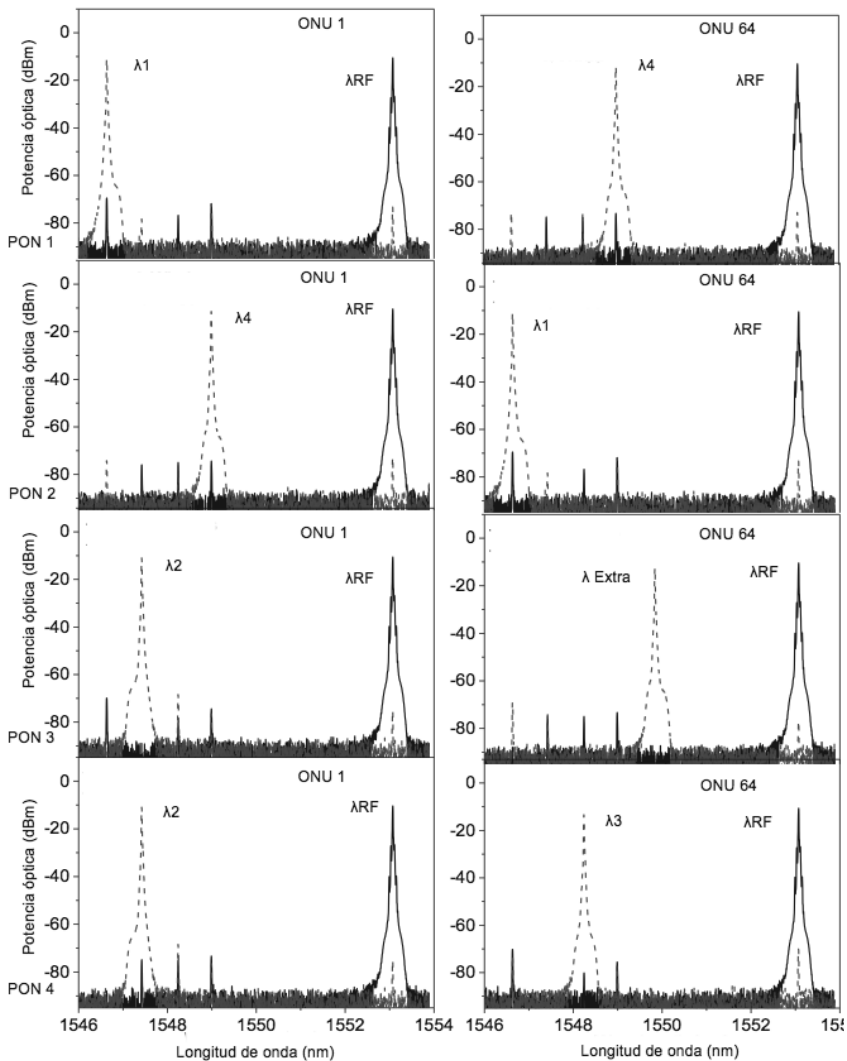


Figura 45. Espectro de la señal combinada de banda base y radiofrecuencia en el receptor después de eliminar una de las bandas laterales.



En la figura 46, se presentan dos escenarios diferentes que demuestran el funcionamiento y la viabilidad de la arquitectura propuesta. Cada escenario muestra la selección de longitudes de onda en ONU pertenecientes a diferentes redes PON. El escenario 1 muestra la distribución de longitudes de onda en la ONU 1 para cuatro PON diferentes. A la PON 1 se le asignó λ_1 , la PON 2 fue asignada con λ_4 , mientras que la PON 3 y la PON 4, con λ_2 . En el escenario 2, λ_4 se asigna a la PON 1, λ_1 a la PON 2 y a la PON 3 se les asigna la λ -extra, debido a la alta carga de las otras longitudes de onda en ese momento; por su parte, λ_3 se asigna a la PON 4. Finalmente, λ -RF se asigna a todas las ONU en las cuatro PON.

Figura 46. Resultados experimentales. Escenarios de la arquitectura dinámica fija-móvil para redes de acceso WDM apiladas.



En el contexto de la evaluación de la calidad de las señales transportadas en la red, se midió la degradación de los servicios de banda base y radiofrecuencia, tanto en el enlace descendente, como en el enlace ascendente. Para la evaluación experimental, se midió la calidad de las señales entre la ONU 1 y la ONU 64 en las cuatro PON, bajo un entorno de asignación dinámica de longitudes de onda siguiendo los dos escenarios descritos anteriormente. La figura 47 muestra el desempeño de la tasa de error (BER) de los servicios de banda base. En todos los casos, muestra una penalización de aproximadamente 2 dB para un BER 1×10^{-12} cuando se compara con respecto a la señal original enviada desde la CO (curva back-to-back, B2B).

La figura 48 muestra la calidad de la señal de radiofrecuencia; se midió la degradación de la señal 16-QAM la cual muestra una magnitud de vector erróneo (EVM, *Error Vector Magnitude*), menor al 4% para potencias ópticas recibidas por encima de -24 dBm y con una degradación de más o menos 0,5% en comparación con el valor del *back-to-back*. Estas penalizaciones se deben principalmente a las pérdidas inherentes a la transmisión de señales a través de la fibra, las pérdidas de inserción del acoplador para la división de la señal en la PON y la diafonía de canal adyacente generada en el proceso de filtrado en las ONU.

Figura 47. Tasa de error de bit en función de la potencia recibida para la señal de banda base en el enlace descendente.

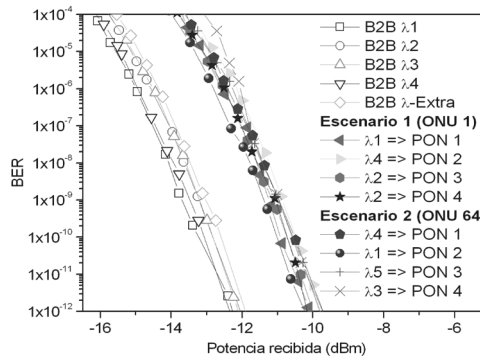
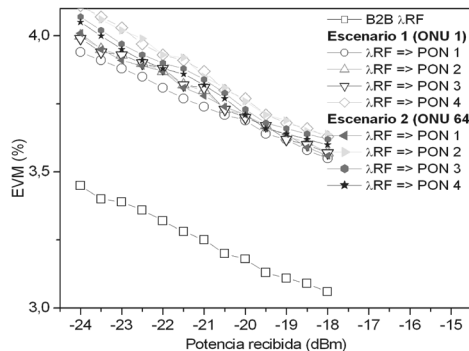


Figura 48. Magnitud del vector de error en función de la potencia recibida para la señal de radiofrecuencia en el enlace descendente.



Los resultados experimentales que presentan la calidad de la señal del enlace ascendente (*uplink*) para los servicios de banda base se muestran en la figura 49. Se evaluaron las señales ascendentes de cuatro ONU en diferentes PON. En conjunto, la penalización fue aproximadamente de 3,7 dB para una tasa de BER 1×10^{-12} .

La figura 50 muestra los resultados obtenidos para la señal de radiofrecuencia en la cual se encontró un EVM menor al 5% para potencias recibidas por debajo de -31 dBm y con una degradación de 1,25 % en comparación con el *back-to-back* de la señal. La degradación de las señales en el enlace ascendente es causada por la intermodulación procedente de los batidos entre la señal de banda base y de radiofrecuencia en el proceso de recepción y detección coherente. Finalmente, no se encontraron diferencias de calidad significativas en los servicios de señal procedentes de diferentes PON.

Figura 49. Tasa de error de bit en función de la potencia recibida para la señal de banda base en el enlace ascendente.

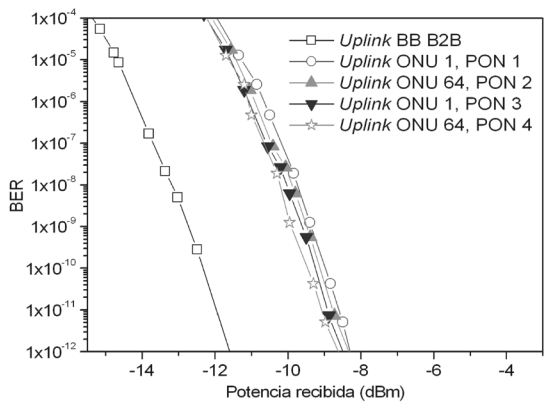
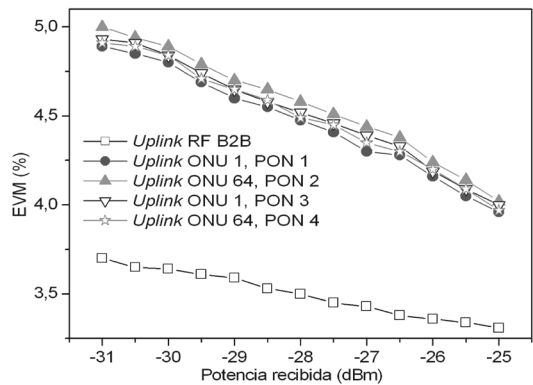


Figura 50. Magnitud del vector de error en función de la potencia recibida para la señal de radiofrecuencia en el enlace ascendente.



Estudio de teletráfico

En esta sección, se presenta un estudio de teletráfico que describe el impacto de implementar un mecanismo de transmisión basado en la multiplexación de división de longitud de onda en el contexto de una red óptica de acceso convergente.

El modelo de red simulado sigue la arquitectura mostrada en la figura 42 en donde la oficina central ofrece servicio a cuatro diferentes PON. Cada PON, a su vez, otorga conectividad a 32 nodos con un ancho de banda por PON de 2,5 Gb/s. En el contexto de este estudio, los 32 nodos representan las ONU solicitando tráfico al OLT en la oficina central. En estado estable, es decir, cuando la capacidad de una longitud de onda se distribuye entre todas las ONU, cada una de ellas recibe un ancho de banda neto de 79 Mb/s. Sin embargo, en un futuro próximo, este ancho de banda puede no ser suficiente si se considera que el usuario final cada vez demanda más capacidad y dicha capacidad se incrementa debido a que los servicios estarán basados principalmente en información de video. Por esta razón, implementar sistemas para redes de acceso en los cuales se incremente el número de longitudes de onda y, en particular, para el caso de estudio presentado en este libro, en el cual se modela el comportamiento de una red bajo la difusión de diferentes canales ópticos y ofrece una visión del impacto que, sobre el usuario final, va a tener la propuesta presentada en la sección anterior.

Para el modelamiento de la red, el OLT tiene la capacidad de transmitir hasta tres longitudes de onda adicionales a las cuatro PON. Cada longitud de onda transporta 2,5 Gb/s, por lo tanto, el ancho de banda adicional por PON es de 622 Mb/s, lo cual conduce a una capacidad añadida a cada ONU de aproximadamente 19 Mb/s por cada longitud de onda extra en la red. Es decir, la contribución de ancho de banda por longitud de onda adicional al canal preestablecido para la ONU es de 19 Mb/s. Al implementar esta estrategia, el aumento de la capacidad de una red PON actual se considera costo efectivo ya que no se requiere ningún tipo de modificación en el punto de distribución pasivo como los presentados por Koonen, (2006, 2011) y Urban (2009), los cuales sin lugar a duda incrementan el costo total de la red.

En esta propuesta, la arquitectura para la ampliación de capacidad de la red reutiliza la infraestructura de fibra óptica ya desplegada tal y como se discutió previamente en este capítulo, de tal forma que el ancho de banda añadido se comparte entre todo el sistema debido a la naturaleza pasiva de distribución en la PON, mientras que la asignación dinámica de canales ópticos depende del uso de filtros sintonizables en cada ONU, como los discutidos en el capítulo 3, para seleccionar la longitud de onda adecuada de acuerdo con la demanda de tráfico presente en la red.

El patrón de tráfico usado en las simulaciones es de tipo exponencial debido a que esta distribución describe de forma muy aproximada el comportamiento del tráfico en una red real en el segmento de acceso. Para el modelado, este tráfico se representa a través de estados ON-OFF, en los que el periodo en el que se envían paquetes equivale a la ráfaga promedio del tráfico enviado. Por último, la red se simuló como

múltiples transmisiones *unicast*, en las que cada usuario recibe un tráfico particular dentro del límite del ancho de banda permitido por ONU.

Se definieron diferentes escenarios relevantes con el fin de evaluar las prestaciones de la red en términos de pérdida de paquetes y caudal efectivo (*throughput*). Cada escenario representa el porcentaje de ONU que están fuera de perfil, es decir, cuántas ONU consumen más ancho de banda del asignado originalmente. Asimismo, el escenario se identifica también mediante la definición de cuánto se está excediendo en ancho de banda el conjunto de ONU para un número de longitudes de onda disponibles.

En este contexto, se evaluó la red con un 50 % de ONU fuera de perfil. Como se mencionó previamente, una ONU fuera de perfil indica que el ancho de banda agregado (excedido) requerido por usuarios pertenecientes a una ONU en particular, es mayor que el ancho de banda suministrado en un estado estable, es decir, el ancho de banda base de 79 Mb/s por ONU.

Para este porcentaje de ONU fuera de perfil, se evaluaron anchos de banda excedidos un 10 %, 40 % y 70 % del ancho de banda base. Los escenarios se simularon para cargas de tráfico de 0,2; 0,4; 0,6; 0,8 y 1 usando las cuatro longitudes de onda mencionadas previamente. La carga de tráfico se define como la relación entre el número de bits transmitidos por unidad de tiempo y el ancho de banda de la línea.

Los resultados obtenidos se muestran en las figuras 51 y 52. En particular, la figura 51 muestra el porcentaje de paquetes perdidos en función de la carga de tráfico cuando se tiene una longitud de onda transportando 10 %, 40 % y 70 % de tráfico excedido para un 50 % de ONU fuera de perfil. A fin de contextualizar los resultados, se incluye la curva para la condición base, es decir, cuando todas las ONU están dentro del perfil de tráfico y no hay tráfico excedido en ninguna de ellas.

Como se puede observar, la curva base no presenta ningún tipo de pérdida de paquetes en función de la carga. Sin embargo, en la medida en que el tráfico excedido aumenta hasta un 70 %, la pérdida de paquetes llega a ser significativa sobre todo para altas cargas de tráfico ($>0,7$) alcanzado aproximadamente un 22 % de pérdida de paquetes. Obsérvese que se obtiene aproximadamente el mismo valor de pérdida de paquetes (13,5 %) para un 70 % de tráfico excedido con una carga de 0,8 y 40 % de tráfico excedido para una carga de 1. Para cargas bajas de tráfico ($<0,4$), bajo las condiciones de evaluación, la contribución combinada de ONU fuera de perfil presentando diferentes valores de tráfico excedido no imponen ninguna penalización sobre la pérdida de paquetes en la red.

La figura 52 representa el caudal efectivo, también en función de la carga de tráfico para el escenario previamente descrito. Se observa que el caudal efectivo es casi lineal para cargas medias y bajas de tráfico ($<0,7$) mientras que, para cargas altas de tráfico, se reduce de manera significativa, principalmente para tráfico excedido mayor a un 40 %. Para un 70 % de tráfico excedido y carga de 1, el caudal efectivo alcanza aproximadamente los 1,8 Gb/s, los cuales corresponden a casi un 25 % menos que el ancho de banda disponible en la red. Como resultado y

siguiendo la tendencia desde tasas de tráfico excedidas bajas a altas, las prestaciones de la red se ven altamente afectadas cuando el tráfico excedido es mayor a un 10 %.

Figura 51. Pérdida de paquetes en función de la carga de tráfico para una longitud de onda con el 50 % de ONU fuera de perfil con el 10 %, 40 % y 70 % de tráfico excedido.

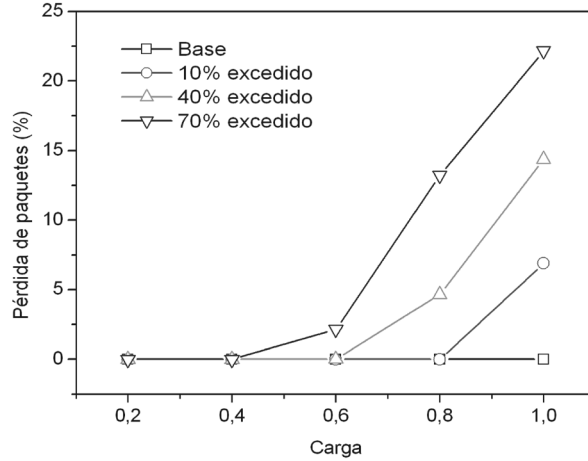
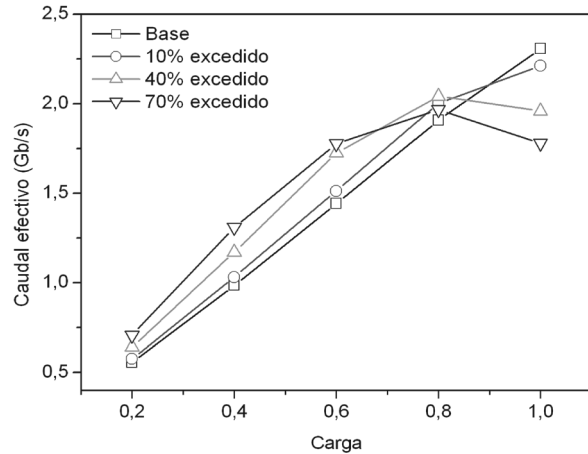


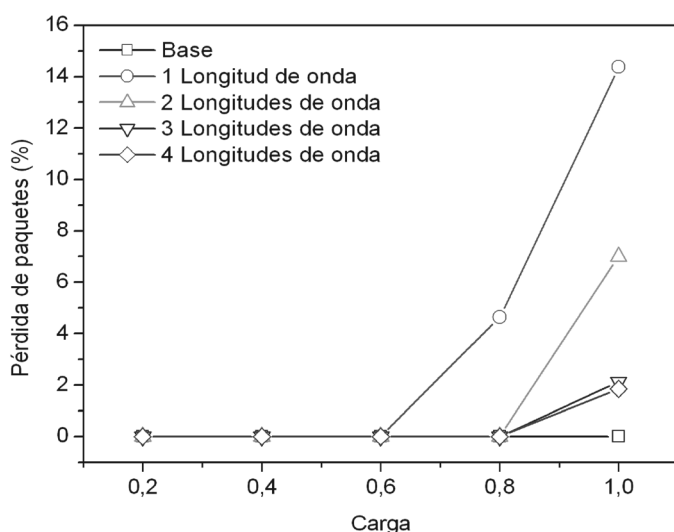
Figura 52. Caudal efectivo en función de la carga para una longitud de onda con el 50 % de ONU fuera de perfil y 10 %, 40 % y 70 % de tráfico excedido.



Para evaluar el beneficio de tener canales ópticos adicionales contribuyendo a ancho de banda extra en la red, la figura 53 muestra la tasa de paquetes perdidos en función de la carga de tráfico para el escenario base, es decir, cuando todas las ONU operan dentro del perfil establecido de tráfico. La figura 53 también muestra los resultados para una operación multicanal WDM/TDM para el 50 % de ONU fuera de perfil y excediendo un 40 % el tráfico base.

Como se mencionó previamente, cada longitud de onda extra contribuye con un ancho de banda añadido de 625 Mb/s, es decir, aproximadamente 19 Mb/s por ONU. Obsérvese cómo, para una carga de tráfico de 1, cuando se utiliza solo una longitud de onda y hay un tráfico excedido del 40%, la pérdida de paquetes es de aproximadamente del 14%. Sin embargo, cuando una longitud de onda extra entra en operación, el porcentaje de paquetes perdidos cae a un 6,5% y 2% cuando se utilizan 3 y 4 longitudes de onda adicionales respectivamente en la red. La contribución de las longitudes de onda para valores de carga media y bajas con un 50% de ONU fuera de perfil es casi despreciable.

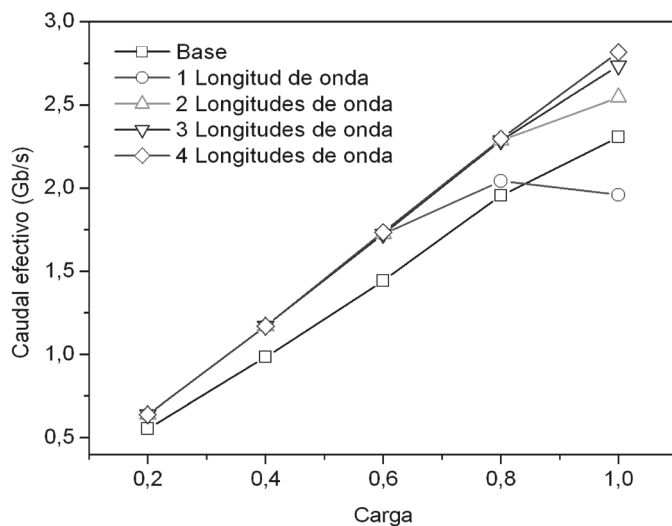
Figura 53. Pérdida de paquetes en función de la carga para un 50% de ONU fuera de perfil y con un 40% de tráfico excedido usando 1, 2, 3 y 4 longitudes de onda adicionales.



Finalmente, la contribución de longitudes de onda extra al caudal efectivo de la red para el escenario anterior se muestra en la figura 54. El caudal efectivo en todos los canales ópticos se comporta de forma lineal para todas las cargas de tráfico, excepto para la configuración con una longitud de onda, la cual para alta carga de tráfico ($>0,8$), debido a la pérdida de paquetes experimentada, mostrada en la figura 51, se deriva en una reducción del caudal efectivo en la red.

Para 2, 3 y 4 longitudes de onda, dado que la pérdida de paquetes se reduce, el caudal efectivo aumenta alcanzando valores netos de 2,75 Gb/s para el caso de 3 canales ópticos adicionales. Lo anterior representa un 19% de ancho de banda añadido en la red y, como tal, es una medida de cuánto ancho de banda excedido en la red se puede proveer en el evento de grandes tasas de petición de tráfico.

Figura 54. Caudal efectivo en función de la carga para un 50% de ONU fuera de perfil y con un 40% de tráfico excedido usando 1, 2, 3 y 4 longitudes de onda adicionales.



Sumario

Este libro ha presentado aspectos relevantes que enmarcan el paradigma de diseño de redes de acceso ópticas convergentes. En particular, este libro se enfoca en la descripción del sistema de transmisión de señales para redes convergentes basado en técnicas de radio sobre fibra y del sistema de extracción o separación de señales convergentes en el proceso de recepción. En función de estos dos aspectos, se describió y se demostró la propuesta de una red de acceso óptico multilongitud de onda con capacidad de transporte convergente y asignación dinámica de longitudes de onda.

En el contexto de las técnicas de generación de señales para redes de acceso convergentes, las técnicas descritas, a saber, combinación directa en el dominio eléctrico y modulación diferencial, generan espectros ópticos de señal en doble banda lateral, en el cual la portadora óptica transporta la información de banda base y la banda lateral o subportadora transporta la señal de radiofrecuencia. Este aspecto es de vital importancia, ya que la transmisión de las componentes de información, desde este esquema, van a experimentar una serie de fenómenos adicionales a los que llega a tener una transmisión pura de banda base en la cual solo existe la portadora óptica. Esta característica propia del resultado de la combinación de una señal de banda base y una de radiofrecuencia impone una serie de condicionantes al sistema de detección y recuperación de dichas informaciones.

En cuanto a la calidad de las señales generadas y, en particular, para la señal de banda base usando la técnica de combinación directa en el dominio eléctrico, se observa que su índice de modulación y el índice de modulación de la señal de radiofrecuencia tienen una fuerte dependencia entre sí, reflejándose dicho comportamiento en el factor de calidad de la señal. Sin embargo, la señal de radiofrecuencia tiene una fuerte dependencia de su propio índice de modulación y, en menor medida, del índice de modulación de la señal de banda base. Es de notar que, con esta técnica, la calidad de las señales después del proceso de combinación eléctrico depende en gran medida de la calidad, alta linealidad y ancho de banda del mezclador de microondas dedicado para tal fin.

En la técnica de modulación diferencial, la combinación de las señales se hace directamente en el modulador óptico evitando el uso de mezcladores de microondas. Los resultados obtenidos fueron muy parecidos al anterior esquema dado que también tiene una dependencia entre los índices de modulación de ambas señales, los cuales

compiten por utilizar el rango dinámico del modulador, es decir, su zona más lineal. Sin embargo, la diferencia radica en que, con modulación diferencial, se requiere de menor cantidad de dispositivos de microondas tales como el propio mezclador, los derivadores de señal y amplificadores, dado que el proceso de combinación y modulación se hace en el propio modulador óptico.

En cuanto al sistema de recuperación y detección de señales convergentes, como se mencionó previamente, las características espectrales de las señales convergentes imponen ciertos requerimientos al proceso de detección. El primero de ellos está relacionado con la necesidad de implementar un mecanismo de separación de señales dado que un esquema de detección directa ocasiona la generación del denominado efecto de supresión de portadora. Este fenómeno se origina debido a las características dispersivas de la fibra y hace que a ciertas distancias, debido a la diferencia de fases en las señales, se produzcan cancelaciones de la portadora óptica. El segundo requerimiento está relacionado con el perfil de filtrado o perfil de paso del filtro óptico, ya que el mejor candidato es aquel que tenga un perfil de filtrado lo más selectivo posible. Con base en los estudios comparativos realizados con las alternativas disponibles en la actualidad, se concluye que, para la extracción de la señal de radiofrecuencia, la técnica basada en el uso de redes de difracción es la más adecuada para la implementación de un sistema de filtrado óptico para una red de acceso convergente.

Las razones se describen a continuación: no es necesario un formato de modulación de banda lateral sencilla para reducir de esta forma la complejidad del transmisor. Permite una configuración sencilla del receptor al permitir la separación de forma transparente y con un buen perfil de filtrado, imponiendo bajas pérdidas de inserción e independencia a la polarización de las señales. Del mismo modo, permite el procesamiento de señales multiplexadas en longitud de onda habilitando la separación eficiente entre la señal de radiofrecuencia y la banda base. Por otra parte, las redes de difracción de Bragg generan un filtrado que no es dependiente del valor de frecuencia de la señal de radio, ya que de cambiar dicho valor, las FBG son fácilmente sintonizables. Finalmente, al comparar la calidad de las señales detectadas con los sistemas de filtrado evaluados, las redes de difracción de Bragg presentan un mejor comportamiento que el presentado por los filtros Fabry-Perot y técnicas interferométricas. Estos últimos generan importantes penalizaciones debido al perfil pasa banda propio de cada una de estas estructuras de filtrado.

Por otra parte, se presentó una propuesta de arquitectura de red de acceso óptica convergente WDM/TDM PON. En la demostración, se utilizaron cinco longitudes de onda espaciadas 0,8 nm: cuatro canales son fijos y un canal se puede asignar de forma dinámica a cada PON. Para la señal de radiofrecuencia, se pueden usar hasta cuatro longitudes de onda que son comunes y dedicadas a cada ONU. La red propuesta explota el paradigma de apilamiento de longitudes de onda con el fin de permitir asignación dinámica de canales, balanceo de carga e incremento de capacidad en un entorno en el cual se pueda reutilizar la infraestructura de fibra ya desplegada. Esta característica es muy relevante si se quiere permitir una evolución continua de los sistemas. Por este motivo, la propuesta consiste en una nueva arquitectura referencial para la central local u oficina central en la cual se puedan establecer conexiones WDM

entre esta y las ONU de la red. En cuanto al comportamiento de la red propuesta en el tratamiento de diferentes canales multiplexados en longitud de onda, los filtros ópticos se encargan de extraer de la señal combinada las componentes de señal de banda base y radiofrecuencia como se discutió previamente. Para la demostración experimental, se utilizaron filtros FBG con un ancho de banda de 20 GHz. Estos filtros separan la longitud de onda de la señal de radiofrecuencia del resto de canales. Para la extracción individual de cada uno de los canales que transportan los servicios fijos o de banda base, se usó un filtro basado en óptica de espacio libre, el cual tiene la capacidad de cambiar su ancho de banda de paso. Con respecto a las tecnologías de filtrado, por ahora, no hay un candidato práctico que pueda ejecutar selección rápida de canal.

Tal y como se describió en el capítulo 3 de este libro, existen varias técnicas de filtrado como los filtros Fabry-Perot, los interferómetros de Sagnac e, incluso, los interferómetros de tipo Mach-Zehnder; por lo tanto, se requiere más investigación para implementar filtros ópticos sintonizables que realicen selección rápida de canal óptico.

El estudio de teletráfico realizado muestra que cuando una sola longitud de onda está presente en la red, como normalmente ocurre en una red de acceso óptica pasiva PON, la tasa de pérdida de paquetes se incrementa principalmente para altas cargas de tráfico presentado. Cuando se despliega una red con la capacidad de transmitir un mayor número de canales ópticos, como en el caso de una red WDM/TDM PON, el porcentaje de paquetes perdido se reduce considerablemente por debajo de valores del 1,8% con 3 longitudes onda adicionales en donde cada una de ellas aporta con un ancho de banda extra de 19 Mb/s aproximadamente. Con respecto al caudal efectivo, se encuentra que, para cargas medias y bajas de tráfico, el comportamiento es lineal con la carga y se reduce significativamente cuando hay una longitud de onda en la red para cargas de tráfico altas. Cuando se implementa una operación multicanal, el caudal efectivo aumenta debido a la reducción de la tasa de paquetes perdidos en la red.

Referencias

- Abdallah, I., Rachida, H. y Mohamed, C. B. (2012). Uniform fiber bragg grating modeling and simulation used matrix transfer method. *International Journal of Computer Science Issues*, 9(1), 368-374.
- Agrawal, G. P. (2002). *Fiber-Optic Communication Systems* (3rd ed.). New York: John Wiley & Sons.
- Ali, M., Ellinas, G., Erkan, H., Hadjiantonis, A. y Dorsinville, R. (2010). On the Vision of Complete Fixed-Mobile Convergence. *Journal Lightwave Technology*, 28(16), 2343-2357.
- Blumenthal, D. J., Laskar, J., Gaudino, R., Han, S., Shell, M. D y Vaughn, M. D. (1997). Fiber-Optic Links Supporting Baseband Data and Subcarrier-Multiplexed Control Channels and the Impact of MMIC Photonic/Microwave Interfaces. *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, 45(8), 1443-1452.
- Blumenthal, D. J., Olsson, B. E., Rossi, G., Dimmick, T. E. *et al.* (2000). All-optical label swapping networks and technologies. *Journal Lightwave Technology*, 18(12), 2058-2074.
- Carena, A., Vaughn, M. D., Gaudino, R., Shell, M. y Blumenthal, D. J. (1998). OPE-RA: An Optical Packet Experimental Routing Architecture with Label Swapping Capability. *Journal Lightwave Technology*, 16(12), 2135-2145.
- Capmany, J., Faile, F. J. y Marti, J. (2001). *Fundamentos de comunicaciones ópticas* (2da. ed.). Madrid: Síntesis.
- Chanclou, P., Belfqih, Z., Charbonnier, B., Duong, T., Frank, F., Genay, N. *et al.* (2008). Optical access evolutions and their impact on the metropolitan and home networks. In *34th European Conference on Optical Communication*, pp.1-3.
- Cisco Systems. (2015). *Cisco Visual Networking Index: Global Mobile Data Traffic Forecast Update, 2014–2019*. USA: Cisco Systems. Recuperado de http://www.cisco.com/c/en/us/solutions/collateral/service-provider/visual-networking-index-vni/white_paper_c11-520862.pdf
- Dagli, N. (1999). Wide bandwidth lasers and modulators for RF photonics. *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, 47(7), 1151-1171.

- Dat, P., Kanno, A., Inagaki, K. y Kawanishi, T. (2014). High-Capacity Wireless Backhaul Network Using Seamless Convergence of Radio-over-Fiber and 90-GHz Millimeter-Wave. *Journal Lightwave Technology*, 32(20), 3910-3923.
- Davey, R., Kani, J., Bourgart, F. y McCammon, K. (2006). Options for Future Optical Access Networks. *IEEE Communications Magazine*, 44(10), 50-56.
- Devaux, F., Sorel, Y. y Kerdiles, J. F. (1993). Simple measurement of fiber dispersion and of chirp parameter of intensity modulated light emitter. *Journal Lightwave Technology*, 11(12), 1937-1940.
- Erdogan, T. (1997). Fiber grating spectra. *Journal Lightwave Technology*, 15(8), 1277-1294.
- Hill, O. H. y Meltz, G. (1997). Fiber Bragg Grating Technology Fundamentals and Overview. *Journal Lightwave Technology*, 15(8), 1263-1276.
- Ho, K. P. (2005). Generation of arbitrary quadrature signals using one dual drive modulator. *Journal Lightwave Technology*, 23(2), 764-770.
- Hsueh, Y., Rogge, M., Yamamoto, S. y Kazovsky, L. (2005). A highly flexible and efficient passive optical network employing dynamic wavelength allocation. *Journal Lightwave Technology*, 23(1), 277-286.
- Iezekiel, S. (2008). Measurement of microwave behavior of optical links. *IEEE Microwave Magazine*, 9(3), 100-120.
- Kani, J. (2010). Enabling Technologies for Future Scalable and Flexible WDM-PON and WDM/TDM-PON Systems. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, 16(5), 1290-1297.
- Kasemet, D. (1990). High frequency Analog Fiber Optic Systems. *SPIE*, 1371, 104-114.
- Kazovsky, L., Shaw, W., Gutierrez, D., Cheng, N. y Wong, S. (2007). Next-Generation Optical Access Networks. *Journal Lightwave Technology*, 25(11), 3428-3442.
- Kellerer, W., Kiess, W., Scalia, L., Biermann, T., Choi, C. y Kozu, K. (2012). Novel cellular optical access network and convergence with FTTH. *Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOEC)*, pp. 1-3.
- Koonen, T. (2006). Fiber to the home/fiber to the premises: What, where and when? *Proceeding of the IEEE*, 94(5), 911-934.
- Koonen, T., Tran, N. y Tangdiongga, E. (2011). The merits of reconfigurability in WDM-TDM optical in-building networks. *Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOEC)*, pp. 1-3.
- Kyung Woon, L., Jung Ho, P. y Hyun Do, J. (2013). Comparison of digitized and analog radio-over-fiber systems over WDM-PON networks. *International Conference on ICT Convergence (ICTC)*, pp. 705-706.
- Laraqui, K. (2013). Small cell optical mobile backhauling: architectures, challenges, and solutions. *39th European Conference and Exhibition on Optical Communication*, pp. 1-3.

- Lee, H. J., Yoo, S. J. V., Tsui, V. K. y Fong, S. K. H. (2001). A Simple All-Optical Label Detection and Swapping Technique Incorporating a Fiber Bragg Grating Filter. *IEEE Photonics Technology Letters*, 13(6), 635-637.
- Meagher, B., Chang, G. K., Ellinas, G., Lin, Y. M. *et al.* (2000). Design and Implementation of Ultra-Low Latency Optical Label Switching for Packet-Switched WDM Networks. *Journal Lightwave Technology*, 18(12), 1978-1987.
- Moeyaert, V. y Maier, G. (2011). Network Technologies for Broadband Access. In *Transparent Optical Networks (ICTON)* (pp. 1-5). 13th International Conference, Stockholm.
- Nguyen-Cac, T., Hyun-Do, J., Okonkwo, C., Tangdiongga, E. y Koonen, T. (2012). Dynamically Delivering Radio Signals by the Active Routing Optical Access Network. *IEEE Photonics Technology Letters*, 24(3), 182-184.
- Ortega, B., Mora, J., Puerto, G. y Capmany, J. (2007). Symmetric reconfigurable capacity assignment in a bidirectional DWDM access network. *Optics Express*, 15(25), 16781-16786.
- Ponzini, F., Giorgi, L., Bianchi, A. y Sabella, R. (2013). Centralized radio access networks over wavelength-division multiplexing: a plug-and-play implementation. *IEEE Communications Magazine*, 51(9), 94-99.
- Popov, M., Martínez, A., Capmany, J., Pastor, D., Fonjallaz, P. Y. y Ortega, B. (2005). Fiber-Bragg-Grating-Based Device For Payload And Label Separation in Highly Packed Subcarrier-Multiplexed Optical Label Swapping. *IEEE Photonics Technology Letters*, 17(11), 2445-2447.
- Popov, M. (2010). The Convergence of Wired and Wireless Services Delivery in Access and Home Networks. *Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOEC)*, pp. 1-3.
- Raman, K. (1999). *Fiber Bragg Gratings*. San Diego: Academic.
- Ramaswami, R. y Sivarajan, K. (2010). *Optical Networks: A Practical Perspective* (3ra. ed.). San Francisco: Morgan Kaufmann Publishers.
- Rossi, G., Jerphagnon, O., Olsson, B. E. y Blumenthal, D. J. (2000). Optical SCM Data Extraction using a Fiber-Loop Mirror for WDM Network Systems. *IEEE Photonics Technology Letters*, 12(7), 897-899.
- Sabella, R. y Lugli, P. (1999). *High Speed Optical Communications*. Norwell: Kluwer Academic.
- Schwartz, M. (1990). *Information transmission, modulation, and noise* (4ta. ed.). New York: McGraw-Hill.
- Seeds, A. J. y Williams, K. J. (2006). Microwave photonics. *Journal Lightwave Technology*, 24(12), 4628-4641.
- Stephens, W. E. y Joseph, T. R. (1987). System characteristics of direct modulated and externally modulated RF fiber-optic links. *Journal Lightwave Technology*, 5(3), 380-387.

- Urban, P., Huijskens, F., Khoe, G., Koonen, T. y Waardt, H. (2009). Reconfigurable WDM/TDM Access Network Providing 10-Gb/s/Over 27-km SSMF With Colorless ONU. *IEEE Photonics Technology Letters*, 21(23), 1758-1760.
- Venkatesan, G. y Kulkarni, K. (2008). Wireless backhaul for LTE-requirements, challenges and options. In *2nd International Symposium on Advanced Networks and Telecommunication Systems*, pp. 1-3.
- VPI Transmission Maker. (2014). *Photonic Modules Reference Manual*. Virtual Photonics Systems Inc.
- Yang, H., Shi, Y., Okonkwo, C., Tangdiongga, E. y Koonen, T. (2010). Dynamic capacity allocation in radio-over-fiber links. *IEEE Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP)*, 181-184.
- Yong-Yuk, W., Moon-Ki, H., Yong-Hwan, S. y Sang-Kook, H. (2013). Colorless two different gigabit data access transmissions using optical double sideband suppressed carrier and optical sideband slicing. *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, 5(6), 544-553.
- Yoo, S. J. B., Lee, H. J., Pan, Z., Cao, J. *et al.* (2002). Rapidly Switching All-Optical Packet Routing System With Optical-Label Swapping Incorporating Tunable Wavelength Conversion and a Uniform-Loss Cyclic Frequency AWGR. *Photon Technol. Lett.*, 14(8), 1211-1213.
- Yoshida, S. y Iwshita, K. (1990). Influence of amplitude modulation induced by LD direct modulation on FM signal transmission. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2(12), 929-931.
- Zou, S., Okonkwo, C., Cao, Z., Tran, N. *et al.* (2012). Dynamic optical routing and simultaneous generation of millimeter-wave signals for in-building access network. *Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOEC)*, 1-3.

Autor

Gustavo Adolfo Puerto Leguizamón

Ingeniero de Telecomunicaciones. Doctor en Telecomunicaciones en 2008 e investigador posdoctoral en el Instituto de Telecomunicaciones y Aplicaciones Multimedia de la misma universidad hasta 2011. En 2003 se vinculó al Grupo de Comunicaciones Ópticas y Cuánticas de la Universidad Politécnica de Valencia. Durante su etapa posdoctoral se desempeñó como co-líder del paquete de trabajo sobre nueva generación de tecnologías ópticas para red de acceso en el marco del proyecto europeo ALPHA (*Architectures for Flexible Photonics Home and Access Networks*). Desde 2012 es profesor asociado en la Universidad Distrital Francisco José de Caldas. A la fecha ha publicado más de 40 artículos en revistas y congresos internacionales en el campo de redes ópticas; es par evaluador de Colciencias y de las revistas *IEEE Journal on Lightwave Technologies*, *IEEE Photonic Technology Letters* y *Optics Express*. Sus intereses de investigación incluyen sistemas de radio sobre fibra, *networking* óptico y redes de acceso ópticas.

Este libro se
terminó de imprimir
en abril de 2016
en la Editorial UD
Bogotá, Colombia