

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA

DEPARTAMENTO DE COMUNICACIONES

**Aplicación de los amplificadores
ópticos de semiconductor a la
fotónica de microondas**

TESIS DOCTORAL

Presentada por:

María Dolores Manzanedo Martínez

Dirigida por:

Dr. José Mora Almerich

Dr. José Capmany Francoy

Valencia, Junio 2013

A los incondicionales, mis padres

Agradecimientos

Gracias a todos los que me han acompañado y respaldado durante este tiempo esta tesis ha sido posible. En primer lugar quiero dar las gracias a mis directores, José Mora Almerich y José Capmany Franco por su apoyo y tesón. Tuve además la suerte de poder colaborar en el proyecto europeo Lightwave Architectures for the processing of Broadband Electronic Signals (LABELS IST-2001-37435) del Quinto Programa Marco en el cual se desarrolló el trabajo que aquí se presenta.

El compartir estos años de aprendizaje con el grupo de Comunicaciones Ópticas y Cuánticas me ha permitido llevar a cabo esta etapa de formación y encontrar las herramientas necesarias para afrontar nuevos retos profesionales. Pude también colaborar con el laboratorio Alcatel-Thales III-V al que doy las gracias por permitirme disfrutar de sus instalaciones, equipos y métodos.

No puedo olvidar a los que abrieron una puerta; Daniel Pastor, por rescatarme del “apasionante mundo de los museos” y Anne-Florence Canton. Gracias a mis compañeros del grupo de Comunicaciones Ópticas y Cuánticas, especialmente Raimundo y Pascual por tantos “almuerzos filosóficos” compartidos.

Durante todo este tiempo han pasado muchas cosas; nuevos retos, dificultades de trabajo y salud, de amistad y de amor, grandes penas por aquellos que se fueron... superados por aquello que nos empuja a seguir a adelante y a querer ser mejores. En fin, ha pasado la vida. Por esos momentos en mis recuerdos quisiera que estuvieran presentes en estas líneas mis abuelos, Isabel, Roque, Juana y Paco. También perdí en este período a mi querida amiga de la infancia, Yolanda Recio Soler, ejemplo de coraje y lucha, aunque al final el cáncer pudiera más que ella, y que será siempre un modelo para mí.

Gracias también a mis amigos que me acompañan en risas y penas, a mi hermano y cuñada, Manolo y Azucena, y a mi sobrino Samuel por ser un personaje y hacerme reír. Y sobre todo gracias a los incondicionales, Manolo y Mina, mis padres.

Y gracias a lo que sea que ha hecho que os cruzaseis en mi vida.

Resumen

Esta tesis se centra en el estudio de los fenómenos no lineales como la modulación cruzada de ganancia (*XGM*, *cross gain modulation*) y la modulación cruzada de fase (*XPM*, *cross phase modulation*) en amplificadores ópticos de semiconductor. Ambos fenómenos permiten aprovechar la no linealidad de la ganancia del amplificador saturado para realizar un proceso de conversión de longitud de onda. Este proceso consiste en trasladar la información transportada por una señal que modula una portadora óptica a una longitud de onda a una señal continua en otra longitud de onda llamada sonda cuando ambas atraviesan el amplificador. A lo largo de todo este estudio se confrontará la opción *XGM* con la *XPM* con el fin de establecer las ventajas e inconvenientes de cada uno de los métodos. Mientras que la técnica *XGM* es sencilla de utilizar y de menor coste, la *XPM* se caracteriza por proporcionar conversiones más eficientes, de menor chirp y mayor ancho de banda. Esta traslación de información de la señal modulada a la sonda tiene aplicaciones en los regímenes de pequeña y gran señal.

En el ámbito de pequeña señal, la propiedad de invertir la señal convertida respecto a la señal de bombeo se utiliza para la implementación de filtros de microondas con coeficientes negativos. Este tipo de filtros presentan la ventaja de eliminar la componente continua de la señal. La función de transferencia del filtro se diseña mediante la sintonización y la modificación del perfil. La sintonización del filtro se realiza con elementos de retardo mientras que el perfil se varía modificando la potencia de cada una de las señales que conforman los coeficientes mediante atenuadores ópticos. Todas estas características están apoyadas por un estudio teórico, de simulación y por resultados experimentales llevados a cabo en el laboratorio del GCOC.

En régimen de gran señal, se ha diseñado un módulo de conversión formado por dos etapas en cascada: una primera de *XGM* seguida de otra de *XPM*. Esta configuración permite aprovechar la ventaja de cada uno de los métodos. Este módulo está integrado dentro del nodo óptico del demostrador desarrollado para el proyecto europeo LABELS (*Lighthwave Architectures for the processing of Broadband Electronic Signals*). En este nodo, el encaminamiento se realiza mediante la longitud de onda. Por lo tanto, el ser capaz de convertir la señal de entrada a otra longitud de onda es capital para conmutar la señal en el nodo. El hecho de realizar esta conversión sin necesidad de recurrir a una conversión optoelectrónica intermedia proporciona a estos sistemas la propiedad de ser transparentes al formato de modulación y a su velocidad de transmisión (dentro del ancho de banda de conversión), lo que explica la importancia del módulo desarrollado. Para determinar las condiciones de funcionamiento y la bondad del módulo de conversión se han llevado a cabo varios experimentos cuyos resultados se muestran en esta tesis.

Abstract

This thesis focuses in non-linear phenomena as cross gain modulation (XGM) and cross phase modulation (XPM) in semiconductor optical amplifiers (SOA). Both phenomena allow taking advantage of no linearity of the gain in saturated SOA's in order to carry a wavelength conversion process.

This process consists in the translation of the information conveyed by a signal modulating the optical carrier (pump signal) to a continuous signal with a different wavelength (the probe signal) when both traverse the amplifier.

Through this study we will compare XGM with XPM conversion method to establish the advantages and drawbacks for each one. In one hand XGM allows a simple setup and low costs. In the other hand XPM provides more efficient conversions, lower chirp and bigger bandwidth.

The translation of information from the modulated pump signal to the probe has several applications in small and large signal processing.

In small signal regime, the signal inversion of the probe respecting to the input pump signal is used for the implementation of microwaves filters with negative coefficients. This kind of filter has the advantage of eliminating the continuous component of the signal. The filter transfer function is designed by tuning and profile modification. The filter tuning is done by means of delay elements whereas the profile modification is carried out by varying the optical power of each signal representing a coefficient using optical attenuators. All these characteristics are supported by a theoretical study, simulations and experimental results carried out on the GCOC laboratory.

In large signal regime, we have designed a conversion module formed by two cascaded stages: XGM followed by a XPM phase. This configuration allows taking advantage of each one of the methods. The conversion module is integrated in the optical node of the LABELS (Lighthwave Architectures for the processing of Broadband Electronic Signals) demonstrator. In this optical node the routing is carried out by the wavelength value. For that reason being able to convert the input signal to another one without any intermediate electro-optical conversion gives these systems the property of being transparent to the modulation format and transmission rates (as long as the transmission is inside the bandwidth of the optical devices). That is the reason why this module is so important within the optical node. Several experiments have been carried out to establish the working conditions and qualities of the conversion module which results are shown in this work.

Resum

Aquesta tesi es centra en l'estudi de fenòmens no lineals com és la modulació creuada de guany (*XGM, cross gain modulation*) i la modulació creuada de fase (*XPM, cross phase modulation*) en amplificadors òptics de semiconductor. Tots dos fenòmens permeten aprofitar la no linealitat del guany de l'amplificador saturat per a realitzar un procés de conversió de longitud d'ona. Aquest procés consisteix en traslladar la informació transportada per un senyal que modula una portadora òptica a una longitud d'ona amb un senyal continu en una altra longitud d'ona anomenada "sonda" quan travessen l'amplificador. Al llarg de tot aquest estudi es confrontarà l'opció XGM amb la XPM amb la finalitat d'establir els avantatges i inconvenients de cadascun dels mètodes. Mentre que la tècnica XGM és senzilla d'utilitzar i de menor cost, XPM es caracteritza per proporcionar conversions més eficients, de menor chirp i major ample de banda. Aquesta translació d'informació del senyal modulat a la sonda té aplicacions en les règims de petit i gran senyal.

En l'àmbit de petit senyal, la propietat d'invertir el senyal convertit respecte al senyal de bombament s'utilitza per a la implementació de filtres de microones amb coeficients negatius. Aquest tipus de filtres presenta l'avantatge d'eliminar la component contínua del senyal. La funció de transferència del filtre es dissenya mitjançant la sintonització i la modificació del perfil. La sintonització del filtre es realitza amb elements de retard mentre que el perfil es varia modificant la potència de cadascuna dels senyals que conformen les coeficients mitjançant atenuadors òptics. Totes aquestes característiques estan recolzades per un estudi teòric, de simulació i per resultats experimentals duts a terme en el laboratori del GCOC.

En règim de gran senyal, s'ha dissenyat un mòdul de conversió format per dues etapes en cascada: la primera de XGM seguida d'una altra de XPM. Aquesta configuració permet aprofitar l'avantatge de cadascun des mètodes. Aquest mòdul està integrat dins del node òptic del demostrador desenvolupat per al projecte europeu LABELS (*Lighthwave Architectures for the processing of Broadband Electronic Signals*). En aquest node, l'enrutament es realitza mitjançant la longitud d'ona. Per tant, el ser capaç de convertir el senyal d'entrada a una altra longitud d'ona és capital per a conmutar el senyal en el node. El fet de realitzar aquesta conversió sense necessitat de recórrer a una conversió optoelectrònica intermèdia proporciona a aquest sistema la propietat de ser transparents al format de modulació i a la velocitat de transmissió (dins de l'ample de banda de conversió), la qual cosa explica la importància del mòdul desenvolupat. Per a determinar les condicions de funcionament i la bondat del mòdul de conversió s'han dut a terme diversos experiments els resultats dels quals es mostren en aquesta tesi.

Índice

1. Introducción.....	1
1.1. Evolución del amplificador óptico de semiconductor en los sistemas de telecomunicaciones.....	3
1.2. Objetivos y estructura de la tesis	7
2. El amplificador óptico de semiconductor	11
2.1. Descripción general de un SOA semiconductor masivo	13
2.1.1. Fenómenos entre bandas de energía	14
2.1.2. El SOA como elemento no lineal	16
2.2. Ecuaciones diferenciales	18
2.2.1. Ecuaciones diferencias generales.....	18
2.2.2. El SOA como conversor y modulador.....	20
2.2.3. Extensión del análisis a N longitudes de onda	24
2.2.4. Configuración MZI-SOA	27
2.3. Aplicaciones del SOA	30
2.3.1. Amplificador	31
2.3.2. Modulador.....	31
2.3.3. Conversor de longitud de onda	31
2.3.4. Generador de coeficientes negativos en filtros fotónicos de microondas	32
3. Régimen pequeña señal en el SOA: aplicaciones a filtros fotónicos de microondas	33
3.1. Caracterización en ganancia	35
3.2. Configuración codireccional y contradireccional en el SOA	37
3.2.1. Búsqueda del punto óptimo de trabajo	37
3.2.2. Ancho de banda de conversión	41
3.2.3. Análisis del chirp.....	43

3.3. Configuración del MZI-SOA	51
3.3.1. Búsqueda del punto óptimo de trabajo	51
3.3.2. Ancho de banda de conversión	52
3.3.3. Análisis del chirp.....	53
3.4. Implementación de filtros transversales con SOAs	54
3.4.1. Realización de un filtro óptico experimental con coeficientes negativos obtenidos mediante XGM en un SOA	55
3.4.2. Realización de un filtro óptico experimental con coeficientes negativos obtenidos mediante XPM en un MZI-SOA	64
4. Régimen gran señal en el SOA: proyecto LABELS	69
4.1. El proyecto IST-LABELS	71
4.1.1. Conversión de longitud de onda y re-escritura	72
4.1.2. Módulo de conversión de longitud de onda del proyecto LABELS	75
4.2. Etapa de conversión XGM	77
4.2.1. Estudio en estática.....	78
4.2.2. Estudio en dinámica.....	80
4.3. Etapa de conversión XPM	85
4.3.1. Presentación del dispositivo MZI-SOA modelo Alcatel ICM 1902	85
4.3.2. Presentación del dispositivo MZI-SOA modelo HHI	90
4.4. Adaptación de los etapas XGM y XPM	93
5. Conclusiones y líneas abiertas.....	101
5.1. Conclusiones	103
5.2. Líneas abiertas.....	106
Referencias	107
Apéndice A. Publicaciones científicas del autor	117
A.1. Artículos en revistas científicas.....	119
A.2. Contribuciones en conferencias nacionales e internacionales.....	120

Capítulo 1

Introducción

1.1. Evolución del amplificador óptico de semiconductor en los sistemas de telecomunicaciones

El continuo aumento de información en las redes de comunicaciones que se ha producido en las últimas décadas, ha hecho necesario la creación de sistemas capaces de soportar y gestionar estos grandes volúmenes de datos. Así pues, la tecnología fotónica se ha impuesto como una gran alternativa dominante de las compañías operadoras de telecomunicaciones. La tecnología que ha dado lugar al desarrollo de dispositivos fotónicos es la que ha permitido explotar el gran ancho de banda de las fibras ópticas y de esta forma atender a la gran demanda de información existente [1].

La tecnología fotónica cubre la generación, procesado y distribución de señales eléctricas. En este contexto, se han desarrollado y han progresado las redes y sistemas todo-ópticos que explotan las propiedades de los sistemas y dispositivos fotónicos para el tratamiento tanto de señales analógicas como digitales.

En las últimas tres décadas, la Fotónica de Microondas ha surgido como un área de investigación para mejorar el funcionamiento de los sistemas de radiofrecuencia [2]. En los últimos años, la Fotónica de Microondas se ha centrado en aplicaciones de control del apuntamiento de antenas [3], el desarrollo de técnicas versátiles para filtrado de señales de microondas [4] y finalmente, en la generación arbitraria de formas de onda [5]. Otras aplicaciones centradas en sistemas de transmisión ópticos son la separación de carga y cabecera en redes ópticas de intercambio de etiquetas [6], extracción de tono piloto en los canales WDM para control, protección y monitorización [7] y separación de servicios en transmisión WDM portadores de múltiples RF servicios en una longitud de onda [8].

En este contexto de aplicaciones analógicas y digitales, un dispositivo óptico que ha cobrado importancia en los últimos años para el procesado de señal en el dominio óptico ha sido el amplificador óptico de semiconductor (ver Figura 1.1). La estructura básica de un SOA (*Semiconductor Optical Amplifier*) consiste en una heterounión p-n alimentada eléctricamente en la que la luz se confina en la guía de onda activa, de modo que es amplificada a su paso por la cavidad. Las caras de entrada y salida son antirreflectantes a fin de evitar la realimentación óptica. La corriente eléctrica permite disponer de una gran concentración de portadores en la cavidad activa con lo que se consigue inversión de población y con ello ganancia óptica gracias a la emisión estimulada.

Los SOAs, que en principio se diseñaron para la amplificación de la señal óptica en la transmisión por fibra óptica, fueron desplazados por los amplificadores de fibra dopada con Erblio (EDFA), ya que en los primeros la ganancia tiene un comportamiento no lineal. No obstante, podemos encontrar actualmente aplicaciones de amplificación de señal en redes de área local y metropolitanas, menos restrictivas en cuanto a la efectividad del amplificador y en las que se aprovecha su bajo coste. Sin embargo, el comportamiento no lineal de la ganancia

en el SOA con la potencia óptica de entrada convierte a estos dispositivos en sistemas interesantes para el procesamiento de la señal. Algunas aplicaciones que surgen de esta no linealidad son la conversión en longitud de onda en nodos WDM [9], realización de puertas lógicas ópticas [10], generación de pulsos [11], recuperación de la señal de reloj [12] y [13] utilización como detectores [14].

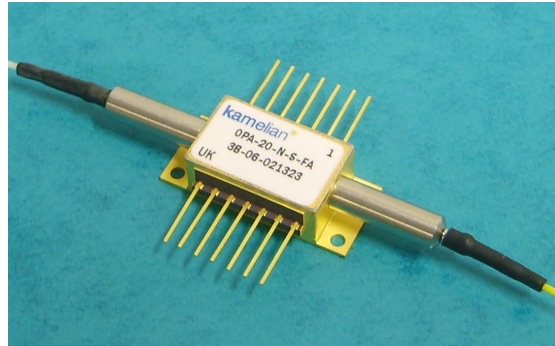


Figura 1.1. Amplificador óptico de semiconductor.

Esta tesis se centra en una de las aplicaciones que ha tomado mayor interés dentro del campo de las aplicaciones analógicas, que consiste en el desarrollo de dispositivos fotónicos para implementación de filtros dinámicamente configurables, y que se utilizan para el procesamiento de señales de sistemas de radiofrecuencia [15].

Un sistema tradicional de procesamiento eléctrico, como el representado en la Figura 1.2(a), requiere de un diseño específico de ancho de banda espectral de operación restringido. Estos sistemas limitan el ancho de banda en los sistemas de comunicaciones ópticas tanto analógicos como digitales debido a su escasa flexibilidad. Además, las interferencias electromagnéticas y las pérdidas dependientes de la frecuencia, constituyen una fuente importante de degradación de las señales. El uso de la tecnología fotónica permite realizar tareas de procesamiento de señal directamente en el dominio óptico lo cual permite sortear la mayoría de las limitaciones presentes en los sistemas tradicionales. En la Figura 1.2(b), se muestra un esquema de la alternativa fotónica para el procesamiento de señales de radiofrecuencia y microondas. La conversión de la señal de radiofrecuencia a señal óptica se consigue modulando una fuente óptica directa o externamente. La señal óptica modulada por la señal de radiofrecuencia se inyecta en un procesador óptico de señal, que muestrea la señal en el dominio del tiempo. La señal óptica resultante es convertida al espectro de radiofrecuencia mediante un receptor óptico. Esta alternativa para el procesamiento fotónico de señales de microondas presenta importantes ventajas, como son, pérdidas bajas e independientes de la frecuencia de la señal RF, inmunidad a interferencias electromagnéticas y frecuencia de muestreo elevada (sobre 100 GHz en comparación con unos pocos GHz con tecnología electrónica).

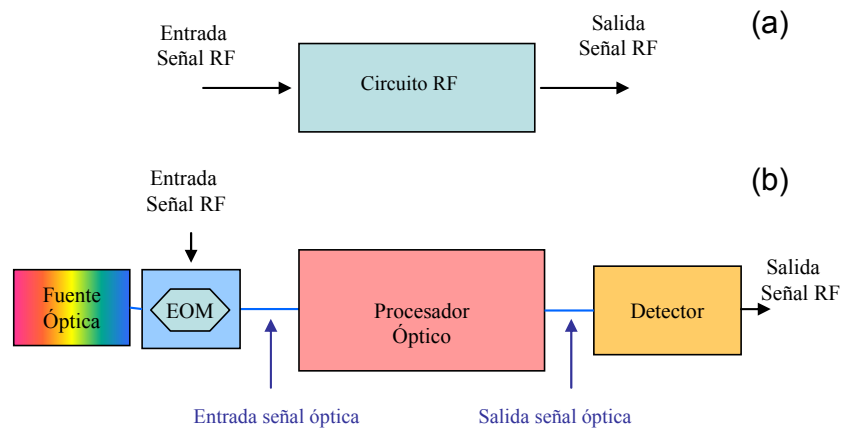


Figura 1.2. (a) Esquema convencional para el procesamiento de señales de RF y (b) esquema alternativo para el procesamiento de señales RF en el dominio óptico.

Una de las principales limitaciones de los filtros transversales incoherentes es que sólo se pueden conseguir coeficientes positivos puesto que la intensidad es una magnitud positiva, es decir, sólo es posible obtener señales ópticas retardadas que contribuyen con pesos positivos. Las soluciones propuestas por otros autores para obtener señales ópticas que contribuyan con amplitudes negativas se dividen en dos grupos. En primer lugar, están aquellas configuraciones que proponen una solución en el dominio eléctrico ya sea en el proceso de recepción de la señal óptica modulada utilizando detección diferencial [16] o en la modulación de la señal óptica de entrada, mediante la utilización de dos moduladores electro-ópticos (EOM) desfasados 180° [17]. En segundo lugar, están las soluciones que se realizan directamente en el dominio óptico empleando elementos activos. Por ejemplo, algunos de ellos utilizan amplificadores ópticos de semiconductor para generar inversión de amplitud con la saturación de la ganancia [18]. La mayoría de estas propuestas que se realizan en el dominio óptico tienen como limitación el número de portadoras con coeficientes negativos que se pueden conseguir. De hecho, los resultados presentados en estas propuestas sólo demuestran experimentalmente la viabilidad de implementar filtros con dos portadoras debido a la utilización de elementos activos y a la complejidad del esquema experimental. Nosotros proponemos una nueva configuración basada en elementos pasivos que permite conseguir múltiples portadoras con coeficientes negativos en el dominio óptico, para la implementación de filtros transversales incoherentes.

Otra de las aplicaciones de interés en esta tesis en cuanto a redes de transmisión de datos digitales, se orienta hacia las redes de conmutación óptica por medio del uso de etiquetas [19] (*Optical Label Switching*). En estas redes el paquete transmitido consiste en una parte llamada carga y que son los datos propiamente dichos, y una parte que contiene la información necesaria para el enrutamiento en los nodos, y que recibe el nombre de etiqueta o cabecera. Varias técnicas han sido propuestas para etiquetar paquetes ópticos: multiplexación por división de tiempo (TDM),

multiplexación por división de código óptico (OCDM), multiplexación por subportadora (SCM), modulaciones ortogonales y etiquetado por multiplexación por división de onda (WDM). En los primeros cuatro métodos, la etiqueta se asigna al paquete de información en el mismo canal espectral, mientras que en el quinto método se utiliza un canal diferente para transportar la etiqueta.

En esta tesis, nos centramos en los sistemas de conmutación con etiqueta óptica SCML (*Sub-Carrier Multiplexed Label*). En la Figura 1.3 se observa cómo en este sistema SCML la etiqueta está modulada sobre un tono de radiofrecuencia en el mismo canal que la carga, lo que permite relajar las condiciones de sincronización entre las dos partes, carga y cabecera, además de poseer otras ventajas [19][20][21]. En este trabajo, el intercambio de etiqueta se realiza mediante un proceso de conversión en longitud de onda y de regeneración de la señal que es implementada mediante estructuras ópticas que contienen SOAs. Este bloque se encarga de etiquetar la carga proveniente del búfer óptico con la nueva información de etiqueta que ha sido generada en el controlador del nodo. En este mismo bloque y dado que la longitud de onda del paquete es la variable que el nodo utiliza para ejecutar las tareas de encaminamiento, se incorpora un esquema de conversión de longitud de onda y regeneración a la carga de datos transportada a fin de obtener un sistema que haga buena utilización de las longitudes de onda disponibles en la red y que además reduzca el bloqueo del nodo en caso de colisiones de paquetes.

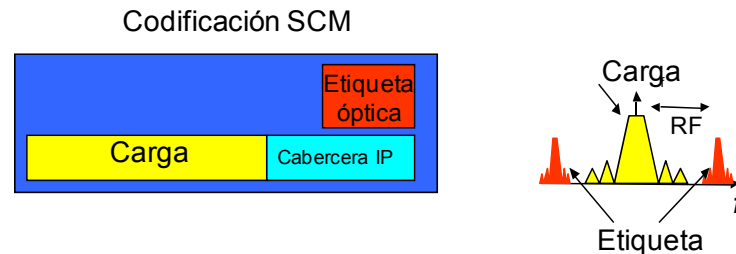


Figura 1.3. Distribución temporal y espectral del etiquetado SCM.

Finalmente, destacar que el trabajo de esta tesis se ha realizado dentro del proyecto europeo LABELS IST-2001-37435 (*Lightwave Architectures for the Processing of Broadband Electronics Signals*), perteneciente al quinto programa marco de la unión europea, desarrollado entre los años 2002 y 2005 por un consorcio de siete entidades. El principal propósito de este proyecto fue explorar diferentes posibilidades para procesar señales de microondas directamente en el dominio óptico, lo cual, es un elemento clave para la implementación de las futuras redes de Internet así como para la siguiente generación de comunicaciones móviles.

1.2. Objetivos y estructura de la tesis

El objetivo que se pretende alcanzar con esta tesis doctoral es evaluar de forma teórica y experimental la modulación cruzada de ganancia y de fase que se produce en los amplificadores de semiconductor para su utilización en varias aplicaciones cuando se aprovechan estos dos fenómenos no lineales. Esta tesis se centra en el estudio de aplicaciones en régimen de pequeña y gran señal así como su demostración experimental a través de diferentes configuraciones. Con esa finalidad, se plantean una serie de objetivos específicos que se detallan a continuación:

- Conocer y comprender los principales fenómenos físicos que tienen lugar en el SOA y que permiten explicar su comportamiento.
- Estudiar los modelos matemáticos del SOA en gran señal y entender cómo los fenómenos físicos se representan en el modelo: establecer la dependencia de la ganancia y la fase con la corriente de alimentación, comprender las dependencias de la potencia de saturación con las características del SOA y la importancia del chirp en la modulación de fase de la señal
- Estudiar la extensión del modelo del SOA de gran señal a pequeña señal con el fin de analizar la respuesta del SOA cuando se utiliza en la implementación de filtros de microondas con coeficientes negativos.
- Establecer las condiciones del balance óptimo de la potencia de la sonda y el bombeo en régimen de pequeña señal para optimizar el diseño de los filtros.
- Analizar el ancho de banda de conversión del SOA y comprender su impacto en las aplicaciones en régimen de pequeña y gran señal.
- Demostrar el efecto de supresión de portadora del chirp en los filtros fotónicos cuando se introducen elementos dispersivos para la sintonización del mismo y entender la limitación que introduce en el ancho de banda del filtro fotónico.
- Demostrar la generalidad de los filtros transversales realizados mediante un estudio teórico por extensión en el número de coeficientes utilizados en la implementación del dispositivo.
- Implementar varios filtros fotónicos para microondas y estudiar el impacto en sus características (ancho de banda, rango espectral libre y nivel de lóbulo principal a secundario) según el uso de coeficientes positivos o negativos y mediante elementos de retardo y de dispersión.
- Estudiar las ventajas e inconvenientes de cada una de las etapas XGM y XPM en régimen de gran señal con el fin de integrarlas en el nodo todo óptico de una red WDM.

- Determinar experimentalmente las condiciones de trabajo óptimo para la conversión de una señal NRZ en la etapa XGM y en la etapa XPM por separado de los dispositivos adquiridos (SOA Kamelian, SOA ICM Alcatel 1902 y SOA MZI HHI). Estudiar las condiciones de trabajo adaptadas al hecho de disponer ambas etapas en cascada.
- Optimizar la señal a la salida de la etapa XGM mediante reducción del chirp de la señal convertida mediante la desintonización del filtro ubicado entre ambas etapas.

Con el fin de presentar el trabajo realizado a lo largo del periodo de investigación, el contenido de esta tesis doctoral se ha estructurado del siguiente modo:

- En el capítulo 2, se presenta el amplificador óptico de semiconductor y los fenómenos físicos que se producen en él. Para ello, se describe su estructura y los fenómenos no lineales, XGM y XPM que se utilizarán en las implementaciones llevadas a cabo en los capítulos 3 y 4. Se recuperan los modelos matemáticos en gran señal y la adaptación de éstos a pequeña señal. A continuación, se demuestra la generalidad del estudio que se realiza en el capítulo 3, ya que las propiedades estudiadas para un número concreto de longitudes de onda se pueden extender a un número indeterminado de longitudes de onda. Finalmente, se presentan conceptualmente varias de las aplicaciones de las no linealidades del SOA en los sistemas ópticos, como el SOA como modulador o convertidor de señal.
- En el capítulo 3, se implementan filtros fotónicos transversales para microondas. En este sentido se estudian tres aspectos fundamentales que determinarán las propiedades del filtro: el punto de trabajo óptimo en función del balance de potencias entre la señal de datos y la señal continua en el SOA, el ancho de banda de modulación y el análisis del chirp en el SOA como limitación del ancho de banda del filtro. Todo ello tanto en configuración XGM como XPM. Posteriormente se procede a la implementación experimental de los filtros y su contrastación con la teoría mediante la simulación de los modelos matemáticos.
- El capítulo 4 presenta la etapa de conversión en longitud de onda del proyecto europeo IST-LABELS. En el proyecto LABELS se implementa un nodo de conmutación en el cual el enrutamiento se lleva a cabo en el dominio óptico, sin conversión optoelectrónica de la señal de datos. La señal que sirve para transportar la información de conmutación en la cabecera está modulada a una portadora de radiofrecuencia. En primer lugar, se realiza un estudio del estado del arte que permite el presentar diferentes configuraciones de conversión en longitud de onda mediante SOAs, según el fenómeno no lineal que se pretenda explotar. Tras este análisis se opta por una combinación en cascada de las etapas XGM y XPM. Cada uno de los amplificadores adquiridos para el nodo experimental es estudiado y las condiciones de trabajo establecidas. En

primer lugar, se realiza la caracterización de cada uno de ellos por separado, para posteriormente proceder a la concatenación de ambas etapas. Debido a la limitación en ancho de banda del SOA adquirido para XGM, es necesario un estudio de eliminación de chirp mediante filtrado de la señal a la salida, ya que esto permite mejorar la calidad de la señal convertida a la salida del módulo de conversión.

- Finalmente, en el capítulo 5 se sintetizan las principales conclusiones alcanzadas a lo largo de esta tesis doctoral. Así mismo, se incluyen las posibles líneas de investigación futuras.

Capítulo 2

El amplificador óptico de semiconductor

2.1. Descripción general de un SOA de semiconductor masivo

En este capítulo se abordan las características generales del amplificador óptico de semiconductor (SOA, de *Semiconductor Optical Amplifier*). En primer lugar, se explica la estructura física del amplificador cuya estructura básica se puede observar en la Figura 2.1. Esta consiste en una heterounión p-n alimentada eléctricamente en la que la luz se confina en la guía de onda activa y es amplificada a su paso por la cavidad [22]. Las caras de entrada y salida tienen un tratamiento antirreflejante ($R < 10^{-3}$) a fin de evitar la realimentación óptica que es la principal diferencia con el láser de semiconductor. De hecho, el SOA es también conocido como SLA, por *Semiconductor Laser Amplifier*. La corriente eléctrica permite disponer de una gran concentración de portadores en la cavidad activa con lo que se consigue inversión de población y con ello ganancia óptica debido a la emisión estimulada.

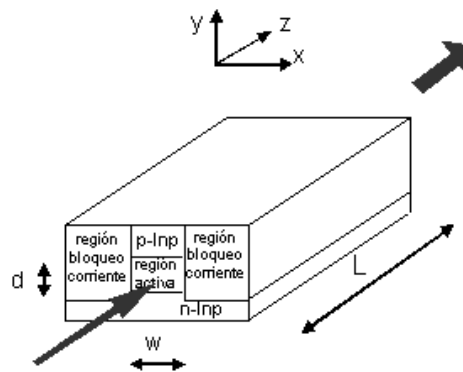


Figura 2.1. Estructura de un amplificador óptico de semiconductor.

El confinamiento de la luz en la cavidad se consigue gracias a dos principios: en primer lugar, el índice de refracción de la cavidad activa es mayor que el de la heterounión que la rodea. En segundo lugar, la banda prohibida es menor en la cavidad activa, de modo que las recombinaciones electrónicas son más probables en esta última.

Existen múltiples tipos de SOA que presentan diferentes propiedades según el diseño de su cavidad activa. La estructura más sencilla de SOA es aquella en la que la cavidad activa está formada por semiconductor masivo (*bulk* en la literatura en inglés), es decir, la totalidad de la guía onda (de dimensiones tales que el dispositivo sea monomodo) está compuesta por un solo tipo de semiconductor. Si reducimos las dimensiones de la cavidad activa (espesor de menos de 20 nm) los estados de energía pasan de ser continuos a discretos. Este tipo de amplificadores recibe el nombre de SOAs de pozos cuánticos QW (*Quantum Well*). La reducción de las dimensiones de la cavidad conlleva asimismo una reducción de la ganancia.

Para aumentarla, se modifica el diseño de la cavidad que pasa a estar formada por varias capas de material activo, apiladas unas sobre otras (MQW de Multi-Quantum Well), separadas por material de mayor ancho de banda de energía. Si se reducen todavía más las dimensiones de la cavidad activa hasta obtener nanoestructuras (de menos de 10 nm en las tres dimensiones del espacio), los estados de energía pasan a estar formados por deltas de Dirac. Este tipo de SOAs reciben el nombre de SOAs de puntos cuánticos QD-SOAs (Quantum Dot SOA) y se presentan como una evolución de los SOAs de semiconductor masivo (bulk SOA) y los SOAs de pozos cuánticos (MQW SOA) [23].

Las ventajas teóricas de la discretización de estados son la disminución de la corriente de transparencia, el aumento de la ganancia diferencial, estabilidad en temperatura, baja figura de ruido, alta potencia de saturación y disminución de las constantes de recombinación, con lo que se obtendrían dispositivos más rápidos, si bien en la práctica actualmente la fabricación no se halla suficientemente madura como para lograr estas propiedades experimentalmente.

2.1.1. Fenómenos entre bandas de energía

Las transiciones electrónicas entre las bandas de energía en el SOA se clasifican en transiciones inter-banda y transiciones intra-banda. Las primeras implican recombinaciones entre la banda de conducción (BC) y la banda de valencia (BV). Los tiempos de relajación de estos fenómenos son del orden de nanosegundos. Las recombinaciones intra-banda implican recombinaciones dentro de la misma banda, por lo que los tiempos de relajación son menores, del orden de sub-picosegundos, de modo que cobran importancia cuando la duración del pulso óptico de entrada es muy pequeño. Así pues se manifestarán principalmente en el régimen dinámico a altas velocidades de modulación.

Los fenómenos intra-banda son procesos que afectan la distribución de portadores en las bandas de energía (distribución de Fermi) sin afectar a la concentración global de portadores. Los procesos intra-banda más relevantes son:

- Proceso CH (*Carrier Heating*): Hace referencia al fenómeno por el cual la temperatura de los portadores es mayor que la temperatura de red (*lattice temperature*). Este fenómeno tiene gran influencia sobre los procesos físicos que inducen compresión de ganancia y que reducen la velocidad máxima de modulación del SOA [24].
- Proceso SHB (*Spectral hole-burning*): El pulso óptico estimula los portadores que se recombinan en un rango reducido en torno a la energía del fotón del pulso, lo que crea un hueco en la distribución (el pulso óptico también actuará sobre la emisión estimulada por lo que reducirá la densidad total de portadores en la banda).
- Proceso FCA (*Free carrier absorption*): Un portador libre absorbe un fotón y pasa a un estado energético mayor en la misma banda. Este proceso contribuye a aumentar la energía media, con lo que la temperatura de

portadores media es mayor que antes de la llegada del pulso óptico. La temperatura inicial se recupera mediante Carrier Cooling (CC).

- Proceso CC (*Carrier cooling*): Como consecuencia del aumento de energía (o temperatura de portador) cuando llega el pulso óptico (ya sea por FCA o por TPA) se libera un fotón.

En los procesos inter-banda los portadores pasan de una banda de energía a otra. Estos procesos pueden ser radiativos o no radiativos. En los procesos radiativos, un electrón de la banda de conducción se recombina con un hueco de la banda de valencia liberando o consumiendo energía, lo que produce una variación de la cantidad total de portadores y tiene como resultado la saturación de la ganancia. Los procesos radiativos son:

- Emisión estimulada: Un fotón que incide en la guía de onda semiconductor provoca el paso de un portador de la banda de conducción a la banda de valencia, lo que genera un nuevo fotón que tiene la misma frecuencia y fase que el fotón que desencadena el proceso. Este fenómeno es el que da origen a la amplificación.
- Emisión espontánea: En el proceso de emisión espontánea los electrones excitados que se encuentran en la BC pierden su energía y pasan a la BV, de manera que liberan un fotón de frecuencia y fase aleatoria. Este es un proceso de pérdidas. El fotón generado puede a su vez estimular otros portadores y crear más fotones de fase y frecuencia distinta a los de la señal incidente. Esto es lo que se conoce como ruido ASE (Amplified Stimulated Emission).
- Absorción estimulada: Este es un fenómeno estadístico que se considera como pérdidas y que no puede ser eliminado. Consiste en el consumo de un fotón, cuya energía se emplea en que un portador de la banda de valencia pase a la banda de conducción.
- TPA (*Two Photon Absorption*): La absorción de dos fotones hace que un electrón pase de la banda de valencia a la banda de conducción.

La recombinación no radiativa produce una disminución de la población de portadores. Encontramos tres procesos principales:

- Recombinación Auger: Es el más importante de los procesos no radiativos y cobra importancia cuando existen grandes concentraciones de portadores. En este proceso, cuando un electrón pasa a ocupar un estado de menor energía dentro de la banda de conducción, la energía liberada se utiliza para excitar un tercer electrón, el denominado electrón de Auger. Después de la interacción, este tercer electrón pierde normalmente su energía en forma de vibraciones térmicas.
- Recombinaciones no radiativas en la superficie y recombinaciones debidas a imperfecciones: Los defectos materiales de la región activa, la absorción de impurezas a través de las superficies y en las heterouniones son causa de

ciertas recombinaciones no radiativas. Este tipo de fenómeno es apreciable cuando la densidad de portadores es pequeña.

- Fuga de portadores (carrier leakage): Los portadores se fugan a través de las heterouniones. Es relevante ante una gran densidad de portadores.

2.1.2. El SOA como elemento no lineal

Los SOAs inicialmente se diseñaron para su utilización como amplificadores de señal óptica en la transmisión por fibra. Posteriormente, fueron desplazados por los amplificadores de fibra dopada con Erblio (EDFA) debido a que la ganancia de los SOAs tiene un comportamiento no lineal que deteriora la capacidad de transmisión de los sistemas. Sin embargo, este comportamiento no lineal de la ganancia que es dependiente de la potencia óptica de entrada, convierte a estos dispositivos en sistemas con un importante potencial para el procesamiento de la señal. De hecho, han surgido diversas aplicaciones derivadas de esta no linealidad como la conversión en longitud de onda en nodos WDM, la realización de puertas lógicas ópticas [10], la generación de pulsos [11], la recuperación de la señal de reloj [12], [13] y también su utilización como detectores [14].

Los principales fenómenos no lineales existentes en el SOA son la modulación cruzada de ganancia XGM (*cross gain modulation*), la modulación cruzada de fase XPM (*cross phase modulation*) y mezcla de cuatro ondas FWM (*four wave mixing*). En esta tesis contemplaremos los dos primeros.

Cuando la potencia de entrada al SOA alcanza cierta potencia de saturación, la ganancia del amplificador disminuye, donde la potencia de saturación P_{sat} viene definida como la potencia a la cual la ganancia decrece 3dB respecto a la ganancia de pequeña señal (ganancia máxima), e indica el límite superior de operación lineal del SOA. Esto se puede ver en la expresión de la compresión de ganancia que es, según Agrawal [25]:

$$g = \frac{g_0}{1 + \frac{P}{P_{sat}}} \quad (2.1)$$

donde g es la ganancia, g_0 la ganancia lineal no saturada y P la potencia de entrada al SOA.

La característica no lineal de la ganancia se traduce en que una señal modulada en amplitud, con suficiente potencia media como para saturar el amplificador, experimenta distinta ganancia según su nivel de potencia instantánea. Cuando junto con la señal de bombeo inyectamos al SOA una señal de onda continua (CW, *Continuous Wave*) llamada sonda, a la longitud de onda a la que queremos convertir la señal, esta última se ve afectada por las variaciones de potencia (variaciones de ganancia) de la señal de entrada. Cuando la potencia de la señal de entrada es máxima, la potencia total de entrada al SOA es máxima, y ambas señales experimentan una ganancia G_S (ver Figura 2.2). Cuando la potencia de la señal de

bombeo es mínima, ambas señales se ven afectadas por una ganancia G_L , donde $G_L > G_S$ debido a la saturación del amplificador. Así pues, cuando la amplitud de la señal modulada es máxima, la sonda se ve afectada por la ganancia mínima G_S ; cuando la amplitud de la señal de bombeo es mínima, la señal continua experimenta ganancia máxima G_L y por tanto máxima amplitud a la salida del SOA. Por esta razón la señal sonda resulta con una modulación de amplitud inversa a la señal de bombeo, es decir, la señal convertida sufre un cambio de fase de 180° respecto de la señal de bombeo. Esto queda reflejado en la siguiente figura:

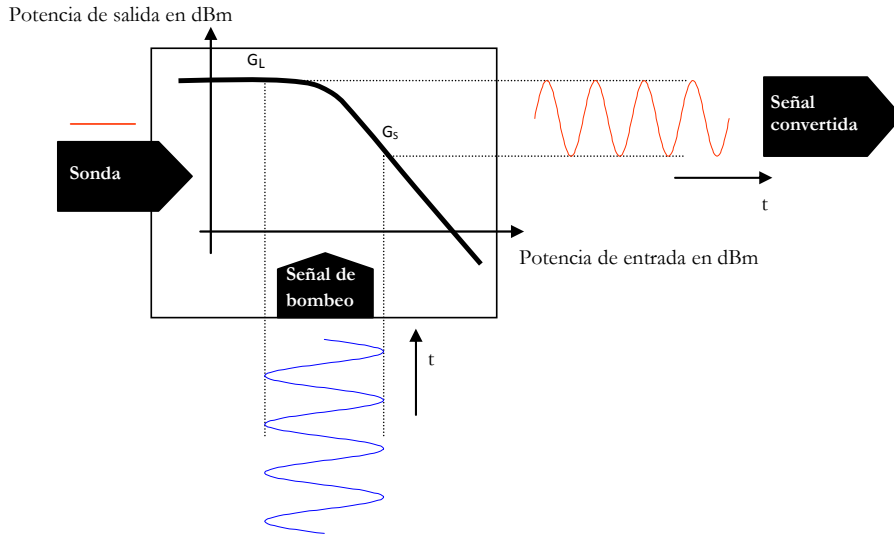


Figura 2.2. Curva de transferencia de la señal sonda en XGM.

Otro fenómeno de gran importancia en el SOA es el acoplo fase-amplitud, descrito por el factor de Henry α o factor de ensanchamiento de línea [26]:

$$\alpha = -\frac{4\pi}{\lambda} \frac{dn/dN}{dg/dN} \quad (2.2)$$

El factor de ensanchamiento de línea cuantifica el efecto del cambio del índice de refracción según las variaciones de la densidad de portadores. En la expresión anterior, λ es la longitud de onda, n es el índice de refracción, N la densidad de portadores y g la ganancia por unidad de longitud.

Las variaciones de los portadores con la potencia incidente de la señal producen una variación de fase, ya que el índice de refracción depende de la concentración de portadores. En los dispositivos integrados con SOAs esta variación de fase se traduce en variación de amplitud gracias a una configuración interferométrica. La conversión mediante XPM se caracteriza por requerir menores incrementos y decrementos de potencia a la entrada que la conversión mediante XGM. Esto se debe a que la modificación de densidad de portadores requerida para producir un

desfase de 180° grados es menor que la necesaria para producir un cambio de ganancia suficiente como para obtener un sistema de conversión.

2.2. Ecuaciones diferenciales

El comportamiento del SOA de semiconductor masivo se caracteriza matemáticamente mediante ecuaciones diferenciales que describen las variaciones de la tasa de portadores. Estas ecuaciones son más o menos complejas en función del número de procesos que se tenga en cuenta y las simplificaciones aplicadas al estudio en cuestión. Se aplican tanto para modelos de gran señal como para modelos de pequeña señal.

2.2.1. Ecuaciones diferenciales generales

En la literatura se pueden encontrar varios modelos matemáticos de SOAs [27][28][29][30]. Nosotros recurriremos al modelo propuesto por Agrawal [25], el cual describe la evolución del campo electromagnético en la cavidad activa, donde se considera el amplificador como una estructura de dos niveles de energía. En este apartado vamos a exponer brevemente este modelo, que hemos elegido por tratarse de un modelo básico de carácter bastante general.

En la obtención de este modelo se realizan varias simplificaciones. En primer lugar, se establece la hipótesis de que las dimensiones w (anchura) y d (espesor) del amplificador son tales que la cavidad es monomodo (ver Figura 2.1). También, se considera que la luz está linealmente polarizada a la entrada y se mantiene así durante la propagación en el amplificador.

Existen diferentes expresiones para representar la dependencia de la susceptibilidad χ respecto a la densidad de portadores N , según los fenómenos que se pretenda estudiar. En este modelo se utiliza una aproximación lineal de χ :

$$\chi(N) = -\frac{\bar{n} \cdot c}{\omega_o} (\alpha + j) \cdot a \cdot (N - N_o) \quad (2.3)$$

donde j es la unidad imaginaria, \bar{n} es el índice modal efectivo, c es la velocidad de la luz, ω_o es la frecuencia del fotón, α es el factor de ensanchamiento de línea, a el coeficiente de ganancia diferencial y N_o la densidad de portadores de transparencia.

Tras estas consideraciones, la ecuación de la tasa de portadores viene definida por:

$$\frac{\partial N}{\partial t} = \frac{I}{q \cdot V} - \frac{N}{\tau_s} - \frac{g(N)}{h \cdot \nu_o} |A_c|^2 \quad (2.4)$$

donde I es la corriente de inyección, q es la carga del electrón, V es el volumen de la cavidad activa, τ_s es el tiempo de vida de los portadores espontáneos y $h\nu_o$ es la energía del fotón. La ganancia viene definida por:

$$g(N) = \Gamma \cdot a(N - N_o) \quad (2.5)$$

donde Γ es factor de confinamiento y A_c es el campo eléctrico normalizado, que se define como:

$$A_c(z,t) = \sqrt{P(z,t)} \cdot \exp(j\phi(z,t)) \quad (2.6)$$

donde $P(z,t)$ es la potencia del campo eléctrico incidente y $\phi(z,t)$ su fase.

Se puede operar con el conjunto de ecuaciones mostradas anteriormente según presenta [25], con lo que se obtienen las siguientes ecuaciones acopladas:

$$\frac{\partial P}{\partial z} = (g - \alpha_{int}) \cdot P \quad (2.7)$$

$$\frac{\partial \phi}{\partial z} = -\frac{I}{2} \alpha \cdot g \quad (2.8)$$

$$\frac{\partial g}{\partial z} = \frac{g_o - g}{\tau_s} - \frac{g \cdot P}{P_{sat} \cdot \tau_s} \quad (2.9)$$

donde el coeficiente de ganancia de pequeña señal viene definido por:

$$g_o = \Gamma \cdot a \cdot N_o \left(\frac{I}{I_o} - 1 \right) \quad (2.10)$$

y el parámetro

$$I_o = \frac{q \cdot V \cdot N_o}{\tau_s} \quad (2.11)$$

es la corriente necesaria para transparencia (zona de ganancia nula, donde el SOA deja de comportarse como un medio absorbente).

La expresión de la potencia de saturación P_{sat} es:

$$P_{sat} = \frac{w \cdot d}{\Gamma} \cdot \frac{h \cdot \nu}{a \cdot \tau_s} \quad (2.12)$$

En estas ecuaciones sólo se tiene en cuenta la propagación unidireccional (no se incluye el ruido ASE). Además se adopta la hipótesis de densidad de portadores uniforme, por lo que solamente se pueden aplicar a SOAs relativamente cortos (menos de 1 mm).

En cuanto al modelo de Agrawal, ciertas simplificaciones permiten resolver estas ecuaciones analíticamente. Si no es el caso, las ecuaciones se resuelven numéricamente mediante el método de resolución de ecuaciones diferenciales de Runge Kutta.

Existen modelos más complejos que el aquí expuesto, como son los mostrados en [27] o [31]. En estos modelos el SOA se divide en secciones, y la ecuación diferencial se resuelve para cada una de ellas, de manera que dentro de cada sección

la densidad de portadores es constante pero varía a lo largo del SOA. De esto se deduce que el método será tanto más exacto cuando más pequeñas sean las secciones, y a su vez requerirá mayor capacidad de cálculo computacional.

La ecuación de densidad de portadores para cada sección según [31] es:

$$\frac{\partial N_j}{\partial t} = \frac{I_j}{q \cdot V_j} - R(N_j) - \sum_{k=1}^K v_g \cdot g(\omega_k, N_j) \cdot S_{j,k} - \sum_{p=1}^P v_g \cdot g(\omega_p, N_j) \cdot S_{j,p} \quad (2.13)$$

donde el subíndice j denota cada una de las subsecciones del SOA, N_j es la densidad de portadores, I_j es la corriente inyectada a cada sección, q es la carga del electrón, $R(N_j)$ la tasa de emisión espontánea, v_g es la velocidad de grupo, g es la ganancia y S es la densidad media de fotones en la cavidad activa.

2.2.2. El SOA como conversor y modulador

De forma general, el estudio de gran señal se resuelve numéricamente a partir de las ecuaciones enunciadas en el apartado 2.2.1, considerando que la potencia inyectada al SOA se define mediante la expresión:

$$P(t) = P_{in}(t) \cdot ((1 - m) + m \cdot x(t)) \quad (2.14)$$

donde $P(t)$ es la potencia de salida, $P_{in}(t)$ es la potencia óptica de entrada al modulador, m es el índice de modulación y $x(t)$ la señal de datos. En modulación digital $x(t)$ será una señal de pulsos PRBS (*Pseudo-Random Binary Sequence*).

Sin embargo, el estudio del SOA en pequeña señal también resulta muy útil, puesto que permite analizar ciertas características del amplificador, como su ancho de banda de modulación (capacidad del SOA para seguir la velocidad de la señal entrante) y el ancho de banda de modulación del electrodo [29] (modulación de la corriente de entrada).

Dado que las variaciones de la densidad de portadores involucradas en pequeña señal son pequeñas, se pueden realizar ciertas aproximaciones que permiten obtener expresiones analíticas que facilitan el análisis fenomenológico. Aquí mencionaremos dos modelos de pequeña señal. El primero [32] estudia la conversión en longitud de onda como consecuencia de la modulación cruzada de ganancia (XGM). El segundo [29] propone el SOA como modulador, mediante las variaciones de corriente eléctrica inyectada en la cavidad activa.

En la referencia [32] encontramos una ampliación de la ecuación 2.7 y su solución exacta para conversión basada en modulación cruzada de ganancia codireccional. La extensión de la ecuación 2.7 en [32] contempla el caso en el que la señal de entrada está modulada en pequeña señal, es decir, la potencia de entrada al SOA se puede expresar como:

$$P(z, t) = P(z) \cdot \left[1 + \frac{1}{2} m(z) \cdot \exp(j\Omega t) + \frac{1}{2} m^*(z) \cdot \exp(-j\Omega t) \right] \quad (2.15)$$

Donde $P(z)$ es la potencia media de la señal, $m(z)$ el índice de modulación complejo y Ω la pulsación de modulación de radiofrecuencia.

Al considerar la modulación de pequeña señal, las ecuaciones diferenciales acopladas que describen la evolución de la amplitud de la señal al propagarse por el SOA son:

$$\frac{dp_k}{dz} = (g - \alpha_{int}) \cdot p_k - \frac{\frac{gP_k}{P_{sat}}}{1 + \frac{P_T}{P_{sat}} - j\Omega\tau_S} p_T \quad (2.16)$$

$$\frac{dP_k}{dz} = (g - \alpha_{int}) \cdot P_k \quad (2.17)$$

donde P_{sat} es la potencia de saturación (definida en la ecuación 2.12), $p(z)$ es la amplitud de modulación de la potencia óptica y τ_S es el tiempo de vida de los portadores espontáneos.

El subíndice k nos permite particularizar las expresiones para cada una de las señales entrantes al SOA en el caso de que hubiese varias señales codireccionales incidentes (las señales se propagan en el SOA en el mismo sentido). Para nosotros, k tomará los valores $k = S, CW$ (subíndice S para la señal de bombeo y CW para la señal sonda).

Las expresiones para la amplitud de modulación y la potencia media son, respectivamente:

$$p_T(z) = p_{CW}(z) + p_S(z) \quad (2.18)$$

$$P_T(z) = P_{CW}(z) + P_S(z) \quad (2.19)$$

Nuestro principal interés es estudiar cómo afecta el comportamiento del SOA tanto a la modulación de la señal de bombeo como a la modulación sonda a la salida del amplificador, ya que esto condicionará las características del filtro que desarrollaremos en el capítulo 3. Por ello nos centramos en la solución de la ecuación 2.16 particularizada para cada una de las señales:

$$p_S(L) = G \cdot p_S(0) \cdot \left[1 - \frac{P_S(0)}{P_T(0)} \cdot F(L) \right] \quad (2.20)$$

$$p_{CW}(L) = -G \cdot p_S(0) \cdot \frac{P_{CW}(0)}{P_T(0)} \cdot F(L) \quad (2.21)$$

donde la amplitud de modulación de la sonda es $p_{CW}(0) = 0$ a la entrada del SOA. La función $F(L)$ da cuenta de la dinámica temporal del SOA y tiene la siguiente expresión:

$$F(L) = 1 - \exp[K(L)] \quad (2.22)$$

$$K(L) = \frac{I}{1 - j\Omega\tau_s\xi} \left(\xi \ln \frac{G_o}{G} - \ln \left(1 - \frac{\frac{(G-1)P_T(0)}{P_{sat}}}{1 + \frac{GP_T(0)}{P_{sat}} - j\Omega\tau_s} \right) \right) \quad (2.23)$$

El parámetro $\xi = \frac{\alpha_{int}}{\Gamma \cdot g_o}$ es el coeficiente de pérdidas internas normalizadas, y g_o se relaciona con la ganancia modal g mediante la ecuación [32]:

$$g = \frac{\Gamma \cdot g_o}{1 + \frac{P_r}{P_{sat}}} \quad (2.24)$$

Al analizar la expresión 2.21 se observa el desfase de π radianes entre la amplitud de modulación de la señal convertida (sonda) p_{CW} y la amplitud de modulación del bombeo p_S . La inversión de la señal de la sonda respecto a la señal de bombeo es el elemento clave que nos permite utilizar XGM para la implementación de coeficientes negativos en filtros fotónicos.

En el caso de considerar pérdidas nulas la ecuación 2.22 tiene la siguiente expresión:

$$F(L) = \frac{F_o}{1 - j\Omega\tau_{eff}} \quad (2.25)$$

de forma que para frecuencias cercanas a banda base, el factor $F(L)$ toma el valor:

$$F_o = \frac{(G-1) \cdot P_T}{P_{sat} + GP_T} \quad (2.26)$$

La expresión 2.25 es la función de transferencia de un filtro paso-bajo. Por lo tanto, si observamos las expresiones 2.20 y 2.21, vemos que la modulación de la señal de bombeo tendrá un comportamiento paso-alto, mientras que la respuesta de la modulación de la sonda es paso-bajo. El ancho de banda de modulación del SOA en el caso ideal sin pérdidas, definido por τ_{eff} , viene determinado por la siguiente expresión:

$$\tau_{eff} = \frac{\tau_s}{1 + \frac{G \cdot P_T(0)}{P_{sat}}} \quad (2.27)$$

Podemos observar que el tiempo efectivo depende de la ganancia del SOA, del tiempo de vida de los portadores, de la potencia incidente y de la potencia de saturación. De esta forma, la dinámica temporal del SOA permite reducir su tiempo

de respuesta por debajo de tiempo de vida medio de los portadores τ_s , cuando la potencia óptica de salida, $G \cdot P_T(0)$, es superior a la potencia de saturación P_{sat} .

Otra aplicación interesante del SOA se obtiene al modular la corriente de inyección, lo que provoca una variación de la concentración de portadores y por lo tanto modificaciones de la ganancia si se opera fuera de la zona lineal. Así pues, cuando se inyecta una señal óptica continua al SOA, esta es modulada según la información de la señal de corriente de alimentación.

La ecuación de propagación viene dada por la siguiente expresión:

$$\frac{\partial S}{\partial z} = \Gamma \cdot a \cdot (N - N_o) \cdot S - \alpha_{int} \cdot S \quad (2.28)$$

donde z es la coordenada espacial a lo largo del amplificador y S es la densidad de fotones.

La tasa de recombinación de portadores se describe mediante la ecuación diferencial:

$$\frac{\partial N}{\partial z} = \frac{I(z,t)}{q \cdot V} - \frac{N}{\tau_s} - v_g \cdot a \cdot (N - N_o) \cdot S \quad (2.29)$$

en la que incluimos la modulación sinusoidal de radiofrecuencia de la señal mediante la expresión de la corriente:

$$I(t) = \bar{I} + \Delta I(z) \cdot \exp(-j\Omega t) + \Delta I^*(z) \cdot \exp(j\Omega t) \quad (2.30)$$

En la que \bar{I} es la corriente de continua y ΔI la modulación de amplitud sobre el tono de frecuencia Ω . Debido a esta modulación, las expresiones de la densidad de fotones y de la densidad de portadores son:

$$S(t,z) = \bar{S}(z) + \Delta S(z) \cdot \exp(-j\Omega t) + \Delta S^*(z) \cdot \exp(j\Omega t) \quad (2.31)$$

$$N(t,z) = \bar{N}(z) + \Delta N(z) \cdot \exp(-j\Omega t) + \Delta N^*(z) \cdot \exp(j\Omega t) \quad (2.32)$$

Al introducir estas expresiones en las ecuaciones diferenciales y operar se obtiene que la modulación sobre los fotones de la señal incidente es, a la salida del amplificador:

$$\frac{d\Delta S}{dz} = (g_{sat} - \alpha_{int}) \cdot \Delta S + \Gamma \cdot a \cdot \Delta N \cdot \bar{S} + \frac{\Gamma \cdot \Delta I}{v_g \cdot q \cdot V} - \frac{g_{sat} \cdot \Delta S}{-j\Omega\tau_s + 1 + \frac{\bar{S}}{S_{sat}}} \cdot \frac{\bar{S}}{S_{sat}} \quad (2.33)$$

En esta expresión vemos cómo influye la modulación de la corriente (término ΔI) sobre la modulación de la señal a partir del término ΔS . De nuevo esta ecuación se resuelve numéricamente para obtener la respuesta a la salida del amplificador.

2.2.3. Extensión del análisis a N longitudes de onda

El estudio realizado en la parte de simulación se reduce al caso en el que sólo hay una señal de bombeo y una señal sonda, ya sea copropagativa o contrapropagativa. Sin embargo, en la realización experimental del filtro transversal tendremos una señal de bombeo y varias señales de onda continua para poder obtener más de un coeficiente negativo y por ende poder implementar filtros de mayor orden. En este apartado, vamos a realizar la extensión del análisis a un número N de señales convertidas.

La ecuación general que describe la tasa de densidad de portadores en el SOA viene dada por:

$$\frac{\partial N}{\partial t} = \frac{I}{qV} - R(N) - \frac{g(N)}{h\nu_o} \sum_k P_k(z,t) \quad (2.34)$$

donde

$$P_k(z,t) = P_k(z) + p_k(z) \cos(\Omega t + \phi(t)) \quad (2.35)$$

Es importante tener en cuenta que hemos supuesto que la ganancia diferencial es independiente de la longitud de onda, de forma que es factor común de cada una de las señales ópticas $P_k(z,t)$ (ver la expresión 2.34). Esta aproximación es válida si las longitudes de onda no están muy alejadas espectralmente. En caso contrario, la demostración es válida incluyendo en el desarrollo un factor dependiente de la longitud de onda.

La potencia óptica viene dada por la ecuación:

$$\pm \frac{\partial P_k(z,t)}{\partial z} = [\Gamma a(N - N_o) - \alpha_{int}] \cdot P_k(z,t) = [g(N) - \alpha_{int}] \cdot P_k(z,t) \quad (2.36)$$

donde $+\frac{\partial P_k(z,t)}{\partial z}$ se utiliza para la señales que se propagan en sentido z positivo

(para nosotros las ondas copropagativas) y $-\frac{\partial P_k(z,t)}{\partial z}$ se utiliza para las señales contrapropagativas.

La potencia óptica total $P_T(z,t)$ en el SOA la podemos describir como:

$$\begin{aligned} P_T(z,t) &= P_S(z,t) + \sum_k P_k^{CW+}(z,t) + \sum_l P_l^{CW-}(z,t) \\ &= P_S(z,t) + P_T^{CW-}(z,t) + P_T^{CW+}(z,t) \end{aligned} \quad (2.37)$$

donde $P_S(z,t)$ es la potencia de la señal modulada, $P_T^{CW+}(z,t)$ es el total de potencia de señal no modulada que se propaga en el mismo sentido que la señal de bombeo ($z > 0$) y $P_T^{CW-}(z,t)$ es el total de potencia de señal no modulada que se propaga en sentido contrario a la señal de bombeo.

En primer lugar restringimos el análisis al caso codireccional, es decir, consideramos $P_T^{CW-}(z,t) = 0$. Esto es necesario, puesto que la señal copropagante y contrapropagante tienen evolución espacio-temporal distinta.

Al incluir la condición de copropagación en las ecuaciones anteriores:

$$\frac{\partial N}{\partial t} = \frac{I}{qV} - R(N) - \frac{g(N)}{h\nu_o} P_T(z,t) \quad (2.38)$$

donde la potencia óptica de cada componente se calcula a partir de las siguientes expresiones:

$$\frac{\partial P_S(z,t)}{\partial z} = [\Gamma a(N - N_o) - \alpha_{int}] \cdot P_S(z,t) \quad (2.39)$$

$$\frac{\partial P_T^{CW+}(z,t)}{\partial z} = [\Gamma a(N - N_o) - \alpha_{int}] \cdot P_T^{CW+}(z,t) \quad (2.40)$$

La expresión 2.39 permite encontrar la evolución de la señal de bombeo y la expresión 2.40 permite conocer la evolución de la potencia total de las señales sonda.

La solución general de estas ecuaciones se obtiene integrando a lo largo de la longitud L del SOA. Para el conjunto de potencias de sonda entrantes al SOA, la solución de 2.40 es:

$$P_T^{CW+}(z,t) = P_T^{CW+}(0,t) \cdot \int_0^L \exp[\Gamma a(N - N_o) - \alpha_{int}] dz \quad (2.41)$$

Si, por el contrario, queremos calcular la salida de cada señal de sonda k por separado, a partir de la expresión 2.36, tenemos que:

$$P_k^{CW+}(z,t) = P_k^{CW+}(0,t) \cdot \int_0^L \exp[\Gamma a(N - N_o) - \alpha_{int}] dz \quad (2.42)$$

En la expresión 2.42, se observa que cada una de las señales de salida k -ésima se relaciona con la señal k -ésima de entrada mediante el mismo factor, independiente de k , y que es el mismo que relaciona el total de potencias CW, según la ecuación 2.41. Por tanto, cada una de las señales de CW evoluciona de la misma forma con la densidad de portadores así como la potencia total.

Por tanto, atendiendo a las expresiones 2.41 y 2.42, la potencia a la salida de cada una de las señales puede escribirse como sigue:

$$P_k^{CW+}(z,t) = P_k^{CW+}(0,t) \cdot \frac{P_T^{CW+}(L,t)}{P_T^{CW+}(0,t)} \quad (2.43)$$

Es decir, según la ecuación 2.43, podemos encontrar la respuesta de cada una de las señales de entrada si conocemos la respuesta al conjunto de potencias de entrada. Esto es debido a que el SOA responde al total de potencia inyectada (recordemos que hemos partido de la hipótesis de que la ganancia no depende de la longitud de

onda). Dicho de otro modo, si analizamos el sistema para el caso en que tengamos una señal de bombeo y otra de sonda, podemos saber cómo se comporta el sistema en el caso de tener una señal de bombeo y N sondas, siempre que hagamos que se cumpla que la potencia de las N sondas sea igual a la potencia de una única señal sonda.

Recordando que la potencia de entrada de las señales sonda es constante, es decir, $P_k^{CW+}(0,t) = P_k^{CW+}(0)$, y que la potencia óptica total $P_T^{CW+}(L,t)$ puede escribirse como:

$$P_T^{CW+}(L,t) = G \cdot P_T^{CW+}(0) \left[1 + m_T^{CW+}(0) \cdot \cos(\Omega t + \phi(L)) \right] \quad (2.44)$$

donde m_T^{CW+} es el índice de modulación correspondiente a la potencia óptica total de todas la sondas, podemos obtener que la potencia óptica para cada sonda k sigue la siguiente expresión:

$$P_k^{CW+}(L,t) = G \cdot P_k^{CW+}(0) \left[1 + m_T^{CW+}(0) \cdot \cos(\Omega t + \phi(L)) \right] \quad (2.45)$$

donde se observa que el promedio de la señal k es proporcional a la ganancia y que la amplitud de modulación para cada señal k es proporcional a potencia de entrada $P_k^{CW+}(0)$ de cada onda. Por tanto, se produce un reparto de la amplitud de modulación total, $G \cdot P_k^{CW+}(0) \cdot m_T^{CW+}(L)$, proporcional a la potencia de entrada $P_k^{CW+}(0)$ de cada onda k .

Como conclusión, vemos que es suficiente conocer la evolución del conjunto de señales sonda copropagativas con el bombeo para saber cuál va a ser la evolución de cada una de ellas.

El análisis en el caso de señales contradireccionales, que tratamos a continuación, es muy similar. En este caso particularizamos la ecuación 2.37 para $P_T^{CW+}(z,t) = 0$, con lo que las ecuaciones que se obtienen para la densidad de portadores y la señal de bombeo son formalmente idénticas a las ecuaciones 2.39 y 2.40, respectivamente. Para el conjunto de señales sonda contrapropagativas tenemos:

$$-\frac{\partial P_T^{CW-}(z,t)}{\partial z} = \left[\Gamma a(N - N_o) - \alpha_{int} \right] \cdot P_T^{CW-}(z,t) \quad (2.46)$$

cuya solución para el total de la potencia $P_T^{CW-}(L,t)$ de las ondas contrapropagativas es:

$$P_T^{CW-}(z,t) = -P_T^{CW-}(0,t) \cdot \int_0^L \exp\left[\Gamma a(N - N_o) - \alpha_{int} \right] dz \quad (2.47)$$

y para cada una de las l -ésimas señales sonda $P_l^{CW-}(L,t)$ tenemos que la potencia óptica es:

$$P_l^{CW-}(z,t) = -P_l^{CW-}(0,t) \cdot \int_0^L \exp\left[\Gamma a(N - N_o) - \alpha_{int} \right] dz \quad (2.48)$$

El mismo razonamiento que el realizado en el caso codireccional, nos permite deducir que la potencia para cada una de las señales contrapropagativas sigue la expresión:

$$P_i^{CW-}(z,t) = P_i^{CW-}(0,t) \cdot \frac{P_T^{CW-}(L,t)}{P_T^{CW-}(0,t)} \quad (2.49)$$

Considerando que la potencia de entrada de las señales sonda es constante, tenemos que la potencia óptica de cada una de las sondas a la salida del SOA, viene dada por la expresión:

$$P_i^{CW-}(L,t) = G \cdot P_i^{CW-}(0) \left[1 + m_T^{CW-}(0) \cdot \cos(\Omega t + \phi(L)) \right] \quad (2.50)$$

De igual modo al caso codireccional, sólo necesitamos hallar la respuesta de la potencia total de señales sonda contrapropagantes.

2.2.4. Configuración MZI-SOA

En este apartado, se van a establecer de forma analítica las ecuaciones que gobiernan el comportamiento de la configuración MZI-SOA donde se explota el hecho de que las variaciones de los portadores creadas por la potencia incidente de la señal producen una variación de fase (ecuación 2.8). Este análisis permitirá por un lado entender el proceso de conversión en longitud de onda por modulación de fase cruzada así como la obtención de coeficientes negativos para la realización del filtro óptico mediante modulación cruzada de fase XPM (*cross-phase modulation*).

El dispositivo SOA-MZI (*Mach-Zehnder Interferometer*) consiste en dos SOAs en configuración Mach-Zehnder, donde la distribución interferométrica convierte las variaciones de fase en variaciones de amplitud.

Al MZI-SOA entran dos señales, la señal de datos P_S a λ_S (señal de bombeo) y la señal continua P_{CW} a λ_{CW} (sonda). La señal de datos P_S modifica los portadores del SOA1 según su modulación, y por lo tanto la ganancia y la fase del SOA. Esta variación afecta a la señal P_{CW} en amplitud (XGM) y en fase (XPM) en el SOA1. A la salida del MZI-SOA, la señal P_{CW} que ha viajado por la rama superior y la que ha viajado por la inferior interfieren constructiva o destructivamente en función del brazo de entrada y salida por el que la sonda es introducida y extraída del sistema, respectivamente. De esta manera se logra que la información de la señal de bombeo se transfiera a la señal de sonda.

En la Figura 2.3, se muestra un esquema del dispositivo en el caso de una configuración codireccional para la señal de bombeo y la sonda:

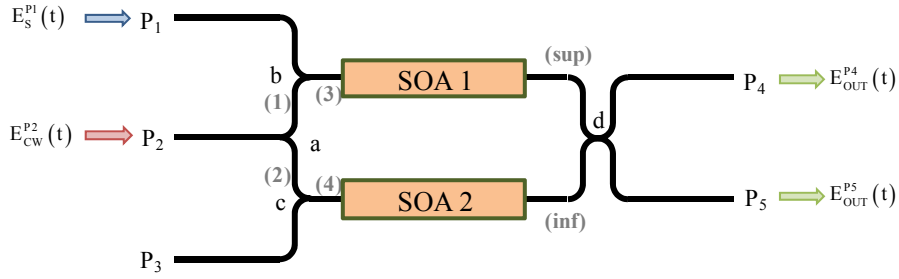


Figura 2.3. Esquema de la configuración MZI-SOA para el caso codireccional.

Este dispositivo cuenta con 5 puertos dispuestos en una estructura interferométrica de tipo Mach-Zehnder. En principio, cualquier puerto puede ser utilizado como puerto de entrada o salida. Sin embargo, las aplicaciones que se van a desarrollar en esta tesis se basan en el esquema de la Figura 2.3. En este caso, el puerto 3 no se utiliza mientras que los puertos 1 y 2 son entradas del sistema. La señal de bombeo E_S se identifica con el puerto 1 (P_1) mientras que la señal sonda E_{CW} se inyecta por el puerto P_2 . Los puertos 4 y 5 son la salida del sistema E_{out} . Las constantes de acoplamiento son a , b , c y d .

Con estas consideraciones, la expresión general del campo electromagnético en la salida P_4 es:

$$E_{OUT}^{P4}(t) = \sqrt{I-d} \cdot \sqrt{G_1(t)} \cdot \left[j\sqrt{b} \cdot E_S^{P1}(t) + \sqrt{I-b}\sqrt{I-a} \cdot E_{CW}^{P2}(t) \right] \cdot e^{j\phi_1(t)} + j\sqrt{d} \cdot \sqrt{G_2(t)} \cdot \left[j\sqrt{I-c}\sqrt{a} \cdot E_{CW}^{P2}(t) \right] \cdot e^{j\phi_2(t)} \quad (2.51)$$

De forma análoga, podemos obtener una expresión para el puerto P_5 :

$$E_{OUT}^{P5}(t) = j\sqrt{d} \cdot \sqrt{G_1(t)} \cdot \left[j\sqrt{b} \cdot E_S^{P1}(t) + \sqrt{I-b}\sqrt{I-a} \cdot E_{CW}^{P2}(t) \right] \cdot e^{j\phi_1(t)} + \sqrt{I-d} \cdot \sqrt{G_2(t)} \cdot \left[j\sqrt{I-c}\sqrt{a} \cdot E_{CW}^{P2}(t) \right] \cdot e^{j\phi_2(t)} \quad (2.52)$$

En este punto, consideramos que las salidas P_4 y P_5 disponen de un filtro óptico con las características adecuadas para poder extraer sólo el canal correspondiente a la señal convertida E_{CW} . Además, se tiene en cuenta que para una corriente I_2 fija, la ganancia G_2 y la fase ϕ_2 correspondiente al SOA_2 no dependen del tiempo:

$$\phi_2(L) = -\frac{1}{2} \alpha \cdot \ln(G_2) \quad (2.53)$$

Con todo esto, podemos llegar a las expresiones correspondientes en los puertos P_4 y P_5 de la señal convertida:

$$E_{OUT}^{P4}(t) = \frac{1}{2^{3/2}} \cdot \left[G_1^{1/2}(t) \cdot e^{j\phi_1(t)} - G_2^{1/2} \cdot e^{j\phi_2} \right] \cdot E_{CW}^{P2}(t) \quad (2.54)$$

$$E_{OUT}^{P5}(t) = \frac{I}{2^{3/2}} \cdot \left[G_1^{1/2}(t) \cdot e^{j\phi_1(t)} + G_2^{1/2} \cdot e^{j\phi_2} \right] \cdot E_{CW}^{P2}(t) \quad (2.55)$$

donde se ha particularizado para el caso ideal, en el que $a = b = c = d = 0.5$.

Las variaciones de ganancia G_1 en el SOA_1 , y por lo tanto, las variaciones de fase, están producidas por la señal de entrada a la frecuencia de portadora ω_S :

$$E_{S1}(t) = E_o \cdot (1 + m \cos(\Omega t)) e^{j(\omega_S t + \phi_S(t))} \quad (2.56)$$

como el índice de modulación m es pequeño, vamos a suponer que las variaciones de ganancia G_1 son despreciables frente a las variaciones de fase ϕ_1 , de manera que $G_1(t) \approx G_1$.

La expresión de la fase es:

$$\phi_1(t) = \Phi + \Phi_{RF} \cos(\Omega t) \quad (2.57)$$

ya que podemos discernir entre una fase invariante de gran señal, determinada por el punto de trabajo del SOA (es decir, por su ganancia), y una variación de fase de pequeña señal producida por la modulación de la señal $E_S(t)$. Estos términos vienen definidos por [32]:

$$\Phi = -\frac{I}{2} \alpha \cdot \ln(G_1) \quad (2.58)$$

$$\Phi = -\frac{I}{2} \alpha \cdot \ln(G_1(1-F)) \quad (2.59)$$

Podemos calcular la potencia óptica a partir del campo electromagnético según la expresión $P(t) = \langle E(t) \cdot E^*(t) \rangle$. Con lo que la potencia en P_4 y en P_5 quedaría:

$$P_{OUT}^{P4}(t) = \frac{P_{CW}}{8} \cdot \left[G_1 + G_2 - 2\sqrt{G_1 G_2} \cdot \cos(\phi_1(t) - \phi_2) \right] \quad (2.60)$$

$$P_{OUT}^{P5}(t) = \frac{P_{CW}}{8} \cdot \left[G_1 + G_2 + 2\sqrt{G_1 G_2} \cdot \cos(\phi_1(t) - \phi_2) \right] \quad (2.61)$$

donde $P_{CW} = |E_{CW}|^2$ se corresponde con la potencia de entrada de la sonda.

En primer lugar, podemos observar cómo ambas salidas son complementarias en lo que se refiere a la modulación de fase cruzada. También, podemos observar cómo en las ecuaciones (2.60) y (2.61) el ratio de extinción de la modulación viene determinado por las ganancias G_1 y G_2 , máxima cuando ambos valores son iguales. En definitiva, esta estructura se comporta como un modulador cuyo punto de operación de trabajo se controla mediante las fases continuas generadas en los SOAs.

De forma análoga, podemos establecer la configuración contradiereccional como aparece en la Figura 2.4. En este caso, la salida se corresponde con el puerto 2 (P_2)

y la entrada de la sonda puede realizarse por el puerto P_4 o P_5 . La señal de bombeo sigue entrando al sistema por el puerto P_1 .

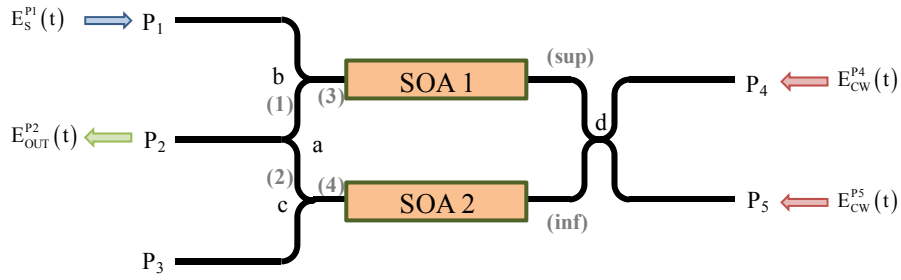


Figura 2.4. Esquema de la configuración MZI-SOA para el caso contradireccional.

Realizando consideraciones similares a las de la configuración codireccional de la Figura 2.3, podemos encontrar la salida del sistema cuando la sonda es introducida por el puerto P_4 :

$$P_{OUT}^{P2}(t)|_{P_4} = \frac{P_{CW}}{8} \cdot [G_1 + G_2 - 2\sqrt{G_1 G_2} \cdot \cos(\phi_{RF}(t) - \Delta\phi)] \quad (2.62)$$

En este caso, no es necesario estrictamente un filtro óptico para separar la señal de bombeo de la sonda.

La salida del sistema cuando la sonda entra por el puerto P_5 es:

$$P_{OUT}^{P2}(t)|_{P_5} = \frac{P_{CW}}{8} \cdot [G_1 + G_2 + 2\sqrt{G_1 G_2} \cdot \cos(\phi_{RF}(t) - \Delta\phi)] \quad (2.63)$$

Como se ha podido comprobar, la diferencia entre la configuración codireccional y contradireccional radica básicamente en cómo conseguir la complementariedad de las salidas. Para el caso codireccional, los puertos de salida son los que determinan la complementariedad mientras que para el caso contradireccional son los puertos de entrada de la señal continua al MZI-SOA.

2.3. Aplicaciones del SOA

El comportamiento no lineal del SOA provocó que éste fuese remplazado por el EDFA (*Erbium Doped Fibre Amplifier*) en los enlaces ópticos de largo alcance, que permite amplificación simultánea de varios canales WDM, pero que tienen un alto coste. Sin embargo, la saturación de ganancia, propiedad intrínseca del SOA, se ha explotado para tratamiento de señal en aplicaciones como la conversión en longitud de onda en nodos todo-ópticos [9][21] o incluso para disponer del amplificador como modulador mediante las variaciones de corriente externa, como se vio en el punto 2.2.2.

2.3.1. Amplificador

El uso del amplificador de guía de onda quedó relegado a un segundo plano al desarrollarse los EDFAs (amplificadores de fibra) ya que estos últimos presentan un comportamiento lineal y unas constantes de recombinación del orden de ms (ns para los SOAs). Esto permite que sean utilizados en enlaces WDM, ya que es posible la amplificación sin crosstalk entre los canales. Además presentan otras ventajas, como las bajas pérdidas de acoplo a la fibra óptica, reflexiones despreciables, independencia a la polarización, alta ganancia, alta potencia de saturación de salida y baja figura de ruido (*NF*, *Noise Figure*). Como contrapartida son amplificadores caros (necesitan bombeo óptico) y no trabajan en segunda ventana.

El SOA ofrece como ventaja el hecho de que al tratarse de un amplificador de guía de onda puede fabricarse de manera integrada junto a otros componentes [33] además de ser potencialmente barato si se desarrolla a gran escala. Son compactos, el bombeo es eléctrico y tienen un gran ancho de banda óptico. También permiten gran flexibilidad a la hora de elegir el pico de ganancia. Su comportamiento no lineal, que en principio los excluyó de los enlaces ópticos de larga distancia, lo convierten en una herramienta muy interesante para el tratamiento de señal en el dominio todo-óptico.

2.3.2. Modulador

Al aplicar una corriente de alimentación modulada al SOA, se produce una variación de la cantidad de fotones generados, tal y como se vio en el punto 2.2.2, lo que permite usar el SOA como modulador. Esto tiene, entre otras ventajas, el hecho de obtener una señal amplificada. Así el SOA puede ser utilizado en esquemas de inserción de cabecera en nodos todo-ópticos [34], de gran flexibilidad en su diseño, ya que la frecuencia de portadora y la velocidad de modulación de la etiqueta pueden ser variadas, al no depender de elementos de radiofrecuencia especialmente diseñados para velocidades y frecuencias concretas. El ancho de banda del SOA no representa una limitación en cuanto a la velocidad de transmisión de la cabecera, ya que se trata de una señal de baja frecuencia en comparación con la velocidad de transmisión de la señal de carga. La principal desventaja es la generación de ruido de amplificación de emisión espontánea.

2.3.3. Conversor de longitud de onda

Gracias a su comportamiento no lineal el SOA puede ser utilizado en procesamiento de señal. Uno de los aspectos más estudiados con relación a esta propiedad es la regeneración de señal y conversión de longitud de onda [35] en nodos todo-ópticos [19][20][36]. El uso de SOAs permite eludir la conversión óptico-electrónica en los nodos de enrutamiento de las redes ópticas, con lo que se obtienen sistemas no sujetos a las limitaciones de velocidad de los componentes electrónicos que desembocan en el conocido fenómeno de tráfico de información denominado “cuello de botella”.

Las características más importantes de este tipo de conversión basado en la modulación cruzada de ganancia son la independencia de la conversión de la polarización de la señal (si el SOA es independiente de la polarización), inversión de la señal convertida respecto a la señal modulada de entrada y facilidad en la implementación del esquema de conversión basado en XGM [9][37]. Además se observa que la eficiencia de conversión es dependiente de las longitudes de onda de la sonda y el bombeo, debido a la dependencia de la ganancia diferencial de la longitud de onda, lo que deriva en una reducción de la relación de extinción de la señal convertida notoria sobre todo cuando la longitud de onda de la señal de bombeo es menor que la longitud de onda de la sonda.

Como se mencionó en el apartado 2.1.2, la variación de portadores necesaria para convertir en longitud de onda mediante XPM es menor que en XGM (4 dB de variación en XPM frente a 10 dB de variación en XGM según los estudios de [9]). Así pues, el sistema de conversión mediante XPM es más eficiente y la señal obtenida tiene menor chirp (espectro más estrecho) que en el sistema XGM. Por esta razón las distancias que puede recorrer la señal convertida XPM son mayores y la interferencia entre símbolos originada menor. Otras características importantes es que en los esquemas XPM la señal puede estar en fase con la señal de entrada (sistemas IP, *in-phase*), o en contrafase (sistemas OOP, *out-of-phase*). Además, se obtienen señales de mayor relación de extinción que las obtenidas mediante XGM para los dos casos de conversión (longitud de onda de bombeo mayor que la sonda y menor) y con menor figura de ruido.

2.3.4. Generador de coeficientes negativos en filtros fotónicos de microondas

La modulación cruzada de ganancia se emplea normalmente para realizar conversión o traslación de datos de una longitud de onda a otra. En esta ocasión nos serviremos de la inversión de la sonda respecto a la señal de bombeo para crear los índices negativos de un filtro fotónico transversal. Esto se logra gracias al desfase de 180 grados existente a la salida del SOA entre la señal convertida (XGM o XPM OOP) y la señal de bombeo. Entre las ventajas de este método encontramos el que los coeficientes negativos son obtenidos directamente en el dominio óptico y el que se puedan obtener filtros que son fácilmente reconfigurables y sintonizables [38].

Capítulo 3

**Régimen pequeña señal en el SOA:
aplicaciones a filtros fotónicos de
microondas**

3.1. Caracterización en ganancia

En este capítulo estudiaremos las propiedades del SOA que lo hacen apto para la implementación de filtros de microondas. Para ello, se realiza un estudio teórico apoyado por la simulación del dispositivo mediante el simulador *VPI Transmission Maker* y posteriormente demostrado mediante resultados experimentales.

Para la caracterización del SOA, analizamos en primer lugar la curva de ganancia. A continuación estudiamos el SOA en configuración XGM, y más concretamente las condiciones óptimas de conversión, el ancho de banda, el chirp en el SOA y su impacto sobre el efecto de supresión de portadora, todo ello en propagación codireccional y contradireccional.

Una vez establecidos los principios teóricos en el capítulo anterior, se ha realizado un filtro transversal con SOAs en las dos configuraciones analizadas, XGM y MZI-SOA. En la primera configuración, los coeficientes negativos se obtienen mediante conversión de longitud de onda por modulación cruzada de ganancia. En el segundo se explota sobre todo la conversión cruzada de fase.

Hay que tener en cuenta que la comparación de los resultados experimentales y los simulados es meramente cualitativa, ya que desconocemos los parámetros del SOA con el que trabajamos, y no podemos realizar más que una aproximación al dispositivo real. A pesar de esta limitación, los resultados experimentales nos permitirán comprobar la bondad de las conclusiones obtenidas en el estudio teórico.

Para realizar las simulaciones que nos permitirán caracterizar el comportamiento del SOA y su uso en la implementación de filtros de radiofrecuencia, necesitamos conocer los parámetros del amplificador. Sin embargo, como ya hemos adelantado, estos no son proporcionados por el fabricante. Por esta razón utilizaremos la experimentación para establecer las características principales, de manera que el estudio teórico a partir de la simulación y los resultados experimentales sean comparables.

Para poder aplicar la teoría a los resultados de simulación establecemos un paralelismo entre el modelo desarrollado en la referencia [32] y los parámetros del SOA del simulador comercial utilizado para el estudio.

Ya que la velocidad de conversión aumenta con la densidad de corriente [39], operamos en condiciones de corriente máxima, $I = 250$ mA, lo que a su vez nos proporcionará ganancia máxima (ecuación 2.10). Los valores empleados en la simulación se encuentran en la Tabla 3.1.

En la Figura 3.1, se representa la curva de ganancia obtenida en la simulación (a) y en experimentación (b). La ganancia lineal es $G_o = 24.5$ dB en ambos casos. En la Figura 3.1(a) la ganancia de saturación G_{3dB} se produce para una potencia de la señal de entrada de -11.84 dBm. La potencia de saturación calculada a partir de la expresión 2.12 es 13.6 dBm, que corresponde a una potencia a la entrada de -7.9 dBm. Sin embargo, la ganancia es 19.6 dB en la gráfica para esta potencia de entrada en lugar de 21.5 dB. Esta inconsistencia aparente se justifica por el hecho

de que la definición dada en la expresión 2.12 no tiene en cuenta las pérdidas de la cavidad. Estas pérdidas modifican el valor de la ganancia lineal y por tanto, el valor de la potencia de salida para la que la ganancia lineal se reduce 3 dB. El valor de la potencia de saturación de salida en la curva experimental es de 12.3 dBm.

VPI TLM (modelo de secciones)		
PARAMETROS DE SIMULACIÓN	Símbolo	Valor
Longitud	L	$400 \cdot 10^{-6}$ [m]
Anchura	w	$3.0 \cdot 10^{-6}$ [m]
Altura	d	$80 \cdot 10^{-9}$ [m]
Corriente	I	0.25 [A]
Factor de confinamiento	Γ	0.3
Pérdidas internas	α_{int}	6044
Coefficiente lineal de ganancia material. Si $a < 10^{-10}$ ganancia lineal	a	$3.98 \cdot 10^{-20}$ m ²
Densidad de transparencia	N_{tr}	$1.47 \cdot 10^{23}$ 1/m ³
Índice de acoplo fase-amplitud	α	5
Coefficiente de recombinación lineal A	A	$8.88 \cdot 10^9$ [1/s]
Coefficiente de recombinación bimolecular	B	$1.0 \cdot 10^{-80}$ [m ³ /s]
Coefficiente de recombinación Auger	C	$3.0 \cdot 10^{-233}$ [m ⁶ /s]
Índice efectivo de grupo	n_g	4

Tabla 3.1. Parámetros del modelo TLM utilizados en la simulación.

Volveremos sobre la curva de ganancia cuando busquemos la zona óptima de operación para la implementación del filtro, es decir, la zona donde mayor eficiencia de conversión tengamos en función de la relación entre las potencias de bombeo y sonda.

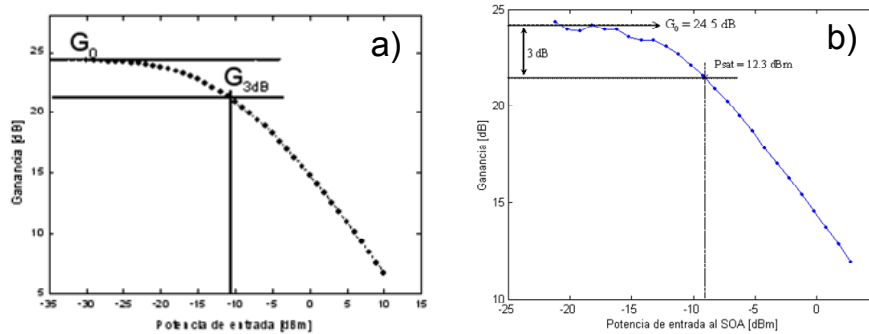


Figura 3.1. Curva de ganancia simulada del SOA (a) y experimental (b).

3.2. Configuración codireccional y contradireccional en el SOA

El interés de utilizar SOAs en la implementación de filtros transversales radica en que sus propiedades de no linealidad permiten obtener coeficientes negativos. En este apartado nos centraremos en la no linealidad de la ganancia (XGM).

Tal y como vimos en el capítulo anterior, la amplitud de modulación de la sonda p_{CW} depende de la potencia total inyectada al SOA (véase ecuación 2.21) y de la propia potencia de la sonda. Por tanto, es necesario determinar cuál es el balance entre las potencias de bombeo y sonda que permiten mayor eficiencia de conversión, aspecto que analizaremos en el siguiente apartado.

3.2.1. Búsqueda del punto óptimo de trabajo

Para encontrar el balance de potencias de la señal de bombeo y sonda que proporciona una eficiencia de conversión óptima nos servimos del esquema de la Figura 3.2 para el caso de conversión XGM codireccional.

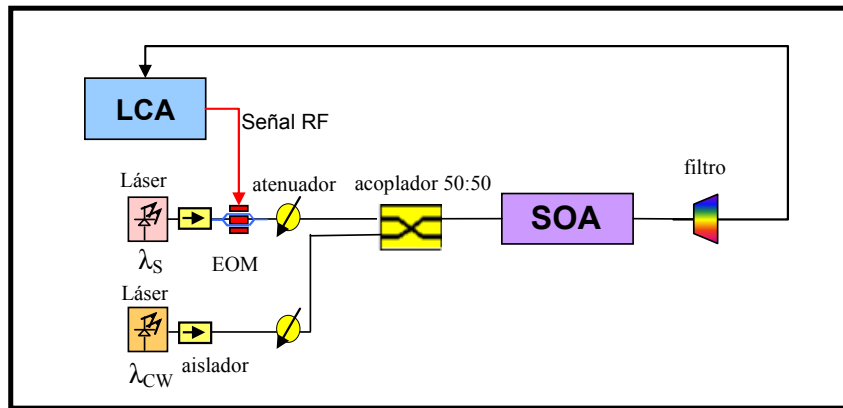


Figura 3.2. Esquema XGM codireccional utilizado para encontrar el punto de trabajo óptimo.

En este esquema tenemos dos señales ópticas, la señal de bombeo centrada a la longitud de onda λ_S , modulada por el tono de radiofrecuencia Ω mediante el modulador (EOM), y la señal sonda continua que está centrada en la longitud de onda λ_{CW} .

Mediante un acoplador 50:50 introducimos estas dos señales en el SOA, que modula e invierte la sonda respecto a la señal de bombeo (ver apartado 2.2.2), ecuación 2.21). Un filtro óptico separa ambas señales, cuya amplitud de modulación es medida en el analizador de redes vectorial, LCA (*Ligh Component Analyzer*).

El esquema contradireccional es muy similar al anterior, sólo que cada una de las señales entra por una cara distinta del amplificador, tal y como se muestra en la Figura 3.3:

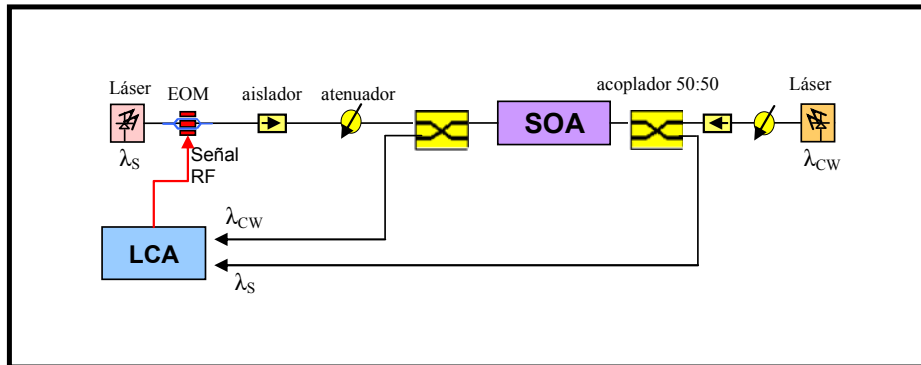


Figura 3.3. Esquema XGM contradireccional para encontrar el punto de trabajo óptimo.

Nos interesa saber cuáles son las condiciones donde la amplitud de la sonda es máxima (eficiencia de conversión óptima) según el balance de potencias de sonda $P_{CW}(0)$ y bombeo $P_S(0)$ a la entrada del SOA. Para que no influya la variación de ganancia en las medidas de eficiencia de conversión cuando variamos las potencias de entrada de ambas señales, mantenemos constante la potencia total P_T de entrada al SOA, de manera que fijamos la potencia total inyectada a 1 mW.

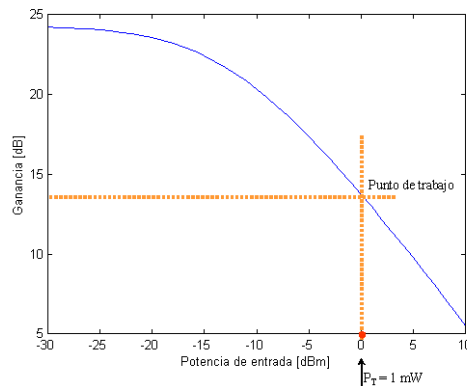


Figura 3.4. Punto de trabajo de la curva de ganancia para el caso de estudio $P_T = 1\text{mW}$.

Para la simulación se elige que la amplitud del tono de radiofrecuencia que se inyecta en el modulador EOM sea $V_{RF} = 0.01\text{ V}$ para una frecuencia de 130 MHz, elección que no resta generalidad al estudio, ya que basta que la frecuencia seleccionada se encuentre dentro del ancho de banda de modulación del SOA, el cual posee una respuesta paso-bajo para la señal convertida.

El índice de modulación se calcula a partir de la relación $m = 2\pi V_{RF}/V_{\pi}$, donde V_{π} es la tensión de polarización del EOM. Con los parámetros elegidos para la simulación el índice de modulación es $m = 0.628$. La potencia del láser es 2 mW, de esta manera la potencia total entrante al SOA es 1 mW. Las longitudes o frecuencias utilizadas en la simulación son, $f_S = 193.0$ THz (1553.33 nm) para la señal de bombeo y $f_{CW} = 193.2$ THz (1551.72 nm) para la señal convertida.

En la Figura 3.5(a), se representa la amplitud de modulación de la señal convertida obtenida de la simulación en función de la potencia de entrada. Aquí se observa que el punto de máxima eficiencia de conversión de la sonda está en torno a $P_T/2$ (potencia de sonda y bombeo iguales) para el caso codireccional (círculos) y se desplaza ligeramente hacia potencias de sonda menores de $P_T/2$ para el caso contradireccional (cuadrados).

Este desplazamiento del punto de trabajo óptimo se debe a que la distribución de portadores en la cavidad no es la misma en un caso y en otro. Cuando las señales son copropagativas, ambas se amplifican conjuntamente en la cavidad, de modo que la densidad de portadores es máxima a la entrada y mínima a la salida [31]. Cuando las señales son contrapropagativas, cada una de las señales produce una zona de depleción o disminución de portadores en cada una de las caras, y la posición longitudinal en la que se produce el máximo de densidad de portadores dentro de la cavidad depende del balance de potencias bombeo-sonda.

La Figura 3.5(b) representa el mismo estudio pero de manera experimental. Al igual que en el estudio teórico, mantenemos la potencia total de entrada al SOA constante, $P_T = 1$ mW.

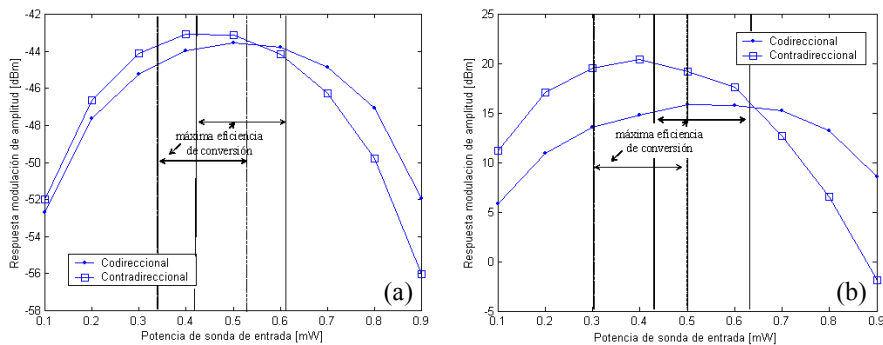


Figura 3.5. Búsqueda del punto de trabajo óptimo (a) por simulación y (b) experimentalmente en función del balance de potencias bombeo-sonda para XGM codireccional y XGM contradireccional ($P_T = 1$ mW).

Las longitudes de onda utilizadas son $\lambda_S = 1550.45$ nm para el bombeo y $\lambda_{CW} = 1543.20$ nm para la señal sonda. El tono de RF a 130 MHz generado por el LCA es inyectado en el EOM para modular en amplitud la potencia de entrada del bombeo.

Al igual que en simulación se observa que la zona óptima de conversión para el caso codireccional se encuentra en torno a una potencia óptica de entrada para la

sonda igual a la del bombeo, es decir, $P_T/2$, aunque se observa que la zona óptima de conversión se encuentra ligeramente desplazada hacia potencias de entrada de sonda mayores. Esto puede ser debido a una pequeña variación de las potencias de entrada al SOA.

En el caso de la sonda contradireccional, la zona de óptima conversión está desplazada hacia potencias de sonda menores de $P_T/2$, de la misma manera que en el estudio de simulación.

El punto óptimo de trabajo para el caso codireccional se puede calcular teóricamente a partir de las ecuaciones presentadas en [32], y que vimos en el apartado 2.2.2. Como vimos en la expresión 2.15, la potencia de la señal modulada con el tono de radiofrecuencia está definida por:

$$P(z,t) = P(z) + p(z) \cos(\Omega t + \phi(t)) \quad (3.1)$$

Por la condición impuesta a la potencia (ganancia constante) de entrada al SOA ($z = 0$), tenemos que:

$$P_T(0) = P_S(0) + P_{CW}(0) \rightarrow cte \quad (3.2)$$

La amplitud de modulación total de entrada al SOA vendrá dada por:

$$p_T(0) = p_S(0) + p_{CW}(0) = p_S(0) = \frac{1}{2} m_S(0) \cos(\Omega t) \cdot P_S(0) \quad (3.3)$$

puesto que la amplitud de modulación de la señal convertida a la entrada del SOA, $p_{CW}(0)$, es nula por tratarse de una señal continua, y donde hemos considerado que la fase inicial de la señal $\phi_S(0) = 0$.

La amplitud de modulación de la señal convertida a la salida del SOA viene dada por la expresión 2.21. Maximizamos esta expresión para hallar la potencia de bombeo óptima, teniendo en cuenta que G y P_T son constantes. El parámetro $F(L)$ depende de la potencia total P_T y la ganancia G , por tanto, en nuestro caso es constante con la potencia de bombeo (véanse ecuaciones 2.22 y 2.23). Con todo esto tenemos:

$$\frac{dp_{CW}}{dP_S} = -\frac{GF(L)}{2P_T(0)} (P_T(0) - 2P_S(0)) \cdot m_S(0) \cos(\Omega t) = 0 \quad (3.4)$$

De esta ecuación, se obtiene la condición para máxima eficiencia de conversión:

$$P_S(0) = \frac{P_T(0)}{2} \quad (3.5)$$

Este resultado se corresponde con las simulaciones en el caso codireccional. No podemos demostrar teóricamente el caso contradireccional de esta forma, puesto que no se dispone de expresiones analíticas.

3.2.2. Ancho de banda de conversión

Para la realización experimental del filtro, necesitamos saber cómo afecta la respuesta en frecuencia del amplificador a cada una de las muestras que se propagan por él, por lo que procederemos a caracterizar el ancho de banda de modulación del SOA en configuración XGM, en función de la frecuencia de la señal de entrada que se utiliza como bombeo.

El esquema del montaje se muestra en la Figura 3.2 para el caso codireccional, y en la Figura 3.3 para el caso contradireccional. En ambos mantenemos la potencia total de entrada constante de manera que se cumpla $P_S(0)=P_{CW}(0)=0.5$ mW, estableciendo así la condición de zona de óptima conversión para ambas configuraciones (ver Figura 3.5). Realizamos un barrido de la frecuencia Ω del tono de RF de 130 MHz a 20 GHz.

En la Figura 3.6(a), se muestra la simulación de la potencia de RF detectada en función de la frecuencia para la señal de bombeo y la convertida en el caso codireccional. La señal sonda tiene un comportamiento paso-bajo [9][40], tal y como establecen las ecuaciones 2.21 y 2.25. El ancho de banda a 3 dB de la señal sonda es $BW_{3dB} = 4.98$ GHz. El ancho de banda en este mismo caso obtenido experimentalmente (Figura 3.6(c)) es de 5.1 GHz, un valor muy similar al de simulación.

Por otro lado, la señal de bombeo sufre una atenuación de las componentes de baja frecuencia al atravesar el SOA, debido a la auto-modulación de ganancia [9][40] que deriva en un comportamiento paso-alto (ver ecuación 2.20).

El comportamiento de las señales en el caso contradireccional es el mismo que en propagación codireccional, es decir, la señal de bombeo tiene comportamiento paso-alto, mientras que la señal de sonda tiene comportamiento paso-bajo. Sin embargo, hay una reducción del ancho de banda a 3 dB de la señal sonda que pasa, en el estudio de simulación (Figura 3.6(a) y (b)) de $BW_{3dB} = 4.98$ GHz a $BW_{3dB} = 4.63$ GHz [9]. Esto se debe a que en el caso contradireccional, al incidir cada de las señales en una cara del SOA, las señales no se propagan conjuntamente a lo largo de la longitud del SOA y por tanto evolucionan de distinta manera. Este fenómeno será mayor cuanto mayor sea el tiempo de tránsito (proporcional a la longitud del SOA) en la guía onda [9][41].

Para el caso experimental, el ancho de banda pasa de $BW_{3dB} = 5.1$ GHz en codireccional a $BW_{3dB} = 2.6$ GHz en contradireccional. Aquí la reducción de ancho de banda es bastante acusada, a diferencia de lo que ocurre en simulación. La diferencia de resultados entre la simulación y el experimento puede deberse a que los valores reales de la longitud y la ganancia diferencial del SOA sean mayores que los utilizados en la simulación. Sin embargo, cualitativamente siguen el mismo comportamiento, tanto para la señal de bombeo como para la sonda.

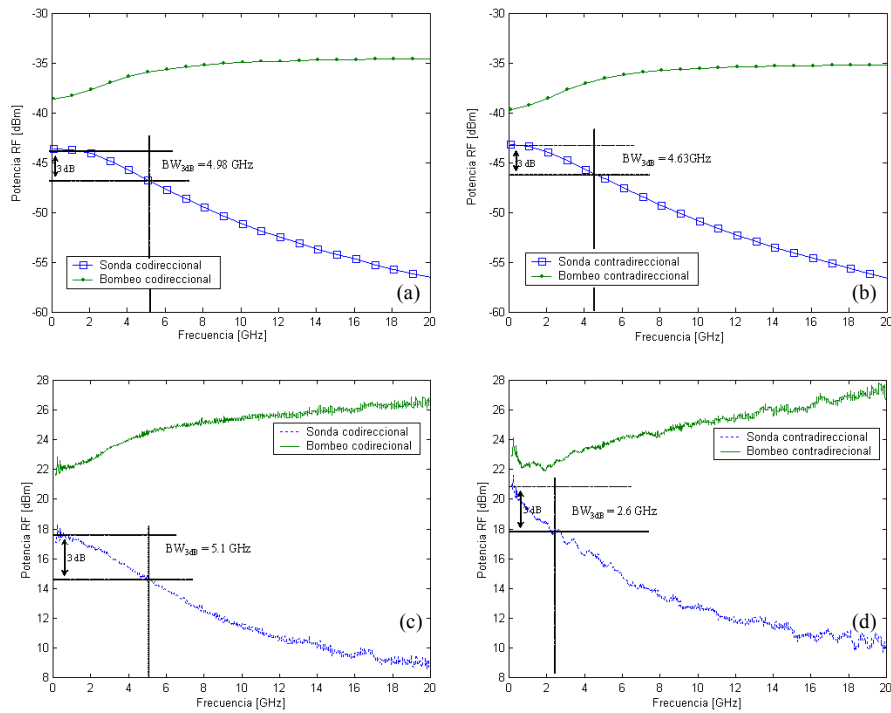


Figura 3.6. Respuesta en frecuencia simulada de las señales XGM en modo codireccional (a) y contradireccional (b). Las gráficas (c) y (d) se corresponde con la respectiva medida experimental.

Aunque la expresión 2.27, que nos proporciona el ancho de banda del amplificador (sin considerar las pérdidas internas en la cavidad amplificadora), ha sido obtenida para propagación codireccional, nos permite extender la dependencia del ancho de banda con la ganancia, con la potencia total inyectada al SOA y con la potencia de saturación, al caso de propagación contradireccional. Debido a que la evolución de la densidad de portadores en el SOA es diferente según copropagación o contrapropagación, como ya hemos comentado, también la ganancia evoluciona de manera distinta dentro del SOA. Esto afecta al ancho de banda de modulación, que es diferente en ambas configuraciones.

En nuestras simulaciones, sin embargo, aunque el ancho de banda se reduce para el caso contradireccional, esta reducción es relativamente pequeña. Esto se debe a que la longitud del SOA utilizada en la simulación es pequeña (400 μm), así como la ganancia diferencial. De esta forma, la evolución de la ganancia en el caso contradireccional para la señal convertida y la señal de bombeo es muy similar al caso codireccional. Para comprobarlo realizamos la siguiente simulación: obtenemos el ancho de banda para varias longitudes para un SOA en propagación contradireccional imponiendo como condición que la ganancia sea constante para todas ellas. Esto es necesario para asegurar que el tiempo de vida de los portadores no se está viendo afectado por una variación total de ganancia, al menos en el caso

codireccional. El ancho de banda para un SOA de 400 μm se muestra como referencia. Los resultados se muestran en la siguiente figura:

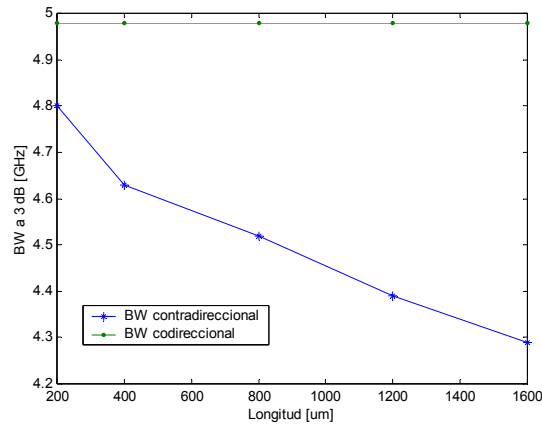


Figura 3.7. Simulación del ancho de banda (BW) a 3dB para la señal de sonda XGM contrapropagativa en función de la longitud del SOA y ancho de banda de la señal copropagativa para un SOA de longitud 400 μm como referencia.

En la Figura 3.7, se observa que a medida que aumenta la longitud del SOA, disminuye el ancho de banda de modulación cuando la ganancia total se mantiene constante. La ganancia se fija para evitar el efecto de la variación de ganancia sobre el tiempo de vida efectivo de los portadores y por tanto, sobre el ancho de banda de modulación (ver expresión 2.27). Estudios de la dependencia del ancho de banda de modulación con la longitud de la cavidad pueden encontrarse en [9][42].

Una vez analizado el ancho de banda de conversión del SOA, en el siguiente apartado veremos cómo afecta el chirp del SOA a la conversión y a la propagación de la señal de RF en un medio dispersivo, utilizados en la realización de filtros transversales como elemento de procesamiento de las muestras ópticas.

3.2.3. Análisis del Chirp

Una de las opciones para introducir el retardo entre las distintas muestras ópticas en la implementación de filtros transversales es la utilización de elementos dispersivos. Cuando la señal óptica atraviesa un medio dispersivo, sus componentes frecuenciales sufren un retardo distinto. Esto hace que la potencia de modulación detectada varíe en función de la frecuencia, de manera que se produce el efecto de supresión de portadora.

En los sistemas de comunicaciones ópticas es muy importante estudiar y conocer este comportamiento ya que supone una limitación o bien en el ancho de banda de la señal transmitida, o bien en la longitud del enlace de fibra. En nuestro caso definirá el ancho de banda de operación del filtro. El efecto de supresión de portadora viene dado por la expresión [43]:

$$CSE = \cos\left(\frac{1}{2}\beta L_f \Omega^2\right) \quad (3.6)$$

En la Figura 3.8, se muestra un esquema para analizar la transmisión de una señal óptica procedente de una fuente láser, centrada a la longitud λ_s y modulada en amplitud mediante un modulador EOM. Esta señal se propaga por un carrete de fibra de 20 km de longitud y finalmente se detecta en el LCA, que también genera el tono de radiofrecuencia $\Omega = 2\pi f$ inyectado en el EOM.

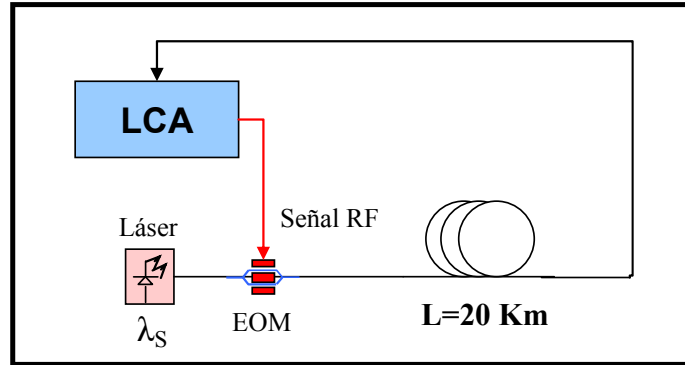


Figura 3.8. Esquema utilizado para caracterizar el efecto de supresión de portadora con un carrete de fibra de 20 km.

La siguiente tabla muestra los parámetros de simulación de la fibra óptica utilizada como elemento dispersivo:

Parámetros del carrete de fibra	Símbolo	Valor
Longitud del carrete	L_f	20 [km]
Atenuación	a_f	0.2 [dB/km]
Dispersión	D_λ	16 [ps/(nm·km)]
Envolvente de dispersión	S_λ	-0.0206 [ps/(nm ² ·km)]
Índice no lineal	n_2	$2.6 \cdot 10^{-20}$ [m ² /W]
Área del núcleo	A_{eff}	80 [μm ²]

Tabla 3.2. Parámetros del carrete de fibra óptica.

donde L_f es la longitud de la fibra, a_f es la atenuación, D_λ es la dispersión de primer orden $\left(\beta = \frac{-\lambda^2}{2\pi c} \cdot D_\lambda\right)$, S_λ es la dispersión de segundo orden, n_2 es el coeficiente de índice de refracción no lineal y A_{eff} es el área efectiva del núcleo de la fibra.

El resultado de la simulación se observa en la siguiente figura, donde se representa la amplitud de modulación en función de la frecuencia Ω de la portadora de RF. El efecto de supresión de portadora se produce para una frecuencia del tono de 13.92 GHz.

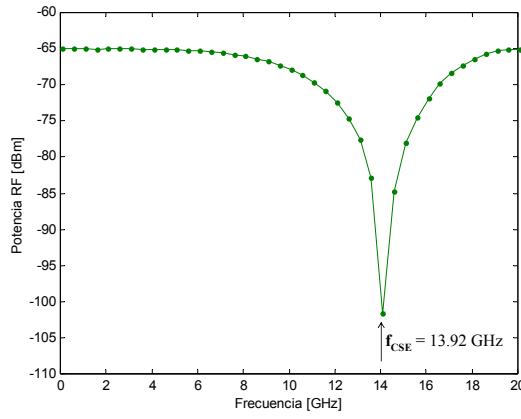


Figura 3.9. Efecto de supresión de portadora simulado para un carrete de fibra con una longitud de 20 km.

Esta potencia detectada (donde aparece el término de supresión de portadora), representada en la Figura 3.9, se puede calcular mediante la expresión:

$$P_{RF} = Z\mathfrak{R}^2 \left(\frac{mP_o}{2} \right) \cos \left(\frac{\beta L_f}{2} \Omega^2 \right) \quad (3.7)$$

y cuyos ceros vienen dados por:

$$f_n = \left[\frac{2n+1}{4\pi\beta L_f} \right]^{1/2} \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (3.8)$$

El efecto de supresión de portadora de la expresión 3.7 considera que la señal que se propaga por el elemento dispersivo no tiene chirp inicial. Sin embargo, las señales ópticas que se propagan por el SOA sufren una modulación de fase debido a los cambios que se producen en el índice de refracción del SOA. Así pues el SOA añade un factor de fase adicional, $\phi(L,t)$, a la señal de entrada (ecuación 2.8), de forma que el campo eléctrico a la salida del SOA es $E(L,t) = \sqrt{P(L,t)} \cdot e^{-\phi(L,t)}$ y que modifica, por lo tanto, el CSE.

En esta apartado vamos a analizar el chirp (α_{CHIRP}) que introduce el SOA y qué efectos tiene en la respuesta frecuencial del filtro transversal. El chirp (α_{CHIRP}) para la señal sonda se define [44]:

$$\alpha_{CHIRP} = \frac{2 \frac{d\phi(t)}{dt}}{P \frac{dP(t)}{dt}} \quad (3.9)$$

Para calcular el parámetro de chirp de la expresión 3.9, necesitamos conocer la potencia del campo y la fase a la salida de la señal convertida y el bombeo, es decir, $P(L,t)$ y $\phi(L,t)$, respectivamente.

A partir de las ecuaciones 2.7 y 2.8 tenemos que:

$$\frac{\partial \phi}{\partial z} = -\frac{1}{2}\alpha \frac{1}{P(z,t)} \frac{\partial P(z,t)}{\partial z} - \frac{1}{2}\alpha \cdot \alpha_{int} \quad (3.10)$$

Integramos la ecuación a lo largo de la longitud L del SOA para calcular $\phi(L,t)$:

$$\phi(L,t) = \phi(0,t) - \frac{1}{2}\alpha \cdot \ln \left[\frac{P(L,t)}{P(0,t)} \right] - \frac{1}{2}(\alpha \cdot \alpha_{int})L \quad (3.11)$$

donde $\phi(0,t)$ es la fase de la señal a la entrada del SOA. Consideramos que el campo entrante al SOA no tiene chirp, $\phi(0,t) = 0$. Con todo esto:

$$\alpha_{CHIRP} = -\alpha \left[1 - \frac{\frac{1}{P(0,t)} \frac{dP(0,t)}{dt}}{\frac{1}{P(L,t)} \frac{dP(L,t)}{dt}} \right] \quad (3.12)$$

Por otra parte, escribimos la potencia de entrada y salida como:

$$P(0,t) = \frac{P(0)}{2} \left(1 + \frac{1}{2}m(0) \cdot \cos(\Omega t) \right) \quad (3.13)$$

$$P(L,t) = \frac{P(L)}{2} \left(1 + \frac{1}{2}m(L) \cdot \cos(\Omega t + \phi(L)) \right) \quad (3.14)$$

donde $m(0)$ y $m(L)$ serían los índices de modulación a la entrada y salida, respectivamente. Considerando que los índices de modulación son pequeños, tenemos que:

$$\alpha_{CHIRP} \cong -\alpha \left[1 - \frac{m(0) \sin(\Omega t)}{m(L) \sin(\Omega t + \phi(L))} \right] \quad (3.15)$$

Por tanto, vemos cómo el chirp que genera el SOA es proporcional al coeficiente de ensanchamiento de línea y también depende de los índices de modulación de la señal de entrada y salida.

Para el caso de la señal convertida (CW), se obtiene:

$$\alpha_{CHIRP}^{CW} = -\alpha \quad (3.16)$$

La expresión anterior es válida tanto para configuración codireccional como para configuración contradireccional, pues la amplitud de modulación a la entrada del SOA es en ambos casos $m_{CW}(0) = 0$. De ella, resaltamos el signo negativo del chirp

de la sonda respecto al coeficiente de Henry del SOA. Además, según [31], el signo del chirp de la señal de bombeo será siempre de signo contrario al de la sonda. En el caso contradireccional no disponemos de señales analíticas, puesto que no podemos definir el chirp de la señal de bombeo según la expresión 3.12.

Cuando existe chirp y es constante, como se acaba de demostrar en el caso de la señal sonda, el efecto de supresión de portadora sigue la siguiente expresión [43]:

$$CSE = \left(1 + (\alpha_{CHIRP}^{CW})^2\right)^{1/2} \cdot \cos\left(\frac{1}{2}\beta L_f \Omega^2 + \arctan\left(\alpha_{CHIRP}^{CW}\right)\right) \quad (3.17)$$

Los ceros de la función en este caso vienen dados por:

$$f_n = \left[\frac{2n+1}{4\pi\beta L_f} - \frac{\arctan(\alpha_{CHIRP}^{CW})}{2\pi\beta L_f} \right]^{1/2} \quad n = 0, 1, 2... \quad (3.18)$$

Al comparar esta expresión con la expresión 3.8, se observa que la frecuencia a la que se produce el efecto de supresión de portadora cambia debido al parámetro α_{CHIRP}^{CW} .

Para estudiar la influencia del chirp del SOA utilizamos el esquema para propagación codireccional de la Figura 3.10 mientras que el esquema para propagación contradireccional se muestra en la Figura 3.11.

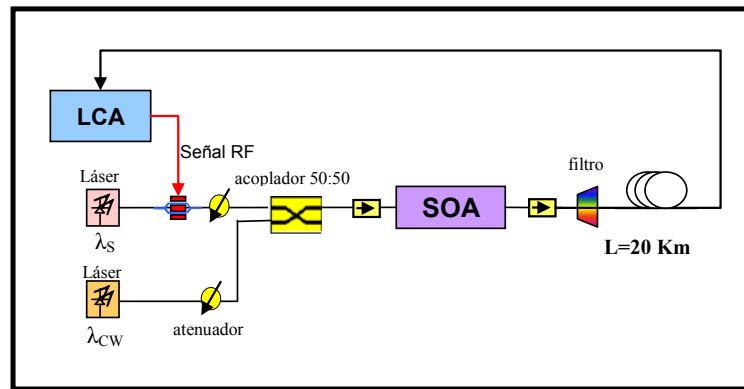


Figura 3.10. Esquema para medir la influencia del chirp del SOA en configuración codireccional sobre la respuesta en frecuencia al atravesar un medio dispersivo.

Ambos esquemas son análogos a los utilizados en la caracterización del punto de trabajo del apartado 3.2.1 (Figura 3.2 y Figura 3.3) pero añadiendo un tramo de fibra óptica estándar de 20 km de longitud (parámetros en Tabla 3.2). El parámetro de acoplo fase-amplitud del SOA utilizado en simulación es $\alpha = 5$.

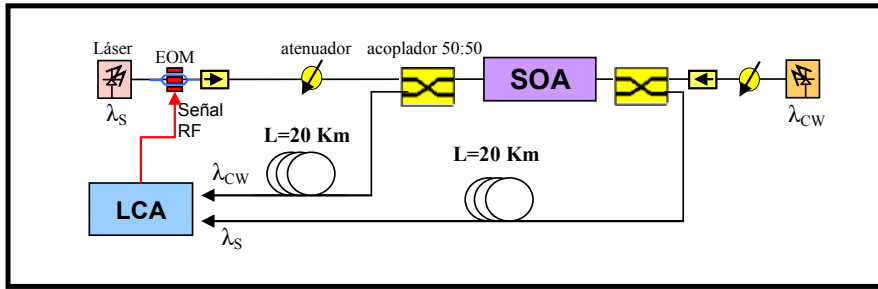


Figura 3.11. Esquema para medir la influencia del chirp del SOA en configuración contradiereccional sobre la respuesta en frecuencia al atravesar un medio dispersivo.

En la Figura 3.12, se observa la respuesta en frecuencia de la señal de bombeo al atravesar el medio dispersivo en simulación y experimental, tanto en codireccional como contradiereccional.

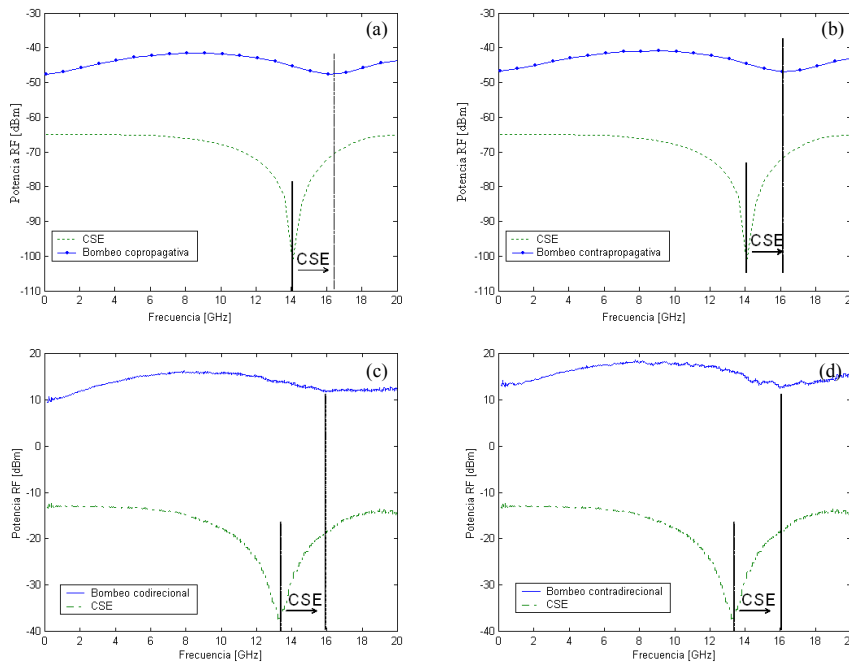


Figura 3.12. Respuesta en frecuencia de la señal de bombeo al atravesar 20 km de fibra óptica: simulación codireccional (a) y contradiereccional (b), experimento codireccional (c) y contradiereccional (d). Curva de CSE de referencia.

En los cuatro casos mostrados en la Figura 3.12, la frecuencia para la cual se produce el mínimo de modulación pasa a frecuencias más altas respecto al CSE debido al chirp positivo de la señal de bombeo. En la Figura 3.12(a), el mínimo correspondiente al efecto de supresión de portadora sin chirp pasa de 13.92 GHz a 16.1 GHz. En la Figura 3.12(c), el comportamiento cualitativo es similar al

obtenido en simulación: atenuación a bajas frecuencias debido a la característica paso-alto de la señal de bombeo amplificada y desplazamiento del mínimo de modulación por efecto del chirp del SOA. El mínimo se desplaza de la frecuencia 13.3 GHz a 16.0 GHz, que corresponde a un chirp de 0.85. Los casos respectivos de propagación contradireccional son prácticamente idénticos, como se puede observar en la Figura 3.12(b) y la Figura 3.12(d) para el caso teórico y experimental, respectivamente.

En la Figura 3.13, se analiza cómo afecta el chirp del SOA a la señal sonda en propagación codireccional al atravesar la misma longitud del carrete de fibra.

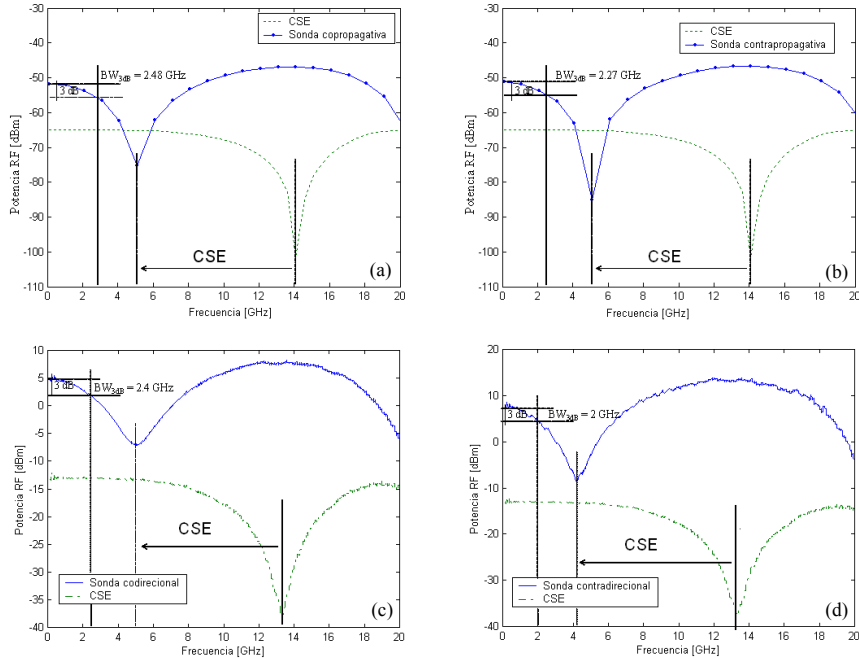


Figura 3.13. Respuesta en frecuencia de la señal XGM al atravesar 20 km de fibra óptica: simulación (a) codireccional y (b) contradireccional, experimento (c) codireccional y (d) contradireccional. Curva de CSE de referencia.

La frecuencia donde se produce modulación mínima en la Figura 3.13(a) es 5.1 GHz, frecuencia menor que la del efecto de supresión de portadora sin chirp (13.92 GHz en simulación). Esto es debido a que el chirp de la sonda es negativo, como se ha mostrado en la expresión 3.16. Utilizando la expresión 3.18, obtenemos $\alpha^{CW}_{CHIRP} = -4.7$. Existe una pequeña diferencia entre este valor, obtenido a partir de los datos de la simulación y el obtenido en el desarrollo analítico, $\alpha^{CW}_{CHIRP} = -5$. Esto es debido a que en el desarrollo analítico no se han tenido en cuenta los efectos de auto-modulación de fase (SPM) que se producen en el carrete de fibra debido al efecto Kerr, el cual induce una modulación del índice de refracción para potencias ópticas elevadas, a través del índice no lineal n_2 del carrete de fibra. Sin embargo, en la simulación del VPI sí se ha considerado esta no linealidad. Según [45], esta

auto-modulación de fase, que se genera en el propio elemento dispersivo genera un chirp positivo adicional a la señal óptica, debido a la conversión que se produce entre la modulación de potencia óptica y la modulación de fase.

En el caso de la sonda en XGM contradiereccional de la Figura 3.13(b), la frecuencia a la cual se produce el primer nulo de amplitud de modulación es prácticamente el mismo que en el caso codiereccional. Por lo tanto, el chirp de la sonda es el mismo $\alpha^{CW}_{CHIRP} = -4.7$.

Debido a la influencia del chirp sobre el efecto de supresión de portadora, el ancho de banda a 3 dB se reduce de 4.98 GHz a 2.48 GHz para la Figura 3.6(a) y de $BW_{3dB} = 4.63$ GHz a $BW_{3dB} = 2.27$ GHz en la señal de sonda contrapropagativa simulada como se puede observar en la Figura 3.6(b).

Para las señales experimentales, la frecuencia del mínimo pasa de 13.3 GHz a 5.0 GHz (Figura 3.6(c)) cuando se mide sobre la sonda convertida codiereccional. El ancho de banda a 3 dB es 2.4 GHz, frente a los 2.48 GHz medidos en simulación. El parámetro de chirp experimental es, en este caso, $\alpha^{CW}_{CHIRP} = -4.43$.

En el caso contradiereccional se observa el mismo fenómeno que en el caso codiereccional. En este caso, la f_{CSE} pasa de 13.3 GHz a 4.2 GHz, inferior a la f_{CSE} en el caso copropagativo. De nuevo, existe esta diferencia respecto a las simulaciones. El chirp experimental en este caso es $\alpha^{CW}_{CHIRP} = -5.7$. Por otra parte, el ancho de banda se reduce a 2 GHz, similar al obtenido en el caso codiereccional para la sonda (2.4 GHz). Estos resultados se recopilan en la Tabla 3.3 y Tabla 3.4. Es interesante observar que, mientras en el caso codiereccional, el ancho de banda experimental se reduce un 53 % al introducir el elemento dispersivo, es de tan sólo del 23 % en la transmisión contradiereccional. El beneficio sobre el ancho de banda al utilizar configuración codiereccional, 49 % mayor para codiereccional que contradiereccional, es sólo del 16 % al introducir el elemento dispersivo. Debido a la dependencia de los ceros con la longitud del elemento dispersivo se espera que la diferencia de ancho de banda entre codiereccional y contradiereccional se reduzca cuanto mayor sea la distancia recorrida por la señal de RF.

Señal	f_{CSE} [GHz]	
	Simulación	Experimental
Modulador	13.9	13.3
Bombeo codiereccional	16.1	16.0
Bombeo contradiereccional	16.1	16.0
Sonda codiereccional	5.1	5.0
Sonda contradiereccional	5.1	4.2

Tabla 3.3. Recopilación de resultados f_{CSE}

Señal	BW sonda [GHz]	
	Simulación	Experimental
Sin elemento dispersivo codireccional	4.98	5.1
Sin elemento dispersivo contradireccional	4.63	2.6
Con elemento dispersivo codireccional	2.48	2.4
Con elemento dispersivo contradireccional	2.27	2.0

Tabla 3.4. Recopilación de resultados BW sonda.

3.3. Configuración del MZI-SOA

En el capítulo anterior, se mostró una configuración interferométrica Mach-Zehnder que permitía obtener variaciones de amplitud a través de variaciones de fase mediante la modulación cruzada de fase (XPM). El dispositivo SOA-MZI consiste en dos SOAs en configuración Mach-Zehnder, donde la distribución interferométrica convierte las variaciones de fase en variaciones de amplitud. En este apartado, se muestra desde el punto de vista experimental cómo obtener coeficientes negativos para la realización de un filtro óptico mediante XPM.

En la sección 2.2.4, se analizó la configuración codireccional y contradireccional para el caso del MZI-SOA. En este apartado, consideramos la configuración contradireccional puesto que permite obtener directamente los coeficientes negativos y positivos en la misma línea de fibra.

3.3.1. Búsqueda del punto óptico de trabajo

Para determinar el punto de trabajo de la estructura MZI-SOA se ha realizado el montaje de la Figura 3.14 para el caso contradireccional.

La señal de bombeo entra por el puerto P_1 con una longitud de onda $\lambda_S = 1550.1$ nm y está modulada por un tono de 130 MHz. La corriente del SOA₁, donde se produce la modulación cruzada de fase, se fija a 300 mA (corriente alta para aumentar la velocidad del dispositivo). La corriente en el SOA₂ se varía entre 0 y 300 mA, con el fin de hallar el punto de trabajo que proporciona mayor potencia de señal convertida a la salida del dispositivo.

Utilizamos el mismo montaje para medir la fase relativa entre los puertos P_4 y P_5 diseñados para proporcionar una diferencia de fase de π .

La señal continua es inyectada en el puerto P_4 (test1) con una longitud de onda $\lambda_{CW} = 1545.51$ nm y con una potencia $P_{CW} = -1$ dBm. La señal de salida se recupera en el puerto P_2 a través de un filtro óptico que nos permite a la vez recuperar la señal convertida y reducir el ASE. También, inyectamos la misma onda continua pero en el puerto P_5 (test2), con el fin de analizar las diferencias entre ambos puertos

causadas por las limitaciones del proceso de fabricación y que hacen que la guía onda del interferómetro no sean totalmente simétricas.

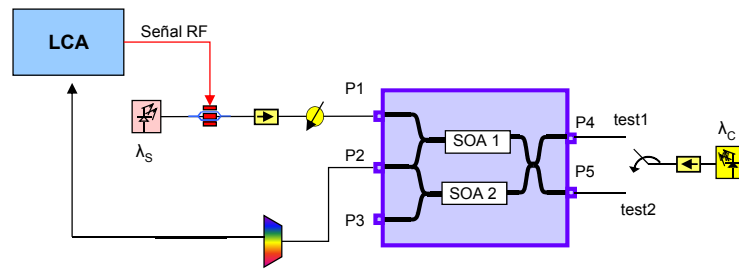


Figura 3.14. Esquema contradireccional para la caracterización del MZI-SOA (Test₁: entrada de sonda por el puerto P_4 y Test₂: entrada de sonda por el puerto P_5).

En la Figura 3.15(a) se ha representado la potencia de RF medida en función de la corriente eléctrica I_2 aplicada al SOA₂. Los cambios de potencia están producidos por la variación de fase que introduce la corriente al modificar la densidad de portadores. La variación de fase respecto a la corriente puede observarse en la Figura 3.15(b). Además, la diferencia de fase entre las señales inyectadas entre los dos puertos de entrada oscila entre $+\pi/2$ y $-\pi/2$. Esto indica que el signo de la muestra depende de la corriente inyectada y del puerto de entrada de la señal.

En principio, podemos elegir diferentes puntos de trabajo para obtener la diferencia de fase (38, 61, 160, y 300 mA). El punto que se selecciona es 160 mA, que nos permite obtener a la vez máxima eficiencia de conversión XPM y gran estabilidad, es decir, menores variaciones de potencia de salida para fluctuaciones de la corriente del SOA.

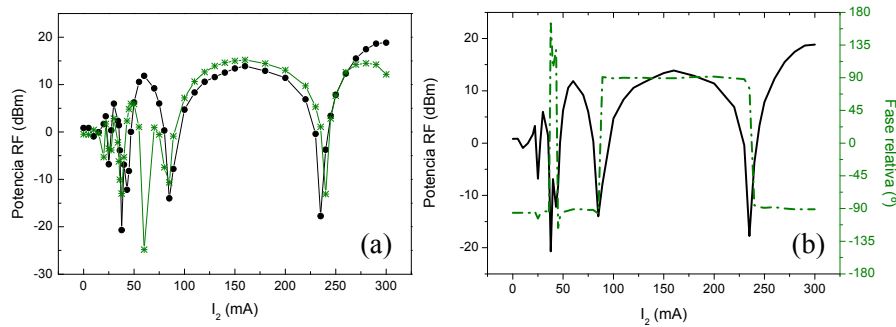


Figura 3.15. Función de transferencia en función de la corriente I_2 : (a) Potencia de RF medida en P_4 (puntos) y en P_5 (asteriscos) y (b) Potencia de RF medida en P_4 (continua) con la fase relativa entre los puertos P_4 y P_5 (discontinua).

3.3.2. Ancho de banda de conversión

Al igual que hicimos con XGM, analizamos el ancho de banda de modulación del dispositivo, que determinará el ancho de banda de trabajo del filtro implementado.

El esquema utilizado es el de la Figura 3.14, donde fijamos la corriente I_2 del segundo SOA a 160 mA y variamos la frecuencia del tono de RF con el que modulamos el bombeo.

Como se vio en el capítulo anterior, la señal convertida tiene una respuesta en frecuencia paso-bajo. Esto se observa en la Figura 3.16. El ancho de banda obtenido es de unos 8 GHz cuando la señal es inyectada en el puerto P_4 y 5.6 GHz cuando la señal es inyectada por el puerto P_5 , como se puede observar en la Figura 3.16(a) y la Figura 3.16(b), respectivamente. La diferencia de la respuesta en ambos puertos se debe de nuevo a la diferencia de la guía de onda determinada por las limitaciones del proceso de fabricación.

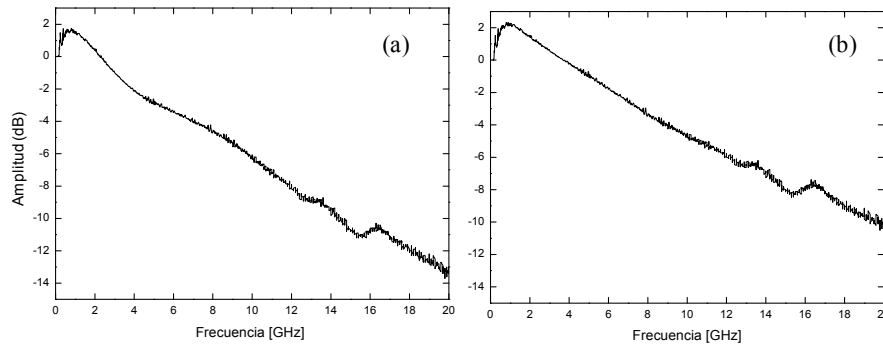


Figura 3.16. Ancho de banda de modulación del MZI-SOA: (a) entrada de la señal por el puerto P_4 y (b) entrada de la señal por el puerto P_5 .

3.3.3. Análisis del chirp

El dispositivo está fabricado por guía ondas amplificadoras que introducen cierto chirp en la señal, caracterizado por el factor de Henry. Puesto que nuestro objetivo es realizar un filtro transversal, necesitamos conocer la influencia del chirp de la señal al atravesar un elemento dispersivo.

Para esto utilizamos el siguiente esquema, similar al de la Figura 3.14 en el que se ha introducido un carrete de fibra óptica estándar como elemento dispersivo:

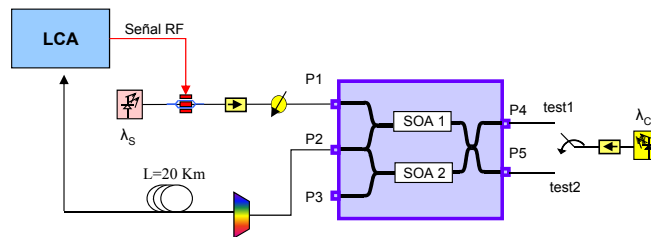


Figura 3.17. Esquema para medir el chirp en el MZI-SOA en configuración contradiereccional.

La Figura 3.18(a) muestra la respuesta cuando la señal se inyecta por el puerto P_4 y la Figura 3.18(b) cuando se inyecta por el puerto P_5 . En ambos casos se ha añadido el efecto de supresión de portadora correspondiente a la misma longitud de onda sin pasar por la estructura MZI-SOA. Se puede observar un nulo en la respuesta en amplitud en la frecuencia de 13.3 GHz, correspondiente al CSE convencional, debido a la dispersión en los 20 km de fibra. En el caso (a), el ancho de banda medido de la señal es 10.35 GHz, y el punto de mínima potencia pasa de 13.30 GHz sin SOA (CSE) a 17.05 GHz. Cuando el puerto de entrada de la señal de bombeo es P_5 , el ancho de banda medido es 4.10 GHz y el mínimo de potencia recibida pasa de los 13.30 GHz de referencia del CSE convencional a 8.88 GHz. Este resultado se resume en la siguiente tabla:

Descripción	Frecuencia [GHz]	
	Puerto de entrada P_4	Puerto de entrada P_5
Ancho de banda sin carrete	8	5.6
Ancho de banda con 20 km de fibra	10.35	4.1
f_{CSE} con el SOA-MZI	17.1	8.8
f_{CSE} de referencia del modulador	13.3	

Tabla 3.5 Recopilación de resultados de ancho de banda y f_{cse} del SOA-MZI.

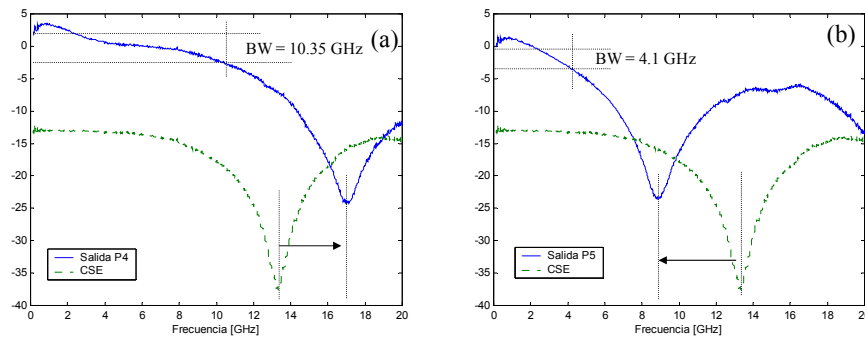


Figura 3.18. Desplazamiento en frecuencia del efecto supresión de portadora: (a) puerto de entrada P_4 y (b) puerto de entrada P_5 . Curva CSE de referencia.

La gran diferencia entre la respuesta según el puerto de entrada, se debe al signo del chirp introducido. El puerto P_4 servirá para introducir las señales convertidas en fase (sin inversión respecto al bombeo) y por lo tanto con signo de chirp positivo. En el puerto P_5 las muestras inyectadas sufren una inversión de fase y un chirp negativo, que conduce a la reducción del punto de mínima potencia, con la correspondiente reducción del ancho de banda del filtro a implementar.

3.4. Implementación de filtros transversales con SOAs

Una vez establecidas las condiciones de potencia para obtener eficiencia de conversión óptima y los efectos del chirp sobre la detección de las componentes de

RF, para las configuraciones XGM y XPM en el SOA en propagación codireccional y contradireccional, vamos a pasar a la implementación del filtro óptico transversal con coeficientes negativos obtenidos gracias a los efectos no lineales en SOAs.

En primer lugar, realizaremos un estudio teórico del filtro que vamos a implementar. A continuación mostraremos las medidas experimentales del filtro.

3.4.1. Realización de un filtro óptico experimental con coeficientes negativos obtenidos mediante XGM en un SOA

Como hemos comentado, realizaremos en este apartado un análisis para obtener la función de transferencia del filtro implementado con coeficientes negativos. La configuración experimental utilizada es contradireccional, así que no necesitamos utilizar un filtro óptico para eliminar la señal de bombeo. Aunque el ancho de banda de conversión es mayor para el caso codireccional, en el apartado 3.2.3 hemos visto que, el ancho de banda de operación del filtro en la configuración contradireccional y codireccional, es similar cuando añadimos un carrete de fibra de 20 km como elemento dispersivo. El desarrollo que se presenta a continuación es válido para ambas configuraciones, codireccional y contradireccional.

En la Figura 3.19 se muestra el esquema del filtro transversal implementado con el SOA:

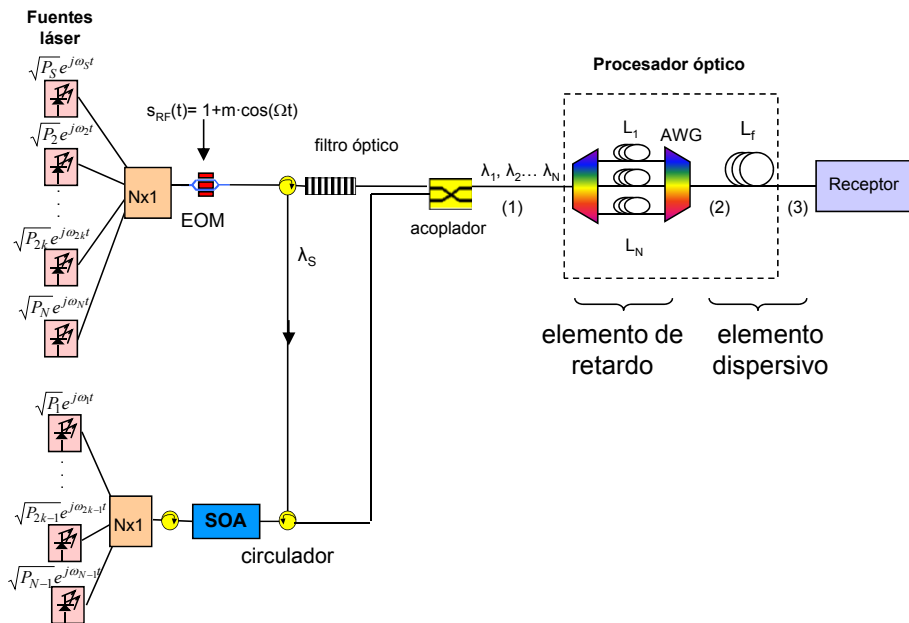


Figura 3.19. Esquema de filtro óptico con coeficientes negativos generados a partir de modulación cruzada de ganancia.

Las N (orden del filtro) fuentes láser, equiespaciadas una anchura espectral $\Delta\omega$, están divididas en dos grupos. En el primer grupo, $N/2+1$ fuentes láser son

moduladas por el modulador EOM. De ellas, una es la señal semilla cuya longitud de onda es λ_s , que se utiliza como señal de bombeo en el SOA. En el esquema se utiliza como filtro óptico una red de difracción de Bragg sintonizada a la longitud de onda λ_s , de manera que la señal de bombeo es reflejada e inyectada en el SOA.

El segundo grupo de $N/2$ fuentes láser son moduladas mediante XGM en el SOA, según la modulación de la señal de bombeo a λ_s . El conjunto de N señales moduladas (coeficientes positivos y negativos) se introduce en el procesador óptico, para después ser detectado.

En este caso, el procesador óptico está formado por elementos de retardo, que introducen un retardo kL a cada una de las k -ésimas muestras del filtro fotónico, seguido de un elemento dispersivo. Este último es introducido para poder realizar la sintonización del filtro en frecuencia.

El retardo selectivo de cada una de las k -ésimas muestras al llegar al procesador óptico se puede realizar, por ejemplo mediante un filtro AWG (*arrayed-waveguide grating*), que separa las N muestras en N caminos ópticos distintos. Las señales se combinan mediante otro AWG.

La expresión del campo óptico tras la modulación de las componentes por el EOM y por el SOA es:

$$E_1(t) = \sum_{k=1}^{N/2} \sqrt{P_k} \left(1 + (-1)^k m_k \cos(\Omega t + \phi_k) \right) \cdot e^{j\omega_k t} e^{j\theta_k(t)} \quad (3.47)$$

donde $\omega_k = \omega_o + k\Delta\omega$ es la frecuencia óptica a la que se encuentra la fuente k -ésima, $m_k = m$ (para $k = 2, 4, \dots, N$) y $m_k = m_{SOA}(\Omega)$ para $k = 1, 3, 5, \dots, N-1$ donde m es el índice de modulación dado por el EOM y $m_{SOA}(\Omega)$ es el índice de modulación tras la conversión en el SOA, cuya expresión (ver ecuación 2.21) es:

$$m_{SOA}(\Omega) = m \frac{GP_s(0)}{P_T(0)} F(L) \quad (3.48)$$

donde el signo negativo debido a la conversión XGM del índice lo incluimos en la definición 3.47. Hemos incluido de forma implícita la dependencia del índice de modulación de la conversión con la frecuencia de modulación Ω .

Análogamente, hay que tener en cuenta que las fases de las fuentes ópticas que pasen por el SOA, deben incluir el chirp α_{CHIRP} que introducen. De esta forma, tenemos que la fase se corresponde con $\Theta_k(t) = \tilde{\Theta}_k(t)$, para $k=2,4,\dots,N$ y $\Theta_k(t) = \tilde{\Theta}_k(t) + \frac{\alpha_{CHIRP}}{2} m_{SOA}(\Omega) \cos(\Omega t + \phi_k)$, para $k = 1,3,\dots,N-1$, donde $\tilde{\Theta}_k(t)$ se corresponde con la fase propia de la fuente k -ésima.

Tras las líneas de retardo del procesador óptico la expresión del campo, es:

$$E_2(t) = \sum_{k=1}^N P_k^{1/2} \left(I + (-1)^k m_k \cos(\Omega(t - k\tau) + \phi_k) \right) \cdot e^{j\omega_k(t - k\tau)} e^{j\theta_k(t - \tau)} \quad (3.49)$$

donde τ es el retardo elemental que introduce líneas de retardo adyacentes.

El campo eléctrico tras atravesar el medio dispersivo, cuya función de transferencia es $H(\omega)$, tiene la siguiente expresión:

$$E_3(t) = \sum_{k=1}^N \sqrt{P_k} \cdot e^{j\omega_k(t - k\tau)} \left[H_k(\omega_k) + (-1)^k \frac{m_k}{4} H_k(\omega_k + \Omega) \cdot e^{j\Omega(t - k\tau)} + (-1)^k \frac{m_k}{4} H_k(\omega_k - \Omega) \cdot e^{-j\Omega(t - k\tau)} \right] \quad (3.50)$$

Con la hipótesis de régimen incoherente y examinando solamente las componentes en Ω , tenemos que la potencia de radiofrecuencia detectada vendrá dada por la expresión:

$$P_{RF}(\Omega) = Z \cdot \Re^2 \sum (-1)^k \frac{m_k P_k}{2} \cdot \sqrt{I + (\alpha_{CHIRP}^k)^2} \cos^2 \left(\frac{1}{2} \beta L_f \Omega^2 + a \tan(\alpha_{CHIRP}^k) \right) e^{jk[\beta L_f \Omega + \tau]\Omega} \quad (3.51)$$

donde $\alpha_{CHIRP}^k = 0$ para $k = 2, 4 \dots N$, puesto que la modulación de amplitud de EOM no introduce chirp en la señal óptica modulada.

En este punto, es necesario distinguir entre las portadoras ópticas que solamente son moduladas ($k = 2n$) y las que son convertidas en el SOA ($k = 2n+1$). En este caso, la función de transferencia $H_{RF}(\Omega)$ que se obtiene a partir de la expresión 3.51 es:

$$H_{RF}(\Omega) = Z \cdot \Re^2 \sqrt{I + (\alpha_{CHIRP})^2} \cos^2 \left(\frac{1}{2} \beta L_f \Omega^2 + a \tan(\alpha_{CHIRP}) \right) \cdot \sum_{n=1}^N (-1)^n \frac{m_{SOA}(\Omega) P_{2n-1}}{2} e^{j(2n-1)\tau\Omega} + Z \cdot \Re^2 \cos^2 \left(\frac{1}{2} \beta L_f \Omega^2 \right) \cdot \sum_{n=1}^N \frac{m P_{2n}}{2} e^{j2n\tau\Omega} \quad (3.52)$$

En la expresión 3.52, podemos observar los coeficientes positivos y negativos para los láseres de orden $k = 2n$ y $k = 2n+1$, respectivamente. También, podemos comprobar que la respuesta en frecuencia de los coeficientes positivos y negativos no son iguales, debido a la influencia de la respuesta del SOA sobre estos últimos. Al no ser ésta constante y además introducir chirp, se modifica el efecto de supresión de portadora (respecto a la respuesta del modulador) y limita el ancho de banda de operación del filtro.

Por tanto, el filtro sólo podrá implementarse para aquellas componentes para las que ambas respuestas en frecuencia sean similares. Como el comportamiento de todas

estas contribuciones es paso-bajo, siempre podremos situar el filtro a baja frecuencia.

A partir de la función de transferencia de la expresión 3.52, pueden extraerse los coeficientes \tilde{a}_k para cada frecuencia k -ésima:

$$\tilde{a}_k = (-1)^k \frac{m_k P_k}{2} \quad (3.53)$$

de forma que podemos modificar el módulo de los coeficientes cambiando la potencia óptica de cada fuente láser de forma independiente.

El retardo elemental τ_i viene dada por la suma del retardo introducido por las líneas de retardo τ y el retardo introducido por el elemento dispersivo:

$$\tau_i = \tau + \beta L_f \Delta\omega \quad (3.54)$$

Por tanto, el *FSR* del filtro queda:

$$FSR = \frac{1}{\tau + \beta L_f \Delta\omega} \quad (3.55)$$

En la expresión 3.55 vemos que podemos sintonizar el filtro variando la longitud de las líneas de retardo L , pero además, podemos modificar el *FSR* mediante la separación espectral entre las portadoras ópticas $\Delta\omega$, mediante la longitud del elemento dispersivo L_f o según la dispersión β del carrete de fibra que se utilice.

Después de realizar el estudio teórico, que nos ha permitido conocer las características y limitaciones de la implementación de los coeficientes negativos mediante XGM en un SOA, se presenta la realización de un filtro fotónico en el laboratorio. En el esquema general de montaje de la Figura 3.19, tomamos 3 fuentes para la implementación de las muestras positivas, 2 para las muestras negativas y una fuente láser de semilla o bombeo para la conversión XGM en el SOA. Experimentalmente hay que tener en cuenta que se debe realizar un ajuste temporal entre las muestras positivas y las negativas, puesto que recorren distinto camino óptico hasta la entrada al procesador óptico, debido a la diferencia de camino ópticos y el retardo óptico que puede introducir el SOA.

En todos los experimentos realizados, el balance total de potencias ópticas de la señales sonda es igual a la potencia del bombeo para asegurarnos de que estamos en la zona óptima de conversión de la amplitud de modulación. La corriente del SOA es $I = 250$ mA, y la ganancia es de 14.5 dB para la potencia total de entrada $P_T = 1$ mW.

La separación entre longitudes de onda es 1.6 nm, que equivale a una separación espectral $\Delta\omega = 1.27$ THz, ($\Delta f = 202$ GHz). La longitud de fibra en el brazo de salida del acoplador, necesaria para compensar el retardo entre las componentes positivas y negativas antes de llegar al primer AWG, es de $L_{ajuste} = 34.96$ m.

En el primer experimento realizado tenemos que el filtro está formado por cinco coeficientes (tres positivos y dos negativos) y un elemento dispersivo. En este caso, utilizamos como elemento dispersivo un carrete de fibra óptica estándar de $L_f = 20$ km de longitud.

Los valores de las longitudes de onda empleados se detallan en la siguiente tabla:

Muestra	Longitud de onda [nm]
Coefficiente positivo, P2	1540.00
Coefficiente negativo, P3	1541.60
Coefficiente positivo, P4	1543.20
Coefficiente negativo, P5	1544.80
Coefficiente positivo, P6	1546.40
Bombeo	1550.45

Tabla 3.6. Longitudes de onda de las muestras y de bombeo.

En la siguiente figura, representamos el filtro óptico obtenido en este caso. El ancho de banda experimental a 3dB es $\Delta f_{3dB} = 0.34$ GHz, el valor del $MSSR$ es 10 dB y el FSR medido experimentalmente es $FSR = 1.92$ GHz. El FSR teórico se puede calcular de la expresión 3.55, teniendo en cuenta que $\tau = 0$ y el parámetro de dispersión de la fibra es $D = 16$ ps/nm km (medido a 1543 nm). El FSR estimado es de 1.95 GHz.

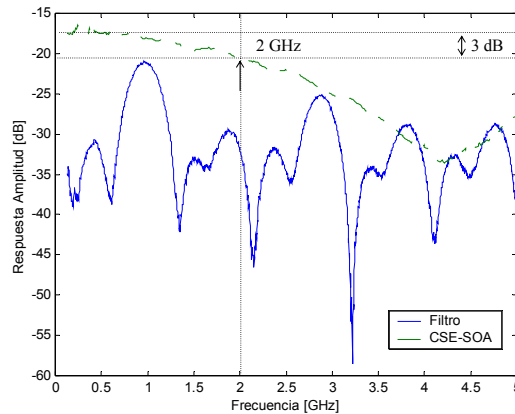


Figura 3.20. Respuesta en amplitud del filtro implementado para 2 coeficientes negativos y 3 positivos mediante el uso de carrete de fibra de 20 km.

Se observa que el filtro se deteriora para frecuencias superiores a 2 GHz, que se corresponde con el ancho de banda de conversión del SOA para el caso contradiereccional. En esta figura, se ha representado la respuesta en frecuencia de

una fuente láser que da lugar a un coeficiente negativo normalizado con la respuesta del modulador donde observamos la caída de 2 GHz a 3 dB.

Como el chirp del SOA afecta a las muestras negativas al propagarse por el carrete de fibra, vamos a implementar un filtro con líneas de retardo de forma que el *FSR* del filtro esté por debajo de los 2 GHz, correspondiente al ancho de banda efectivo de operación del filtro. Esto, además, nos permitirá sintonizar el *FSR* a baja frecuencia, donde el efecto del chirp es menor, y por lo tanto, podemos conseguir que la respuesta frecuencial de las muestras positivas y de las muestras negativas sea similar.

En este caso, vamos a eliminar el elemento dispersivo del esquema anterior y en su lugar colocamos cinco elementos de retardo. El retardo que sufre cada muestra es $k\tau$, ($k = 1, 2, \dots, 5$). Las muestras se separan según su longitud de onda en el AWG, de manera que cada uno de los k caminos sufre un retardo. Las señales se vuelven a combinar mediante un AWG y son detectadas, según muestra el esquema de la Figura 3.19. El retardo elemental τ entre las muestras es de 9.94 ns, que se corresponde con una diferencia entre las longitudes de los tramos de fibra de 2.06 m. El *FSR* del filtro estimado es de 100.6 MHz.

En la Figura 3.21 comparamos tres casos. El primero se corresponde con la implementación del filtro con los tres coeficientes positivos de la misma amplitud representado en la Figura 3.21(a). En segundo lugar, en la Figura 3.21(b) se representa el filtro transversal sólo con los coeficientes negativos y por último, el filtro transversal con cinco coeficientes de la misma amplitud se muestra en la Figura 3.21(c).

Como mantenemos la estructura del procesador óptico en todos los casos, el retardo entre las muestras en el caso del primer (Figura 3.21(a)) y segundo filtro (Figura 3.21(b)) es el doble del retardo elemental τ e igual a 19.88 ns, con lo que el *FSR* estimado se reduce a la mitad, 50.3 MHz. El *FSR* teórico se puede calcular de la expresión 3.55, haciendo cero la longitud de la fibra L_f .

Los filtros obtenidos en los tres casos anteriores (tres coeficientes positivos, dos coeficientes negativos y por último filtro con los cinco coeficientes) se muestran en la Figura 3.21 (traza continua) junto con la simulación (traza discontinua). Podemos comprobar las conclusiones expuestas hasta ahora, como el aumento del *MSSR* al aumentar el número de muestras, que pasa de 9.5 dB para 3 coeficientes positivos a 11.9 dB con 5 coeficientes y la existencia del nulo en la frecuencia 0 para el filtro con coeficientes negativos. También, podemos observar una buena concordancia entre la medida experimental y el resultado teórico.

Para aumentar la finura de sintonización del filtro podemos añadir un elemento dispersivo que modifique el *FSR* según la expresión 3.55. Esto es lo que vamos a realizar a continuación.

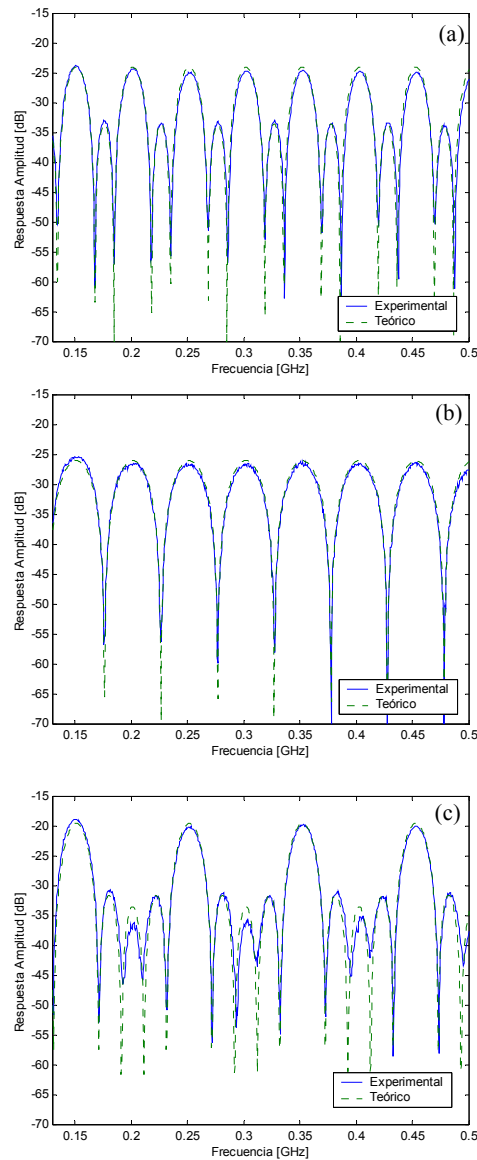


Figura 3.21. Respuesta en amplitud del filtro implementado para (a) 3 coeficientes positivos con líneas de retardo de 4.12 m, (b) 2 coeficientes negativos con líneas de 4.12 m y (c) conjunto de 5 coeficientes con líneas de retardo de 2.06 m (c).

Para sintonizar el filtro experimental del apartado anterior añadimos varios carretes de fibra de distinta longitud tras el elemento de procesado compuesto por líneas de retardo. El retardo de las secciones de línea es $\tau = 9.94$ ns, como en el caso anterior. En la Figura 3.22, se ha representado la respuesta en amplitud de filtro obtenida experimentalmente (traza continua) y teóricamente (traza discontinua) sin carrete

(a), con un carrete de 20 km (b) y un carrete de 45.2 km (c). De nuevo, podemos observar que la simulación se ajusta en buen grado con la medida experimental.

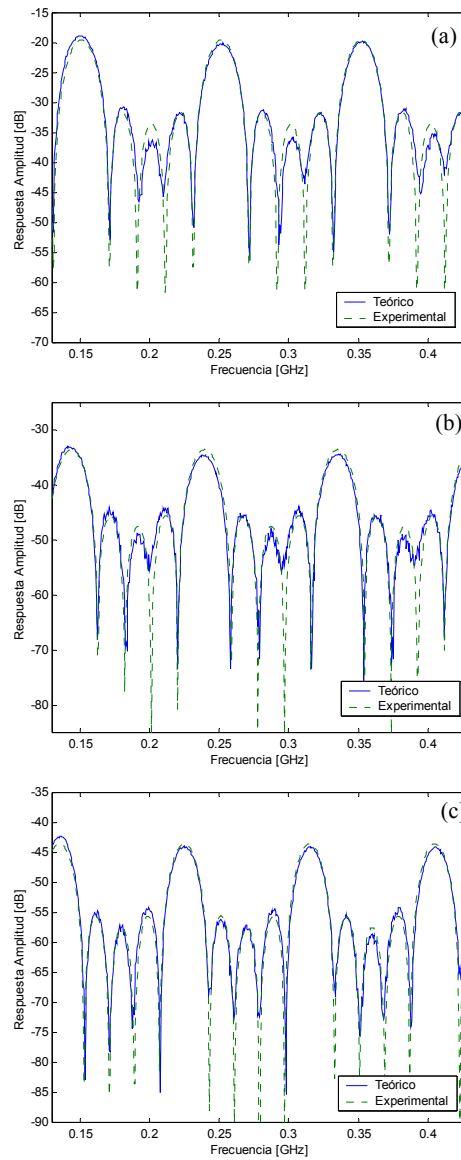


Figura 3.22. Respuesta en amplitud del filtro implementado para 3 coeficientes positivos y 2 negativos con líneas de retardo de 2.06 m y un carrete de fibra con longitud L_f de (a) 0km, (b) 20 km y (c) 45.2 km.

Los valores medidos sobre las trazas experimentales de la Figura 3.21 se muestran en la siguiente tabla:

Gráfica	τ [ns]	FSR [MHz]	Δf_{3dB} [MHz]	MSSR [dB]
Figura 3.21(a) 3 muestras +	19.88	50.3	15	9.5
Figura 3.21(b) 2 muestras -	19.88	50.3	26	—
Figura 3.21(c) 3 muestras + y 2 muestras -	9.94	100.6	19	11.9

Tabla 3.7. Parámetros de los filtros correspondientes a la Figura 3.21.

Los datos experimentales medidos en función de la longitud del carrete de fibra, son:

Gráfica	Longitud L_f [km]	FSR [MHz]	Δf_{3dB} [MHz]	MSSR [dB]
Figura 3.22(a)	0.00	100.6	19	11.9
Figura 3.22(b)	20.0	95.8	18	11.5
Figura 3.22(c)	45.2	90.0	17	12.0

Tabla 3.8. Parámetros de los filtro filtros correspondiente a la Figura 3.22.

Según estos datos vemos que podemos realizar una sintonización fina del FSR al variar la longitud L_f del elemento dispersivo. El impacto de la variación de la longitud del tramo de fibra sobre el MSSR es muy pequeño, tan sólo de 0.5 dB en el caso peor analizado.

La versatilidad de la función de transferencia puede ser aumentada apodizando o cambiando el peso de los diversos coeficientes del filtro. En este caso, vamos a realizar el experimento pero modificando el perfil de las muestras, que en aquel caso era uniforme [+1 -1 +1 -1 +1]. En este caso, el perfil normalizado que implementamos es [+0.5 -0.71 +1 -0.71 +0.5]. Los resultados obtenidos se muestran en la Figura 3.23 para el experimento (curva continua) y la simulación (curva discontinua) para perfil uniforme (a) y apodizado (b).

El balance total de potencias ópticas de la señales sonda, en el perfil uniforme y gaussiano, se mantiene constante e igual a la potencia del bombeo, para asegurarnos de que estamos en la zona óptima de conversión de la amplitud de modulación y de que mantenemos la ganancia total en ambos perfiles, puesto que la potencia óptica total de las señales de sonda y bombeo se mantiene invariante. Comparando el resultado experimental de la Figura 3.23 con el resultado teórico, podemos corroborar el estudio realizado en el apartado 2.2.3, donde concluimos que la amplitud de modulación de distintas señales sonda resulta ser proporcional a la potencia óptica de entrada al SOA. Por tanto, modificando directamente la potencia

óptica de las señales sonda, podemos modificar la amplitud de modulación de forma lineal.

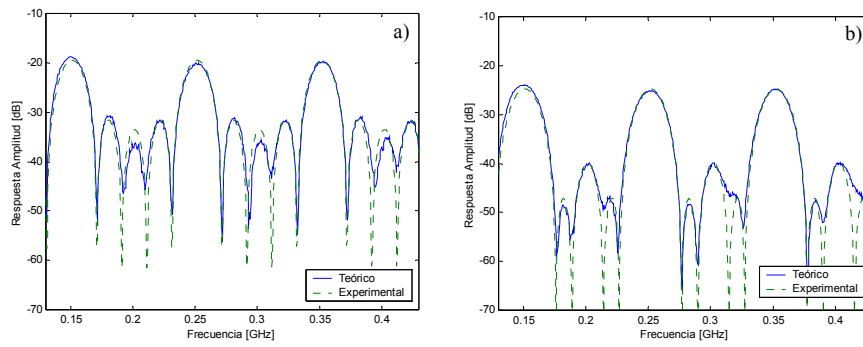


Figura 3.23. Respuesta en amplitud del filtro implementado para 3 coeficientes positivos y 2 negativos con líneas de retardo de 2.06 m mediante un perfil uniforme (a) y apodizado (b).

Los resultados de este experimento se detallan en la siguiente tabla:

Gráfica	Perfil	FSR [MHZ]	Δf_{3dB} [MHZ]	MSSR [dB]
Figura 3.23(a)	Uniforme	100.6	19	11.9
Figura 3.23(b)	Apodizado	100.7	23	15.9

Tabla 3.9. Parámetros de los filtros correspondientes a la Figura 3.23.

Al apodizar logramos que el *MSSR* aumente 4 dB, de 11.9 dB para el caso uniforme pasa a 15.9 dB. También se produce un aumento en el ancho de banda a 3 dB, que pasa $\Delta f_{3dB} = 19$ MHz a 23 MHz. El *FSR* permanece prácticamente constante, ya que no hemos variado el retardo elemental entre las portadoras ópticas.

3.4.2. Realización de un filtro óptico experimental con coeficientes negativos obtenidos mediante XPM en un MZI-SOA

En esta sección realizamos el filtro experimental con el dispositivo MZI-SOA en contrapropagación. Tendremos un esquema básico en el que se cambian los elementos de procesamiento óptico (elemento dispersivo, líneas de retardo). La longitud de onda de bombeo λ_s se inyecta en el puerto de entrada P_1 . Esta señal es modulada en radiofrecuencia y utilizada como semilla para la conversión de las muestras del filtro. En este esquema, tanto las muestras positivas como las negativas son obtenidas a partir de esta conversión, a diferencia del filtro implementado con el SOA en configuración XGM, en el que sólo lo son las muestras negativas. El signo de la muestra viene determinado por el puerto de entrada de la señal sonda y el punto de trabajo (nivel de corriente I_2). La muestra positiva se obtiene a partir de la señal sonda continua λ_{CWI} inyectada en el puerto P_4 . La muestra negativa, a la

longitud de onda λ_{CW2} , es inyectada en el puerto P_5 . La configuración interna del MZI-SOA introduce una diferencia de fase de π entre las dos muestras. Los atenuadores sirven principalmente a adaptar la potencia de las señales a la función de transferencia del dispositivo.

El elemento de procesado óptico empleado en este caso es una fibra óptica estándar de 20 km de longitud. Las dos señales convertidas en el puerto de salida P_2 son filtradas mediante un AWG para disminuir el ruido ASE. Después son inyectadas en el elemento dispersivo y detectadas en el LCA.

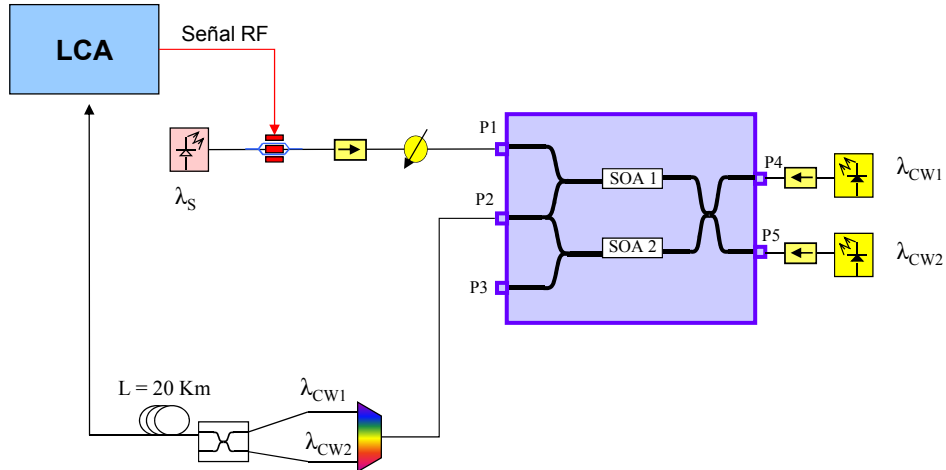


Figura 3.24. Esquema del filtro transversal con carrete de fibra como elemento dispersivo mediante el uso del MZI-SOA.

La sintonización del filtro en este experimento se realiza mediante la variación de la separación espectral $\Delta\lambda$ entre las longitudes de onda de las sondas (muestras del filtro) como se puede observar a partir de la expresión del FSR , $FSR = 1/DL_f\Delta\lambda$.

En la Figura 3.25 se representa el FSR teórico y experimental en función de la separación entre las muestras demostrando la capacidad de sintonización del filtro:

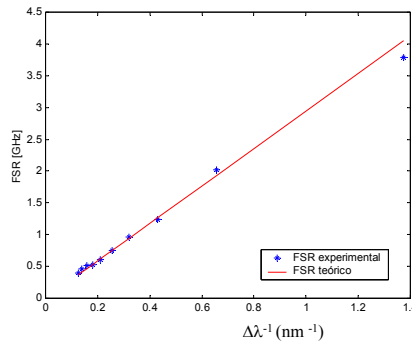


Figura 3.25. FSR teórico (línea continua) y experimental (asterisco) en función de la inversa de la separación espectral entre las muestras del filtro.

En la siguiente Figura 3.26 se observan dos ejemplos del filtro así realizado. En la Figura 3.26(a), con una separación espectral de $\Delta\lambda = 7.9$ nm el *FSR* es 390.5 MHz. En la Figura 3.26(b), el *FSR* es 968.6 MHz con una separación de $\Delta\lambda = 3.1$ nm.

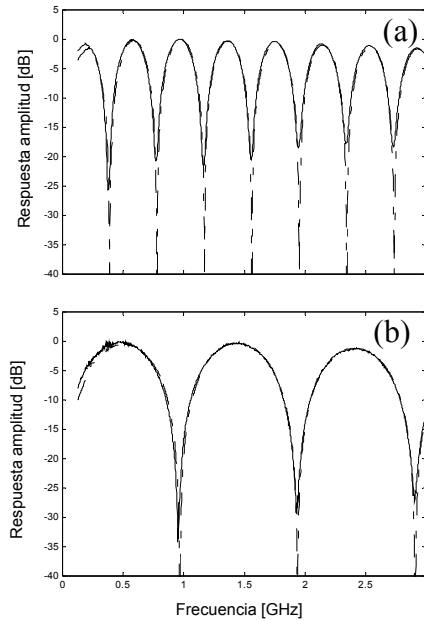


Figura 3.26. Función de transferencia del filtro implementado con elementos dispersivos con diferente separación espectral entre las muestras. (Línea continua: experimental y línea discontinua: teórico).

En este tipo de filtros estamos limitados por el efecto de supresión de portadora que reduce el ancho de banda.

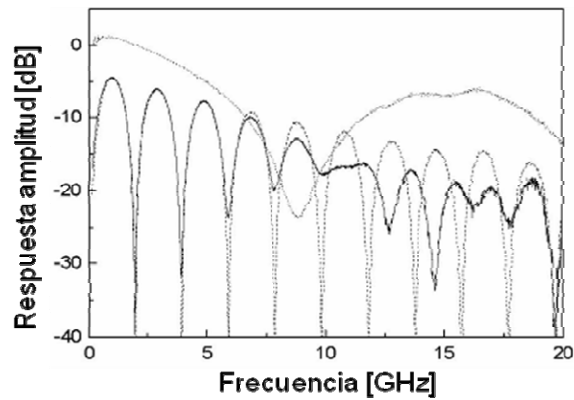


Figura 3.27. Efecto de supresión de portadora sobre la función de transferencia del filtro implementado con elementos dispersivos. La línea continua se corresponde con respuesta experimental y la línea discontinua con respuesta teórica. Los puntos se corresponden con chirp experimental tras recorrer 20 km de fibra.

El filtro también puede ser implementado introduciendo líneas de retardo en cada muestra óptica como elemento de procesamiento óptico.

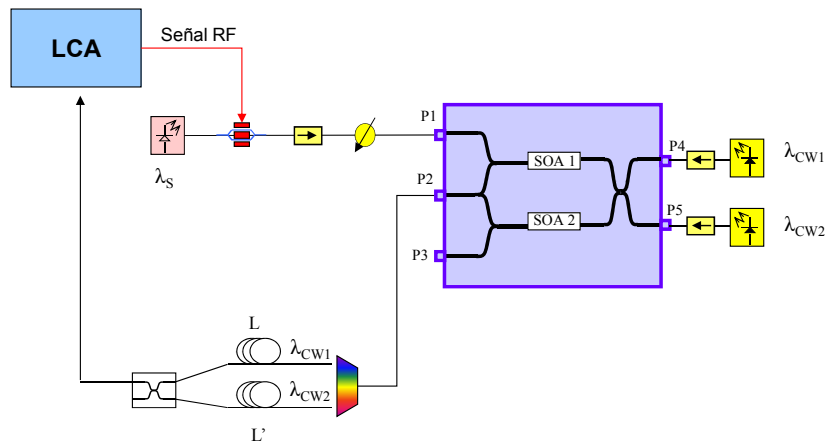


Figura 3.28. Esquema del filtro transversal con líneas de retardo mediante el uso del MZI-SOA.

La función de transferencia obtenida se representa en la siguiente figura. Al no estar limitados por el efecto de supresión de portadora de la fibra, el rango de frecuencias del filtro es mayor (20 GHz en la Figura 3.29 frente a los 3 GHz de la Figura 3.26). Sin embargo, la respuesta del filtro sufre el efecto de filtrado paso bajo del dispositivo. El *FSR* medido es de 2.35 GHz, que corresponde a una diferencia de camino óptico entre las muestras de $L = 8.8$ cm.

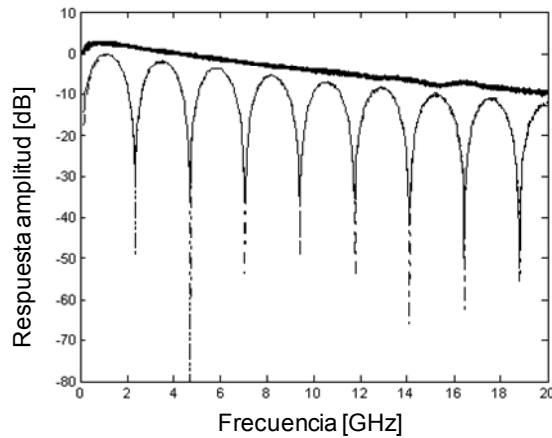


Figura 3.29. Función de transferencia del filtro implementado con líneas de retardo junto con la respuesta paso bajo del modulador.

Capítulo 4

**Régimen gran señal en el SOA:
proyecto LABELS**

4.1. El proyecto IST-LABELS

En los capítulos anteriores, se ha analizado el comportamiento básico del SOA y se han aprovechado sus propiedades en aplicaciones que operan en régimen de pequeña señal, para generar muestras ópticas con coeficientes negativos necesarios en los filtros fotónicos de microondas. En este capítulo se presentan otro tipo de aplicaciones digitales de los SOAs. El uso del SOA en régimen de gran señal nos ha permitido el desarrollo de un nodo de conmutación de paquetes ópticos con capacidad de intercambio de etiquetas codificadas mediante la técnica de multiplexación por subportadora (SCM). En concreto, se analizará la etapa de conversión de longitud de onda implementada con SOAs que se desarrolló para el proyecto europeo IST-LABELS.

La etapa de conversión de longitud de onda es uno de los módulos clave dentro del demostrador del nodo “todo óptico” que se desarrolló en el marco del proyecto europeo LABELS (*Lighthwave Architectures for the processing of Broadband Electronic Signals*) adscrito al programa IST (*Information Society Technologies*). Cabe mencionar que dentro de este proyecto también se realizaron previamente dos tesis doctorales. En concreto, la primera de ellas se centró en el intercambio de etiquetas multiplexadas por subportadora eléctrica en redes de conmutación [46]. La segunda tesis doctoral se centró en el estudio de estructuras de generación, reescritura y detección de paquetes ópticos con tecnología de multiplexación por subportadora de etiqueta basadas en moduladores electro-ópticos y redes de difracción de Bragg [47].

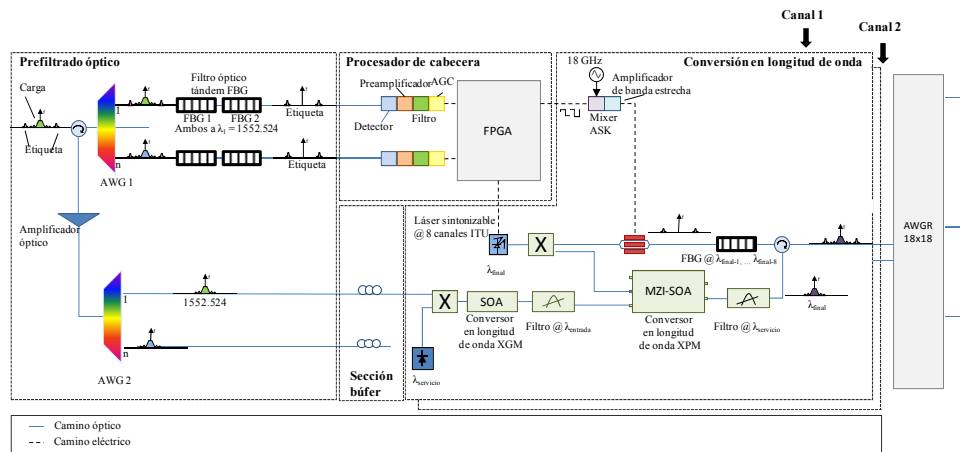


Figura 4.1. Esquema del nodo todo óptico implementado en el proyecto LABELS.

El nodo propuesto se ha diseñado para estar integrado en una red WDM (*Wavelength Division Multiplexing*), basado en la tecnología OLS (*Optical Label Switching*) según la cual la información de encaminamiento está codificada en una cabecera o etiqueta que se transmite junto a los datos. Los paquetes de datos (también llamados carga) son transportados a una longitud de onda en banda base y

modulados según codificación NRZ a una velocidad de transmisión de 10 Gbps. La etiqueta está modulada a 155 Mbps sobre una portadora de radio frecuencia a 18 GHz mediante la tecnología SCML (*Sub-Carried Multiplexed Label*). El prototipo se limita a la generación, encaminamiento y detección de dos canales, tal y como se describe en la Figura 4.1.

La señal generada, compuesta por carga y etiqueta, es transmitida por la red hasta el nodo de encaminamiento que está formado por los siguientes módulos:

- Filtrado pre-óptico
- Procesador de cabecera
- Conversión en longitud de onda
- AWG de enrutamiento

La señal WDM entrante al nodo es procesada por el módulo de filtrado pre-óptico. En primer lugar, los canales de la señal WDM son separados según su longitud de onda mediante el filtro AWG (*Arrayed Waveguide Grating*). Posteriormente, se procede a la separación de la carga y la cabecera de cada canal mediante la concatenación de distintos filtros ópticos basados en redes de Bragg (*FBGs, Filter Bragg Gratings*). Las cabeceras pasan a la etapa de procesado donde la información de encaminamiento es extraída. Las cargas reflejadas en los filtros de Bragg se reagrupan de nuevo en el *AWG*, son amplificadas y separadas en un segundo *AWG*. Cada una de las cargas es dirigida hacia la sección de retardo (búfer óptico), a fin de sincronizar la carga y la etiqueta mientras esta última es tratada.

En el procesador de cabecera, la etiqueta es detectada y decodificada. Según la información contenida en ella, la carga será encaminada hacia un canal de salida mediante la elección de la longitud de onda de portadora. Esta sección se encarga también de realizar la sintonización del láser de la etapa de conversión de salida del nodo (mediante XPM) a esa longitud de onda.

El módulo de conversión en longitud de onda está formado por dos etapas. La primera convierte la señal de datos a una longitud de onda de servicio fija mediante el fenómeno no lineal XGM en el SOA. La carga que resulta de este proceso, es convertida de nuevo mediante XPM en SOAs en configuración interferométrica Mach-Zehnder a la longitud de onda de salida determinada por el procesador de cabecera. El estudio de este módulo será desarrollado en detalle en este capítulo.

Finalmente, el último módulo está constituido por un *AWG* 18x18 que sirve para encaminar las señales de salida de los módulos de conversión a los diferentes nodos remotos según la longitud de onda de portadora.

4.1.1. Conversión de longitud de onda y re-escritura

Como se ha comentado anteriormente, el módulo de re-escritura basado en conversión de longitud de onda es el núcleo central de este capítulo. El módulo de conversión en longitud de onda puede ser implementado según multitud de configuraciones. En esta sección, se realiza un breve estudio del estado del arte para analizar las ventajas y desventajas de cada una de las propuestas existentes.

Para realizar conversión de longitud de onda se han desarrollado varias tecnologías que se pueden clasificar en dos tipos. En primer lugar, se pueden encontrar conversores tipo OE/EO, donde las señales ópticas se convierten en señales eléctricas para después ser reconvertidas a señales ópticas de diferentes longitudes de onda. En segundo lugar, se pueden encontrar soluciones del tipo todo-óptico, donde las señales ópticas se convierten directamente a las señales de diferentes longitudes de onda. La ventaja de los conversores OE/EO es que se puede utilizar dispositivos convencionales óptico/eléctrico, tales como diodos láser, fotodiodos y circuitos integrados. Sin embargo, la transparencia con respecto al formato de la señal y la velocidad de transición es limitada. Por otra parte, las tecnologías totalmente ópticas, referidas a los conversores de longitudes de onda, tienen una excelente transparencia al formato de la señal y velocidad de transmisión. El siguiente gráfico ilustra y resume las características de los diferentes tipos de conversión [48] en función de la velocidad de modulación y la eficiencia de conversión:

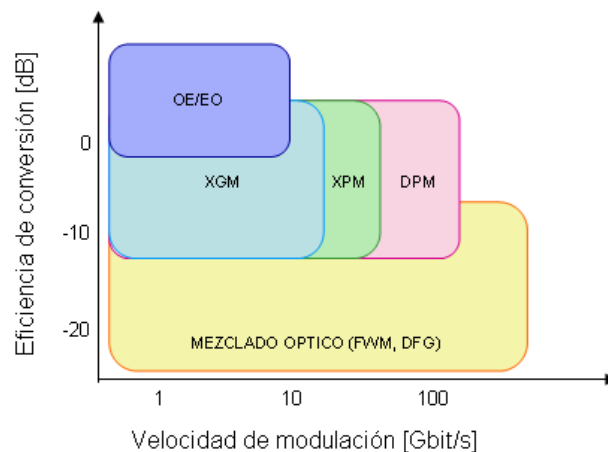


Figura 4.2. Eficiencia de conversión y velocidad de modulación máxima según el tipo de conversión.

En los conversores de longitud de onda totalmente ópticos con eficiencia de conversión media, encontramos aquellos basados en modulación de ganancia cruzada (XGM), modulación de fase cruzada (XPM), o modulación de fase diferencial (DPM).

Aquellos conversores de longitud de onda basados en modulación de ganancia cruzada (XGM) ya se describieron en la sección 2.3. Mediante la utilización de un SOA insensible a la polarización, se puede conseguir una conversión de longitud de onda independiente de la polarización (con valores típicos de sensibilidad menores de 1 dB). Sin embargo, XGM tiene ciertos inconvenientes como que la señal de salida tiene chirp y la eficiencia de conversión se degrada cuando una señal óptica con una longitud de onda corta es convertida a otra con una longitud de onda mayor.

Como también se vio en el Capítulo 2, algunos conversores basados en modulación de fase cruzada (XPM) permiten la modulación de una señal convertida a partir de la modulación de fase de un SOA en un interferómetro del tipo Michelson o Mach-Zehnder. Un SOA está situado en un brazo de un interferómetro principalmente como un modulador de fase. Sin embargo, para el ajuste preciso de la interferencia, en muchos esquemas se incorpora otro SOA. En la expresión (2.54) se puede observar que la supresión óptima de señal se obtiene al igualar las ganancias G_1 y G_2 de los SOAs de cada brazo del interferómetro. Puesto que XPM tiene una configuración interferométrica, las características del conversor de longitud de onda dependen de la intensidad de señal de entrada y el rango dinámico de la intensidad de la señal de entrada es relativamente estrecho.

También, podemos encontrar conversión de longitud de onda mediante un interferómetro Sagnac. En esta configuración [49], la señal continua a λ_1 se inyecta en dos extremos de un anillo mediante un acoplador, de manera que existen dos muestras de la señal que se propagan en sentido contrario. Se sitúa un SOA desplazado del centro; así pues las dos muestras contrapropagativas atraviesan el SOA en instantes diferentes. Se inyecta el pulso a λ_2 de manera que provoque una diferencia de fase de 180 grados sobre la señal a λ_1 . Según apunta [42], el principal inconveniente de esta configuración para el proyecto LABELS es su limitación a trabajar con señales codificadas RZ. También pesa sobre esta configuración la dependencia de la velocidad de modulación con el emplazamiento del SOA en el enlace de fibra. Posteriores trabajos apuntan sin embargo a una conversión NRZ [50].

Un conversor de longitud de onda tipo DPM (*Differential Phase Modulation*) puede superar la limitación de velocidad de transmisión del conversor basado en XPM. DPM se basa en que la señal original y la señal retardada inciden en cada uno de los SOAs de un interferómetro, con lo que las señales están moduladas en fase en cada SOA. En la bibliografía encontramos varios ejemplos de conversión en longitud de onda mediante modulación diferencial de fase. Así en [51] se realiza la conversión mediante un interferómetro de Michelson que actúa como puerta XOR. Este mismo principio se aplica en [52] pero con un interferómetro Mach-Zehnder. Este tipo de estructuras requieren un alto grado de control ya que tienen una limitada la estabilidad de operación.

Otros conversores totalmente ópticos se basan en la mezcla óptica. Estos hacen uso de efectos no lineales en materiales. Los métodos más importantes de la óptica de mezcla son la mezcla de cuatro ondas (*FWM, Four Wave Mixing*) y la generación de diferencia de frecuencia (DFG). Estos permiten la conversión de longitud de onda a velocidades de transmisión muy altas y la conversión simultánea de múltiples longitudes de onda, debido a la ausencia de *crosstalk*.

Como se puede observar en la Figura 4.2, los procesos FWM en SOAs son en general más rápidos que los procesos no lineales XGM y XPM, dado que los primeros son fenómenos intrabanda mientras que los segundos son interbanda y por tanto poseen tiempos de relajación más grandes. Además, pueden convertir señales con todo tipo de modulación frente a los sistemas XGM y XPM que están limitados

a señales moduladas en amplitud. Sin embargo, la eficiencia de conversión mediante FWM es muy pobre, necesita de filtros muy abruptos y es muy sensible a la polarización.

La DFG es un fenómeno de segundo orden en el que dos ondas incidentes a frecuencias ω_1 y ω_2 generan una tercera a la frecuencia ω_3 , de modo que se cumple $\omega_3 = \omega_1 - \omega_2$, donde $\omega_1 > \omega_2$. El problema de este método es la necesidad de dispositivos independientes de la polarización y las restricciones de fase de las señales.

En el siguiente cuadro se muestra un resumen de la comparación de las diferentes tecnologías:

	OE/EO	XGM	XPM	DPM	FWM	DFG
Dispositivos típicos	Circuitos integrados, fotodiodos, láseres	SOA	SOA Mach Zehnder	SOA Mach Zehnder	Fibra, SOA	QPM-LN
Velocidad de modulación	~40Gbit/s	~40Gbit/s	~40Gbit/s	~160Gbit/s	~1Tbit/s	~1Tbit/s
Ancho de banda	Dependiente de la fuente	BW de ganancia ~30nm	BW de ganancia ~30nm	BW de ganancia ~30nm	~40nm	~60nm
Eficiencia de conversión	Excelente	Buena	Buena	Justa	Justa	Justa
Insensibilidad a la polarización	Excelente	Buena	Buena	Justa	Justa	Justa
Especificidades	Dependiente de la tasa de modulación	Chirp	Rango dinámico de entrada estrecho	Rango dinámico de entrada estrecho. Limitada estabilidad de operación	Baja eficiencia de conversión. Dependencia de la polarización	Baja eficiencia de conversión. Dependencia de la polarización

Tabla 4.1. Comparación de las técnicas de conversión

4.1.2. Módulo de conversión en longitud de onda del proyecto LABELS

Por todo lo visto anteriormente, la solución retenida para realizar la conversión en longitud de onda consiste en utilizar las no linealidades en los SOAs en configuración XGM y XPM.

El módulo de conversión en longitud de onda está formado por dos etapas en las que se explota la no linealidad del SOA para modular una señal continua según los datos de la señal de bombeo [19]. La primera etapa está basada en XGM y la segunda en XPM. El hecho de utilizar estas dos configuraciones en cascada permite optimizar la calidad de la señal generada a la salida del módulo, ya que así se aprovechan las ventajas y se limitan los inconvenientes de cada uno de los métodos. El primero es un SOA en el que se aprovecha el fenómeno de XGM para realizar la

conversión a una longitud de onda intermedia (longitud de onda de servicio). El segundo es un SOA en configuración interferométrica Mach-Zehnder, en el que se explota la modulación cruzada de fase. El esquema del módulo se muestra en la siguiente figura:

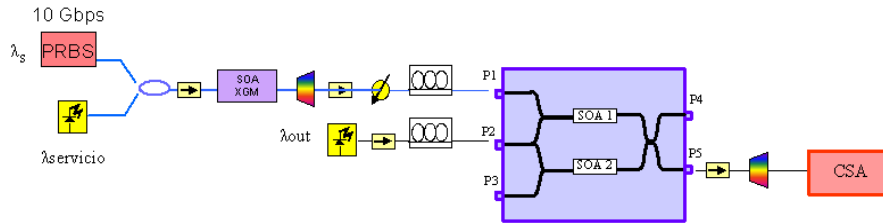


Figura 4.3. Esquema del módulo de conversión en longitud de onda.

La conversión XGM en SOAs tiene como ventaja la simplicidad de implementación y el aprovechamiento de la respuesta paso bajo de la conversión, que actúa como filtro de la señal de RF [53] portadora de la etiqueta. La conversión será independiente de la polarización si el SOA es independiente de la polarización. Este requisito no resulta restrictivo, puesto que actualmente es fácil encontrar SOAs con una dependencia de la polarización inferior a 1 dB. Entre los inconvenientes de esta tecnología están la introducción de chirp en la señal convertida, el hecho de que la señal a la salida tiene una reducida RE y está invertida respecto a la entrada. Por todo ello la conversión se realiza en dos pasos.

La etapa XPM actúa regenerando la señal convertida en la primera etapa y reduciendo el chirp introducido por la conversión XGM. A su vez, debido a la función de transferencia del interferómetro, el rango dinámico de potencia de entrada de señal es bastante estrecho. La etapa XGM ayuda de esta forma a limitar las variaciones de potencia de la señal a la entrada del interferómetro. Para limitar aún más los efectos de las variaciones de potencia ciertas configuraciones proponen la realimentación.

La cascada de los dos sistemas permite convertir a la misma longitud de onda en modo copropagativo, puesto que la primera etapa convierte a una longitud de onda intermedia fija y diferente de las longitudes de onda del estándar establecido por la ITU. El interés de convertir a la misma longitud de onda es la simplificación de los algoritmos de enrutamiento, el hecho de poder tratar este caso como un caso general y no particular y que la señal de datos sea regenerada por el sistema. La utilización de la configuración copropagativa permite una conversión de mayor ancho de banda.

Atendiendo a la Figura 4.3, la señal de entrada λ_s y la señal de servicio se inyectan en el SOA mediante un acoplador 50:50 tras el cual se coloca un aislador. A la salida del SOA tenemos un filtro AWG, seguido de un aislador, un atenuador y un controlador de polarización que nos ayudará a optimizar la conversión del módulo XPM. La señal se inyecta por el puerto P₁ del MZI-SOA. La longitud de onda de salida λ_{out} (determinada por el módulo de procesamiento de cabecera) se inyecta en el

puerto P_2 . La señal convertida obtenida en el puerto P_5 es filtrada mediante un AWG.

La principal ventaja de la etapa XGM es su coste respecto al dispositivo MZI-SOA, la simplicidad de implementación y la insensibilidad a la polarización (si el SOA empleado es independiente a la polarización). El hecho de situarla en primer lugar permite adecuar la señal a la segunda etapa, más restrictiva en cuanto a las condiciones que ha de cumplir la señal de entrada para realizar la conversión.

Sin embargo, la etapa XGM proporciona una conversión de longitud de onda de menor calidad, ya que tiene menor relación de extinción [9], y mayor interferencia entre símbolos (puesto que estos dispositivos presentan un ancho de banda menor), y por consiguiente, mayor tasa de error por símbolo. Además la señal generada está invertida respecto a la señal de entrada. La longitud de onda de entrada es convertida a una longitud de onda fija, llamada longitud de onda de servicio. Así el filtro a la salida del SOA es fijo lo que reduce la complejidad y el coste del módulo, y la elección de esta longitud de onda es independiente de los estándares de comunicación. Gracias a esta flexibilidad se elige una longitud de onda de servicio menor que la señal de entrada, ya que en la configuración XGM la conversión hacia longitudes de onda menores es más eficiente que la conversión hacia longitudes mayores [9], y además permite que la señal de entrada al módulo XPM tenga polarización fija, con lo que se eliminan las dependencias de la conversión respecto a este parámetro, ya que la señal de entrada al nodo posee una polarización aleatoria.

Aunque en principio en el SOA-MZI podemos tener conversión independiente a la polarización [41] si los SOAs son independientes a la polarización, los dispositivos reales presentan cierta dependencia. En los dispositivos utilizados y según datos de catálogo, la sensibilidad de polarización típica es de 0.5 dB, y la máxima de 1.5 dB. En un dispositivo como el SOA utilizado en XGM la variación producida por la sensibilidad a la polarización de este orden no tiene mayores consecuencias que la variación de la amplitud de la señal a la salida. Sin embargo, en el dispositivo MZI-SOA, esta variación implica una variación en la función de transferencia y por lo tanto, una variación de las condiciones de potencia a la entrada de la etapa de conversión XPM.

La etapa MZI-SOA se utiliza porque la calidad de la señal generada es mayor, dado que su función de transferencia permite obtener señales con mayor relación de extinción y menor chirp [9]. Este dispositivo permite la obtención de la señal tanto invertida respecto a la señal de entrada como no invertida, dependiendo del punto de polarización utilizado. La selección del punto de trabajo para obtener la señal invertida permite compensar la inversión realizada por la primera etapa XGM.

4.2. Etapa de conversión XGM

En primer lugar, es necesario conocer las propiedades del SOA, que determinarán las condiciones de potencia de la señal de entrada para ser convertida de la manera

más óptima posible. Para ello realizaremos un estudio del comportamiento del SOA en estática y en dinámica.

4.2.1. Estudio en estática

Antes de estudiar el amplificador en configuración XGM, debemos saber cómo se comporta en amplificación. Este estudio ya se realizó en el apartado 3.1. El hecho de incluirlo aquí se debe a que allí las longitudes de onda se hallaban muy cerca unas de otras (pocos nm), lo que permitía desprestigiar el efecto del espectro de ganancia. En este caso, la separación espectral entre el bombeo y la sonda es de unos 20 nm. Esta separación permite mejorar la conversión a longitudes menores del SOA en XGM e incrementar así la calidad de conversión, limitada por el bajo ancho de banda del SOA, tal y como se verá más adelante.

En la Figura 4.4(a) se muestra el espectro de emisión espontánea amplificada (*ASE*) del SOA en función de la corriente. El espectro de potencias de ruido ASE, si bien no es igual al espectro de ganancia de la señal, permite conocer de forma aproximada la zona de mayor ganancia. Las reflexiones existentes para altas corrientes hacen necesario el uso de aisladores.

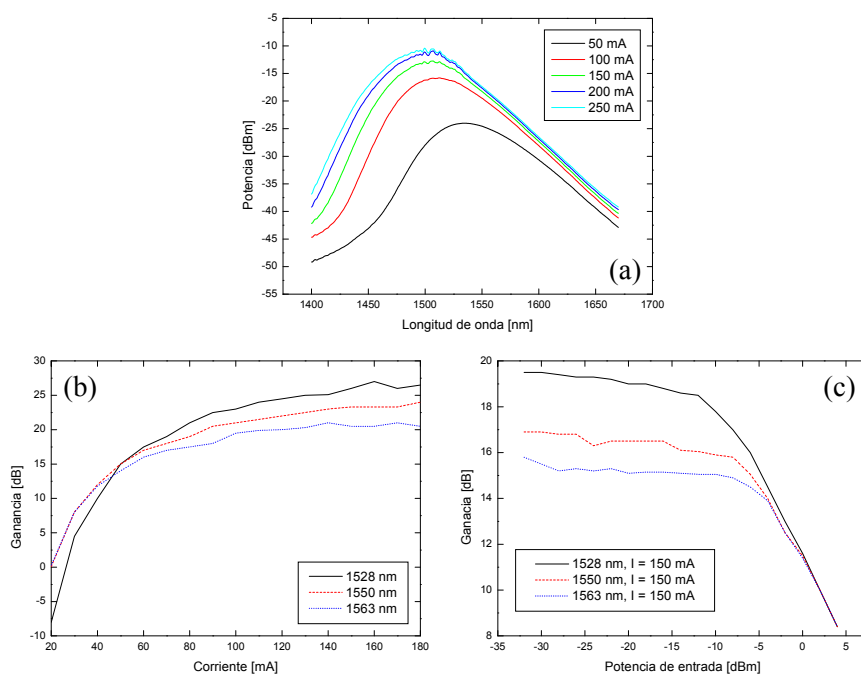


Figura 4.4. Curvas en estática. (a) Espectro ASE en función de la corriente, (b) curva de ganancia en función de la corriente del SOA para 3 longitudes de onda y (c) curva de ganancia en función de la potencia de entrada para 3 longitudes de onda.

Las longitudes de onda del demostrador vienen determinadas por la norma ITU. La longitud de onda de servicio, al ser una longitud de onda interna utilizada en el proceso de conversión y no utilizarse para transmisión, puede elegirse libremente. La longitud de onda de servicio se elegirá menor a estas dos longitudes, de manera que el proceso se beneficiará de mayor ganancia y la conversión será más eficiente, tal y como se mencionó en el apartado anterior.

En la Figura 4.4(b) se representa la curva de ganancia respecto a la corriente para tres longitudes de onda (1528 nm, 1550 nm, 1553 nm). Aquí se observa que la ganancia es mayor para la longitud de onda más pequeña. La corriente que se utilizará para la conversión XGM será la mayor posible (250 mA), que proporciona la mayor ganancia y hacen el dispositivo más rápido.

En la Figura 4.4(c) se observa la ganancia respecto a la potencia de entrada para tres longitudes de onda (1528nm, 1550 nm, 1553 nm) cuando la corriente del SOA es de 150 mA. La potencia de saturación es menor para la longitud de onda menor (-8 dBm para 1528 nm frente a -2 dBm para 1553nm).

En la Figura 4.5 se muestra el montaje utilizado para realizar la caracterización XGM en estática. Utilizamos dos láseres, uno de ellos actúa como señal de bombeo y el otro como sonda. Mediante un acoplador 50:50 ambos se inyectan al amplificador. La potencia se mide en el analizador de espectros ópticos (OSA, *Optical Spectrum Amplifier*) donde el ancho de banda de resolución es de 0.1 nm. Los aisladores son necesarios para proteger las cavidades de los láseres del ASE generado por el SOA y para evitar la realimentación de las reflexiones en el propio amplificador.

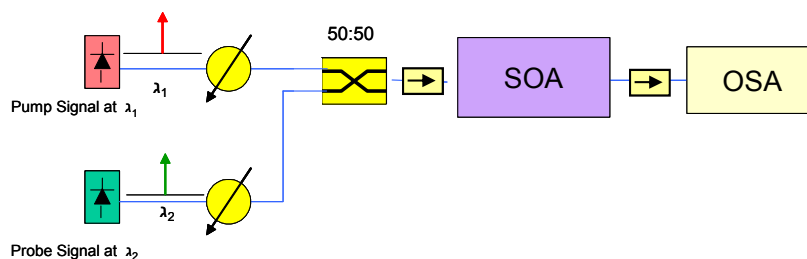


Figura 4.5. Esquema XGM para medidas en estática.

En la Figura 4.6 se ha representado la curva de ganancia para dos potencias de sonda distintas (0 y -3 dBm) en el que se ha incorporado la señal de bombeo y la correspondiente señal convertida para cada nivel de sonda. Como se observa, en la curva de ganancia en estática ya se pone de manifiesto la dependencia de la relación de extinción (*ER*, *extinction ratio*) de la señal de salida en función del nivel de potencia de la sonda. Es necesario un mínimo de potencia de señal de bombeo, primero para saturar el SOA y conseguir así comportamiento no lineal, y segundo para asegurar cierta relación de extinción a la salida del convertor XGM. Un estudio detallado se hará en dinámica para poder establecer la dependencia de la relación de extinción con el balance de potencias de la señal de bombeo y la sonda.

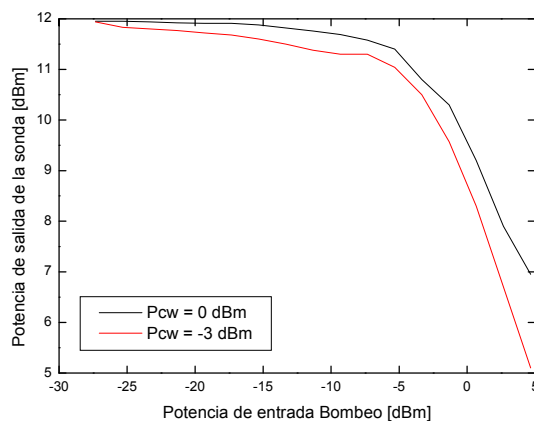


Figura 4.6. Curva de ganancia XGM en estática.

4.2.2. Estudio en dinámica

La señal de datos a convertir tiene una velocidad de modulación de 10 Gbps. Al realizar el estudio en pequeña señal, obtuvimos el ancho de banda de modulación del SOA. El ancho de banda mínimo del dispositivo según el teorema de Nyquist debería ser entorno al 70 % del ancho de banda de la señal (7 GHz). El ancho de banda para la señal sonda en el SOA es de 5.1 GHz en codireccional y de tan solo 2.6 GHz en contradireccional. Por esta razón se eligió la configuración codireccional para la etapa de conversión y el nivel máximo de corriente de polarización del SOA.

Del estudio bibliográfico obtenemos varios principios que nos servirán para establecer las condiciones óptimas de conversión:

- La OSNR (*Optical Signal-to-Noise Ratio*) mejora con el aumento de la potencia óptica de la sonda, ya que aumenta la potencia inyectada al SOA lo que hace que disminuya el ruido ASE generado [39].
- Cuanto mayor sea la potencia de sonda, mayor será la velocidad de conversión [37]. El tiempo de subida del pulso de la señal convertida decrece conforme aumenta la potencia de sonda, ya que se reduce el tiempo de recuperación de los portadores. Una disminución del tiempo de subida del pulso de la señal convertida conduce a una disminución de la interferencia entre símbolos, ISI (*Inter Symbol Interferente*) y por tanto a una mejor tasa de error de bit (*BER, Bit Error Rate*).
- La corriente del dispositivo ha de ser elevada, puesto que influye sobre la velocidad de conversión: el tiempo de vida de los portadores depende de la densidad de portadores en la cavidad [22].
- Es importante la elección de la longitud de onda de la señal sonda y la de la señal de bombeo para la eficiencia de conversión. Esto se debe a que la

saturación del SOA -la ganancia- es dependiente de la longitud de onda de la señal de entrada (como se mostró en el espectro ASE de la Figura 4.4(a)). Para la sonda se utilizan longitudes de onda menores, ya que la ganancia se desplaza hacia longitudes de onda mayores cuando la potencia es alta (transmisión de '1') debido al descenso de portadores. Así pues, esto permite disponer de una mayor diferencia de ganancia para la sonda entre los niveles '1' y '0'.

Es necesario estudiar el balance de potencias entre la señal sonda y el bombeo a emplear en la conversión para obtener la mejor calidad de señal convertida posible. El esquema empleado se muestra en la Figura 4.7.

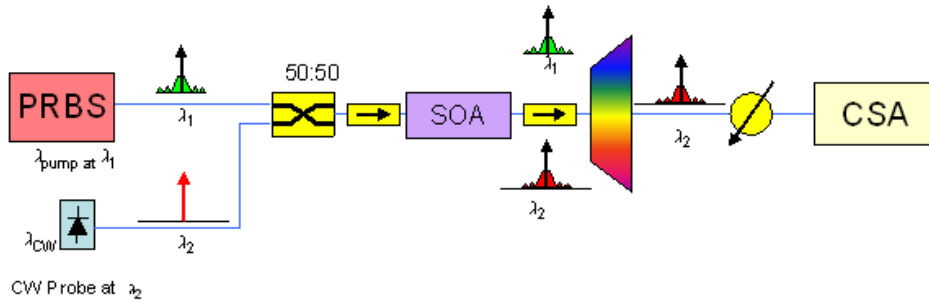


Figura 4.7. Esquema de conversión XGM en régimen dinámico con generación de señal pseudo-aleatoria.

Para la señal de bombeo utilizamos un generador de señal pseudo-aleatoria (bloque PRBS: *Pseudo-Random Bit Signal*) a 10 Gbps, que emite a una longitud fija λ_1 de 1550 nm. Para la longitud de onda de la sonda λ_2 tenemos un láser sintonizable. Las dos longitudes son inyectadas en el SOA gracias a un acoplador 50:50 seguido de un aislador, que asegura la estabilidad de los láseres al protegerlos del ruido ASE generado por el amplificador. Este es seguido de un aislador, que minimiza las reflexiones entrantes al SOA. Como filtro utilizamos un AWG (canal de salida sintonizado a la misma longitud de onda que la sonda). Un atenuador protege el osciloscopio de muestreo (CSA, *Communication Signal Analyzer*) de la gran potencia de la señal tras su amplificación. Las potencias de referencia de bombeo y de la sonda son medidas a la entrada del acoplador.

Nos interesa estudiar el comportamiento del módulo XGM para examinar las relaciones de compromiso existentes entre la potencia de la señal de sonda y la de bombeo, y tener en cuenta los requerimientos necesarios para adecuar la señal al módulo XPM. Nos centraremos principalmente en la relación de extinción de la señal de salida del módulo SOA-XGM y su calidad. En el momento en que se realizaron los experimentos, la medida de la tasa de error (BER) no era posible con el instrumental del laboratorio. Por esta razón obtuvimos la medida de factor de calidad (factor Q) que proporciona el CSA. Sin embargo, el factor Q no es una medida válida para evaluar la calidad de la señal convertida. La relación entre el factor Q y el BER es sólo válida cuando la distorsión de la señal puede considerarse como una distribución gaussiana. Este no es el caso de los efectos no lineales. Sin

embargo, el factor Q nos proporciona información suficiente para estudiar el compromiso existente entre las potencias de bombeo y de sonda. En la Figura 4.8, se ha representado el factor Q y la relación de extinción de la señal convertida en función de la potencia de sonda y de la potencia de bombeo.

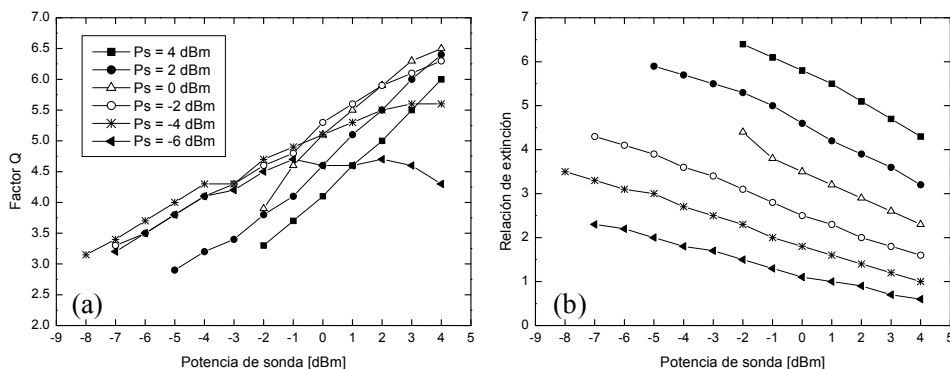


Figura 4.8. (a) Factor Q de la señal convertida en función de la potencia de sonda y de la potencia de bombeo y (b) su correspondiente relación de extinción de la señal convertida en función de la potencia de sonda y de la potencia de bombeo.

Como puede observarse en la Figura 4.8:

- Cuanto mayor es la potencia de bombeo, mayor es la relación de extinción de la señal convertida.
- Cuanto mayor es la potencia de la sonda, menor es la relación de extinción.
- El factor Q depende del balance de potencias entre la sonda y el bombeo. Cuando la potencia de sonda es muy pequeña, la ISI es mayor debido al aumento del tiempo de recuperación de la ganancia [37]. Esto hace que para potencias pequeñas la ganancia no se recupere cuando se produce la secuencia '101' en la señal de bombeo. Por otro lado, para grandes potencias de sonda (en comparación con la potencia de bombeo) el factor Q decrece debido a la disminución de la relación de extinción.
- La calidad de la señal puede degradarse para potencias pequeñas debido a la generación de ruido ASE.
- La potencia de bombeo mínima viene determinada por la potencia de saturación del SOA (-9 dBm).

Este estudio muestra el compromiso entre la calidad de la señal y la relación de extinción. Sin embargo, la elección de las potencias de bombeo y sonda no puede realizarse a partir de estos resultados, sino que ha de realizarse a la salida de la segunda etapa. En nuestro estudio una potencia de sonda de -3.5 dBm y una potencia de bombeo de 4 dBm (medidas a la entrada del acoplador) dieron buenos resultados. Esto corresponde a una potencia medida en la entrada del SOA de $P_{CW} = -6.5$ dBm y $P_S = 0.9$ dBm.

En la siguiente Figura 4.9, se muestran algunas capturas de diagramas de ojos de la señal convertida, en la que se aprecia el efecto sobre la calidad de la señal del balance de potencias bombeo-sonda. En esta serie de capturas, se ha mantenido la potencia de sonda constante para una P_{CW} de -8, -2 y 0 dBm en la que se aumenta la potencia de bombeo en cada caso. A medida que se aumenta la potencia de bombeo el ojo es más nítido, como consecuencia de la reducción del ruido ASE generado.

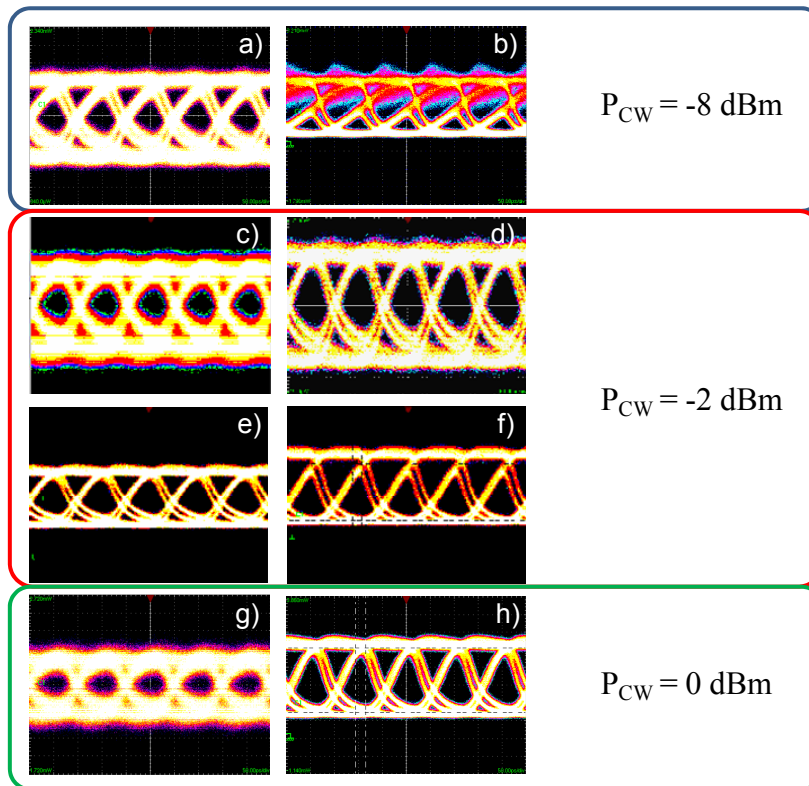


Figura 4.9. Diagramas de ojos de la señal convertida mediante XGM para una sonda de $P_{CW}=-8$ dBm y un bombeo de (a) $P_S=-6$ dBm y (b) $P_S=4$ dBm, para una sonda de $P_{CW}=-2$ dBm con (c) $P_S=-6$ dBm, (d) $P_S=-2$ dBm, (e) $P_S=0$ dBm y (f) $P_S=4$ dBm, y una sonda de $P_{CW}=0$ dBm con (g) $P_S=-6$ dBm y (h) $P_S=4$ dBm.

En la siguiente figura se observa claramente el efecto de la recuperación de la ganancia sobre la interferencia entre símbolos:

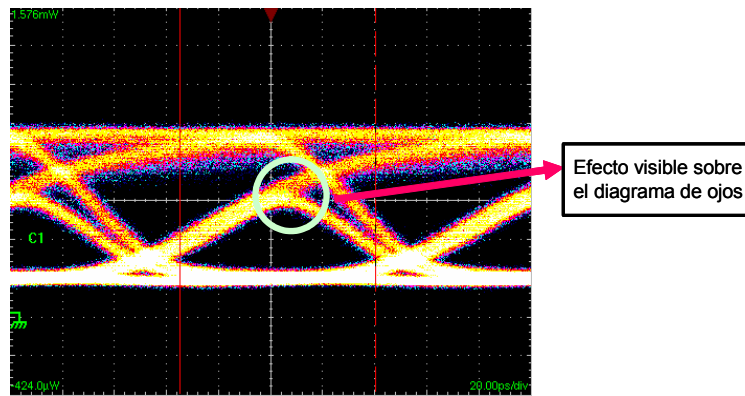


Figura 4.10. Diagrama de ojos: interferencia entre símbolos.

Según los datos de catálogo, el SOA empleado en la etapa XGM tiene una sensibilidad de polarización típica de 0.5 dB (máxima de 1dB). Para observar este aspecto en nuestro sistema de conversión XGM, se han realizado varias pruebas mediante un controlador variable de polarización que permite realizar barridos por todos los estados de polarización.

En primer lugar, realizamos una variación de la polarización de la señal de bombeo y observamos los diagramas de ojos (la escala de amplitud se mantiene constante) para tres estados de polarización concretos:

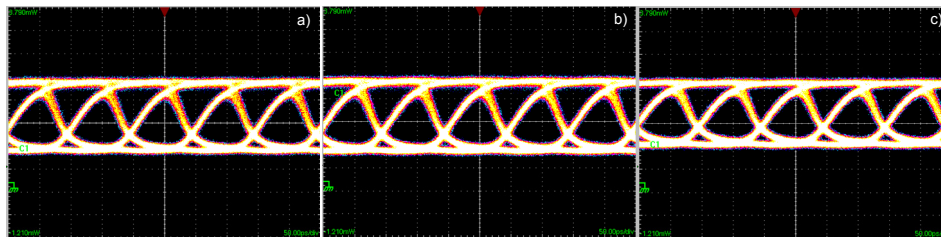


Figura 4.11. Variación de la polarización de la señal de bombeo con (a) estado de polarización 1, (b) estado de polarización 2 y (c) estado de polarización 3.

Realizamos el mismo experimento, pero cambiando esta vez la polarización de la sonda:

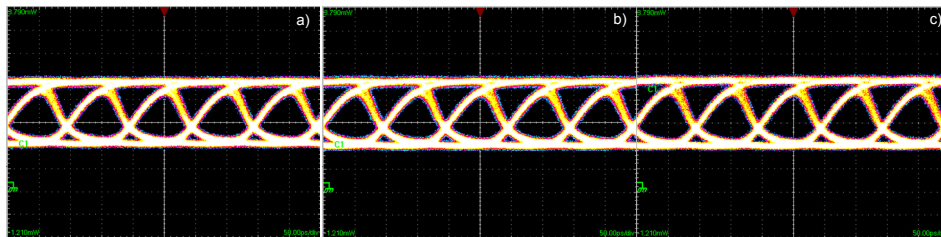


Figura 4.12. Variación de la polarización de la señal sonda con (a) estado de polarización 1, (b) estado de polarización 2 y (c) estado de polarización 3.

En la siguiente tabla se resumen los valores medidos para el factor Q, la ER y la potencia media P_m para los casos ilustrados en la Figura 4.11 y la Figura 4.12, cuando se modifica la polarización del bombeo y la sonda respectivamente. Se puede comprobar que las variaciones de los parámetros se mantienen prácticamente constantes, lo que demuestra su baja dependencia con la polarización de entrada de la sonda y el bombeo.

		Pol 1	Pol 2	Pol 3
Bombeo	Q	6.1	6.0	6.3
	ER [dB]	4.4	4.5	3.7
	P_m[dB]	1.2	1.1	1.5
Sonda	Q	6.3	5.9	6.0
	ER [dB]	3.7	3.8	4.0
	P_m[dB]	1.5	1.5	1.5

Tabla 4.2. Valores de la señal convertida según la polarización de la señal bombeo y sonda.

4.3. Etapa de conversión XPM

Para las dos etapas de conversión en longitud de onda del demostrador se dispuso de dos dispositivos distintos, cuyo estudio es necesario para establecer las condiciones de conversión de cada uno de ellos. En primer lugar, se adquirió un MZI-SOA Alcatel ICM 1902. El segundo dispositivo adquirido fue un MZI-HHI.

4.3.1. Presentación del dispositivo MZI-SOA modelo Alcatel ICM 1902

La estructura interna del MZI-SOA se muestra en la siguiente Figura 4.13. El MZI está formado por cinco amplificadores. El SOA₃, sirve para amplificar la señal de entrada de datos, de igual manera que el SOA₂ amplifica la señal continua. En el SOA₃ se lleva a cabo el fenómeno de XGM que se transforma en modulación de fase mediante la configuración interferométrica. Su corriente I_3 ha de ser alta ya que determina la velocidad de conversión.

El SOA₁, situado tras la configuración interferométrica, amplifica la señal convertida a la salida a fin de compensar las pérdidas de inserción del amplificador con la fibra óptica. La corriente del amplificador I_1 debe mantenerse dentro de cierto rango, ya que si es demasiado elevada degrada la OSNR, ya que aumenta la generación de ruido por emisión espontánea. Por otro lado, ha de tener un valor mínimo para que no haya absorción en la sección amplificadora y compensar las pérdidas adecuadamente.

El SOA₄ permite pequeños ajustes de la fase sobre la señal continua para optimizar la conversión. El SOA₄ sirve para establecer la corriente que determina el punto de

trabajo, y es ajustada en último lugar, tras determinar las demás corrientes (excepto I_1 que no influye sobre el punto de trabajo) y la potencia de la señal de sonda.

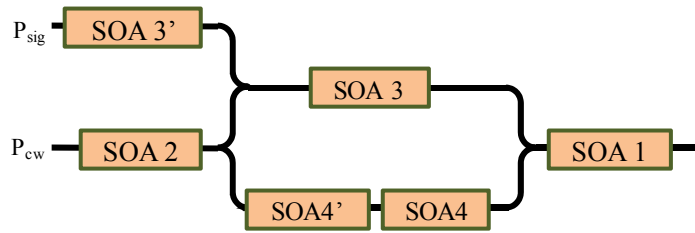


Figura 4.13. Esquema interno del MZI-SOA Alcatel ICM 1902.

Como punto de partida estableceremos las condiciones de funcionamiento de catálogo para las corrientes y la potencia P_{cw} . Las condiciones del experimento de partida son:

$$I_1 = 100 \text{ mA}, I_3 = 350 \text{ mA}, I_2 = 50 \text{ mA}, I_3 = 35 \text{ mA}, I_4 = 40 \text{ mA}, P_{CW} = 0 \text{ dBm}$$

En primer lugar, se evalúa la corriente óptima I_4 en función de estos parámetros iniciales. En segundo lugar, se analizará la variación de los parámetros de polarización del Alcatel ICM 1902, es decir, P_{cw} , I_4 , I_3 e I_2 para optimizar la conversión.

La Figura 4.14(a) muestra la potencia de salida del dispositivo al variar la corriente I_4 entre 0 y 200 mA sin inyectar potencia (P_s) de bombeo a la entrada. De esta forma, se puede encontrar el punto de trabajo de máxima potencia de salida de la señal convertida para mínima potencia de bombeo. Así se observa que el punto de trabajo óptimo se da para una corriente de 106 mA. Fijada esta corriente, se varía la potencia de la señal de bombeo para obtener la función de transferencia, como se muestra en la Figura 4.14(b). Con estas condiciones, la señal de bombeo ha de poseer un nivel máximo de -2.5 dBm.

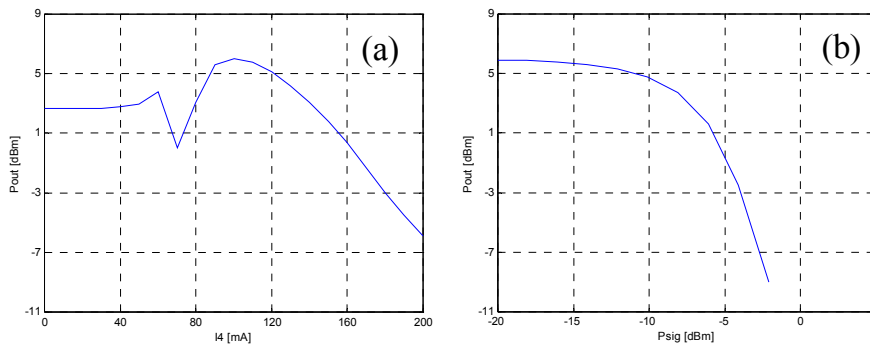


Figura 4.14. Dispositivo Alcatel ICM 1902. (a) Curva de punto de trabajo en función de I_4 y (b) Función de transferencia de potencia de salida en función de la potencia de la señal de bombeo con $I_4 = 106 \text{ mA}$.

A continuación, se ha realizado un experimento, en el que partimos de las condiciones halladas anteriormente, modificando la corriente de polarización I_4 para estudiar sus efectos sobre la función de transferencia. En este caso, no sólo estamos variando la fase sino que también variamos la potencia de entrada al SOA₄. En la Figura 4.15(a), se muestra la curva de punto de trabajo en función de I_4 para distintas corrientes I_4 . Se puede observar que el máximo de potencia de salida se obtiene entorno a los 100 mA sin un cambio considerable con la corriente I_4 . Así pues, en la Figura 4.15(b) puede verse que su influencia sobre la función de transferencia de potencia de salida en función de la potencia de la señal de bombeo es muy pequeña cuando la corriente I_4 se mantiene constante (106 mA). Por tanto, la corriente I_4 se utilizará para ajustes mínimos una vez obtenida la señal convertida en régimen dinámico.

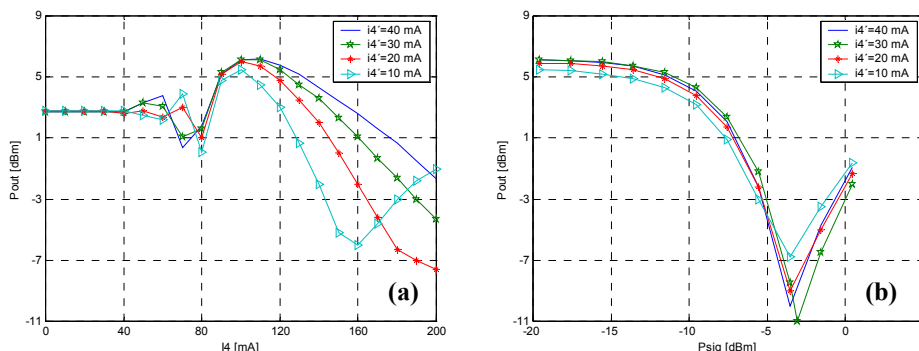


Figura 4.15. Estudio de la variación de la corriente de polarización I_4 sobre la función de transferencia. (a) Curva de punto de trabajo en función de I_4 y (b) Función de transferencia de potencia de salida en función de la potencia de la señal de bombeo con $I_4 = 106$ mA.

En la siguiente figura se observa el resultado de la variación de potencia de sonda a la salida del dispositivo para dos potencias de entrada de $P_{CW} = 0$ dBm y $P_{CW} = -2$ dBm. En la Figura 4.16(a) y la Figura 4.16(b), se muestra las curvas de potencia de salida de la sonda en función de la corriente I_4 para distintas corrientes aplicadas al SOA₄. De nuevo, se obtiene un comportamiento similar al de la Figura 4.15(a) donde la corriente que hace máxima la potencia de salida permanece prácticamente invariable con la corriente I_4 . Así pues, las funciones de transferencia de la Figura 4.16(c) y la Figura 4.16(d) no muestran una dependencia acusada con la corriente aplicada al SOA₄. También se muestra que la variación de P_{CW} varía el punto de mínima potencia de salida, por lo que modificará ligeramente el rango de trabajo de la potencia de entrada de la señal de bombeo.

En general, cuanto mayor es la potencia de continua en un esquema XGM mayor es la potencia de saturación. Esto se aplica a nuestro esquema, ya que en el SOA₃ se está produciendo XGM. Cuando aumenta la potencia de entrada de la sonda P_{CW} , la potencia de saturación del SOA₃ es mayor, por lo que el punto de mínima potencia de señal convertida se desplaza hacia mayores potencias de la señal de bombeo.

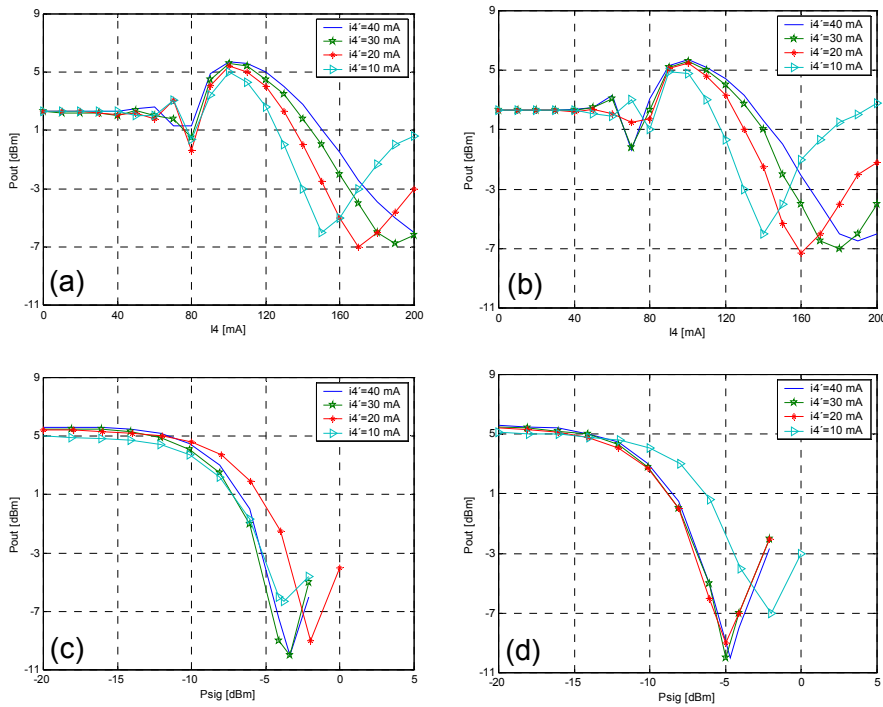


Figura 4.16. Estudio de la variación de la potencia de sonda. Potencia de salida en función de la corriente I_4 para (a) $P_{CW} = 0$ dBm y (b) $P_{CW} = -2$ dBm. Función de transferencia para (c) $P_{CW} = 0$ dBm y (d) $P_{CW} = -2$ dBm.

La Figura 4.17(a) y la Figura 4.17(b) muestran los efectos sobre las curvas de transferencia de las corrientes I_3 y I_2 , respectivamente. En el laboratorio, el rango en el que se puede modificar I_3 , va desde unos 35 mA a 50 mA, es decir, una corriente mínima, que permite compensar las pérdidas de inserción y una corriente máxima ya que el incrementar más la corriente tiene como efecto la disminución del OSNR, debido al aumento del ruido de amplificación espontánea. En la Figura 4.17(a), se puede observar que al aumentar la corriente I_3 , el punto de saturación se alcanza para potencias de bombeo menores. La corriente I_3 actúa sobre el punto de interferencia porque modifica la potencia de señal que entra a la estructura interferométrica y no por la variación de la fase de la señal que introduce, ya que además, la variación de la fase de la señal de entrada no influye en el punto de interferencia.

Al igual que en el caso de la variación de I_3 , el cambio del punto de interferencia según el valor de I_2 se produce por la variación de potencia de la señal (a través de la ganancia del SOA₂) que entra a los amplificadores de la configuración interferométrica (SOA₃ SOA₄, SOA₄) y no por la contribución a la fase del campo de entrada correspondiente a la sonda. Así pues, aumentar la corriente I_2 tiene el mismo efecto sobre el punto de interferencia que aumentar la potencia P_{CW} , esto es,

el punto de interferencia se desplaza hacia mayores potencias de la señal de entrada, tal y como se observa en la Figura 4.17(b).

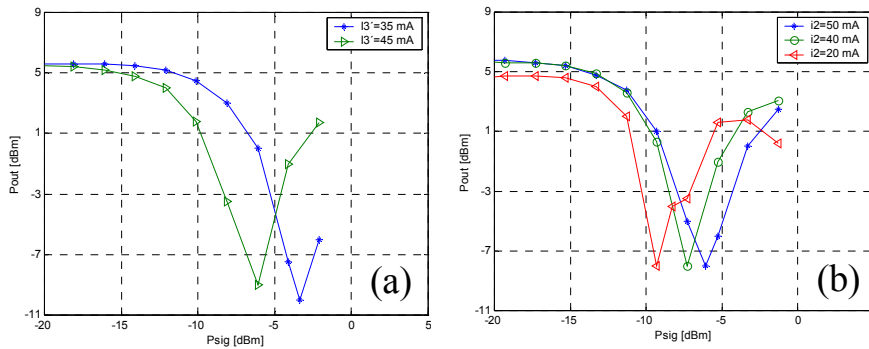


Figura 4.17. Efecto de la variación de (a) la corriente $I_{3'}$ y (b) la corriente I_2 sobre la función de transferencia.

Finalmente, se ha evaluado el impacto de la polarización de la señal continua sobre la función de transferencia. En la siguiente figura se muestra la dependencia del punto de trabajo respecto a la polarización de la señal, en la que se han elegido dos polarizaciones aleatorias en las que se maximiza esta dependencia. Para cada una de estas polarizaciones, en la Figura 4.18(a) se han trazado las curvas de potencia de salida en función de la corriente aplicada al SOA_4 , en las que se busca el punto de polarización óptimo. Para las dos polarizaciones aleatorias, se observa que tanto la corriente óptima de polarización como la potencia máxima de salida varían. La corriente I_4 se desplaza unos 20 mA, mientras que la potencia máxima a la salida P_{out} se modifica unos 2.5 dB. En la Figura 4.18(b) se puede observar la correspondiente función de transferencia donde el rango de potencias de la señal de entrada varía también en torno a 2.5 dB. Por tanto, una variación de la polarización de la señal de entrada podría implicar una conversión ineficiente, a menos que la potencia de la señal de entrada no varíe para ajustarse al rango dinámico de entrada.

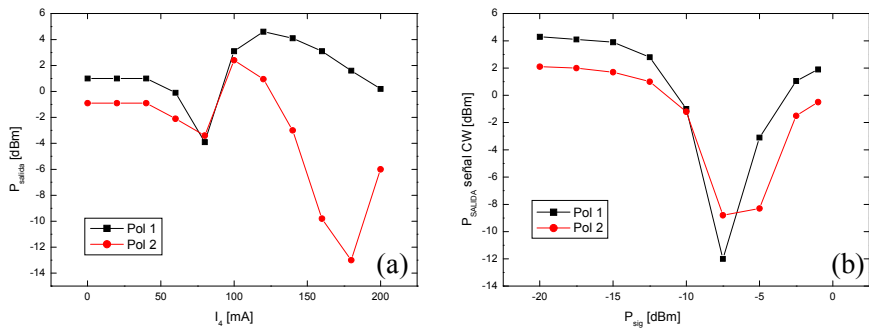


Figura 4.18. (a) Punto de trabajo del MZI-SOA en función de la corriente I_4 y la polarización de la señal P_{CW} y (b) Función de transferencia en función de la polarización de la señal P_{CW} .

4.3.2. Presentación del dispositivo MZI-SOA HHI

La estructura interna del dispositivo se muestra en la siguiente Figura 4.19. En este caso, el MZI-SOA está compuesto por dos brazos constituidos por cavidades amplificadoras (SOA₁ en el brazo superior y SOA₂ en el brazo inferior), que determinan la fase de la señal según la potencia inyectada y la corriente de polarización, es decir, según la ganancia. Utilizamos el dispositivo en configuración codireccional de forma que el puerto de entrada de la señal sonda es el puerto P₂ y la señal de bombeo se puede inyectar por el puerto P₁ o P₃. Los puertos de salida son P₄ y P₅.

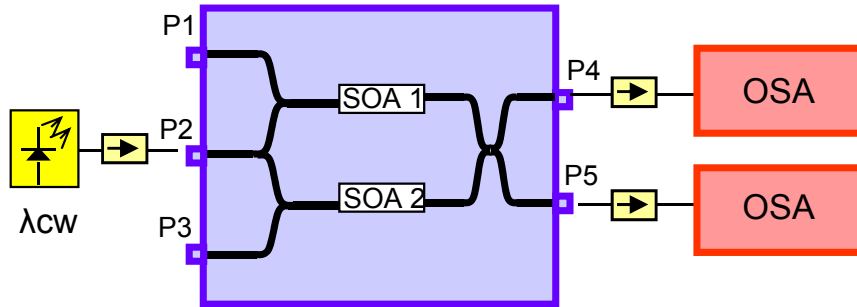


Figura 4.19. Configuración del MZI-SOA codireccional donde se observa la estructura interna del dispositivo y el esquema para encontrar la corriente de polarización óptima.

En primer lugar, realizamos un estudio en estática con el fin de conocer el punto de trabajo del dispositivo. En este caso, obtenemos la potencia de salida según la corriente del SOA, para identificar la zona de operación IP (*In Phase*) y la zona OOP (*Out Of Phase*). La configuración IP se corresponde con la zona en la que la señal convertida está en fase con la señal de bombeo, mientras que en operación OOP, la señal convertida está invertida respecto a la señal de bombeo. Puesto que la etapa XGM introduce una diferencia de fase de π entre el bombeo y la sonda, polarizamos el MZI-SOA en modo OOP con el fin de compensar la inversión de la primera etapa. Como se observa en la Figura 4.19, la potencia de la sonda de salida se mide mediante un analizador de espectros ópticos (OSA). Los aisladores permiten proteger los láseres y el dispositivo del ruido ASE generado y de las reflexiones.

Como primer escenario de caracterización, se considera el puerto P₁ como entrada de la señal de bombeo. La corriente en el SOA₁ se fija en un valor de corriente alto ya que determina la velocidad de conversión. En nuestro caso, la corriente máxima disponible para el SOA₁ es de $I_1 = 300$ mA mientras que la potencia de la señal sonda se fija a -1.8 dBm con una longitud de onda $\lambda_{CW} = 1551.5$ nm. La corriente I_2 del SOA₂ se varía de 0 a 300 mA.

En la Figura 4.20(a) se puede observar la potencia de salida de la señal sonda en función de la corriente I_2 en los puertos P₄ y P₅. Se puede observar la complementariedad de ambas salidas donde los puntos de trabajo se sitúan para los valores de corriente $I_2 = 160$ mA e $I_2 = 280$ mA. Para el primer punto de trabajo, $I_2 =$

160 mA se obtiene una configuración IP en el puerto de salida P_4 y modo de operación OOP en el puerto P_5 . Para la corriente $I_2= 280$ mA, el puerto P_4 presenta conversión OOP y el puerto P_5 conversión IP.

En el segundo escenario de caracterización, el estudio es similar al desarrollado en el primer escenario, pero el puerto destinado a la señal de bombeo es el puerto P_3 . En este escenario, la corriente del SOA₂ se fija a $I_2= 300$ mA y se realiza un barrido de la corriente I_1 de 0 a 300 mA. En la Figura 4.20(b) se observan los dos puntos de trabajo en el rango de corriente de estudio, que se sitúan a 140 mA y 240 mA. Análogamente al primer escenario, comprobamos la opción de modo de conversión IP y OOP según el puerto de salida elegido para cada punto de trabajo.

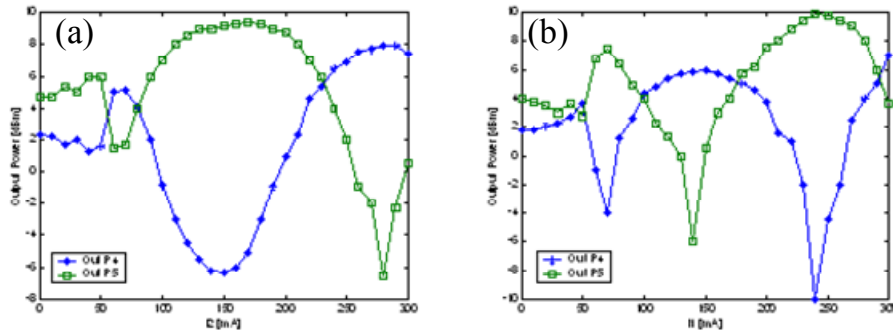


Figura 4.20. Búsqueda del punto de trabajo de la configuración MZI-SOA. Potencia de salida en los puertos P_4 y P_5 en función (a) de la corriente I_2 del primer escenario para I_1 fija y (b) de la corriente I_1 del segundo escenario para I_2 fija.

Una vez fijada la corriente de polarización, se ha obtenido la función de transferencia de conversión (potencia de salida de la sonda en función de la potencia de bombeo de entrada). La función de transferencia permite conocer el rango de potencia de la señal de bombeo a la entrada del dispositivo apto para la conversión de la sonda.

Siguiendo el primer escenario descrito anteriormente, la corriente correspondiente al SOA₂ se fija a un valor de $I_2= 160$ mA. Medimos la potencia en el puerto P_5 , por tanto, en modo de operación OOP. Para el modo de operación OOP en el puerto P_4 , establecemos el punto de polarización de la corriente $I_2= 280$ mA, tal y como se ha visto en la Figura 4.20(a). La señal de bombeo se inyecta en el puerto P_1 a una longitud de onda $\lambda_5= 1550.1$ nm. En la Figura 4.21(a) podemos observar que los resultados son similares en ambos casos, aunque la salida en el puerto P_5 proporciona en torno a 1 dB más de potencia de salida para el nivel alto de la señal convertida (potencia de entrada <-10 dBm). Por otro lado, la potencia máxima de la señal de bombeo a la entrada del dispositivo viene limitada por el punto de mínima potencia de la señal sonda. Para el puerto de salida P_5 , esta potencia de bombeo máxima es -1.5 dBm mientras que para el puerto P_4 es de -2.5 dBm.

La misma señal de bombeo se inyecta por el puerto P_3 en el caso del segundo escenario de la Figura 4.21(b), con una corriente de polarización $I_1= 140$ mA para el

puerto de salida P_4 y $I_1=240$ mA para el puerto de salida P_5 . De nuevo, se obtiene 1 dB aproximadamente más de potencia de salida para el nivel alto de la señal convertida si elegimos como puerto de salida P_5 , independientemente del puerto de entrada elegido. El hecho de tener siempre mejores resultados en el puerto P_5 que en el P_4 podría ser debido a una cierta asimetría en la estructura interna del dispositivo, inherente al proceso de fabricación. Este tipo de dispositivos dispone de un SOA suplementario en una de las ramas que permite realizar pequeños ajustes de fase según la corriente inyectada y que en nuestro caso actúa como zona de absorción puesto que no se dispone de una fuente de corriente adicional para alimentarlo.

Otro aspecto interesante que se observa al comparar los dos escenarios es la mejor relación de extinción en el primer escenario que en el segundo (en torno a 4 dB más de ER en caso de fijar la corriente en el SOA_1).

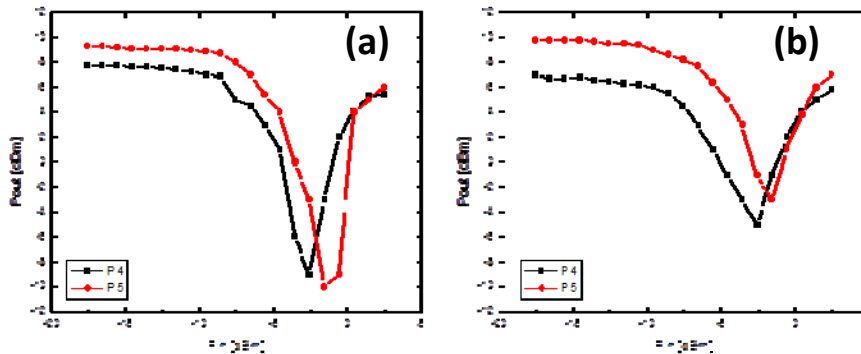


Figura 4.21. Función de transferencia del dispositivo MZI-SOA. Potencia de la salida de la señal sonda convertida en función de la potencia de entrada de la señal de bombeo para (a) el primer y (b) segundo escenario.

A partir del estudio estático establecemos el punto de trabajo con las siguientes condiciones: una potencia de sonda de -1.8 dBm inyectada en el puerto P_2 , la corriente de polarización I_1 a 300 mA, la corriente I_2 a 160 mA, y el puerto de salida P_5 para trabajar en modo OOP.

En la Figura 4.22 se muestra el esquema utilizado con el fin de comprobar la viabilidad del régimen de operación con estas condiciones. Este montaje permite realizar una evaluación dinámica del dispositivo MZI-SOA HHI.

Como se muestra en la Figura 4.22, la señal de bombeo que se introduce en el puerto P_1 consiste en una portadora óptica modulada con una señal PRBS a 10 Gbps. La longitud de onda del bombeo es de $\lambda_S = 1550.1$ nm, con un potencia media de -4.8 dBm. En la Figura 4.23(a), se muestra el diagrama de ojos correspondiente a la señal de entrada de bombeo medida en el punto MP1 de la Figura 4.22 mediante un osciloscopio de muestreo (CSA). Se observa que la calidad inicial de esta señal es elevada con un factor Q evaluado de 16 dB y un ER de 9.4 dB. En la Figura 4.23(b), se muestra el correspondiente diagrama de ojos para la señal convertida en el punto MP3, cuando la señal sonda medida en el punto MP2 tiene una potencia continua de -1.8 dBm, a la longitud de onda $\lambda_{CW} = 1551.15$ nm. En este caso, el

factor de calidad Q y el ER de la señal convertida medida en el punto MP3 es de 14 y 8.3 dB, respectivamente. Hay que remarcar que el esquema de la Figura 4.22 contiene un filtro óptico a la salida del puerto P₅, que permite seleccionar la longitud de onda de la señal convertida y eliminar tanto el ruido ASE fuera de la banda de interés como la señal de bombeo, al tratarse de una configuración codireccional. El filtro óptico utilizado es un AWG.

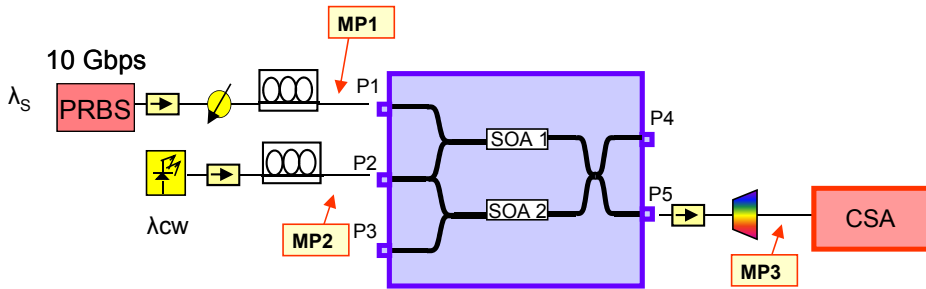


Figura 4.22. Esquema de conversión en dinámica con el dispositivo MZI-SOA.

Finalmente, hemos podido comprobar que el dispositivo permite llevar a cabo una primera conversión en el caso más simple, esto es, en el que se dispone de una señal de muy buena calidad a la entrada. Las condiciones de polarización del dispositivo se conocen y permiten la conversión de la señal continua con máxima eficiencia como se ha comprobado. El siguiente paso es la integración de las dos etapas, XGM y XPM.

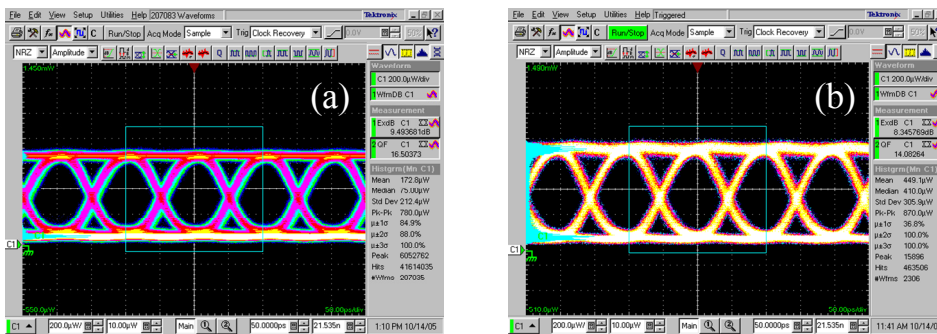


Figura 4.23. Diagramas de ojos para (a) la señal de entrada de bombeo P y (b) la señal convertida filtrada.

4.4. Adaptación de las etapas XGM y XPM

Una vez llegados a este punto se explica la necesidad de emplear dos etapas para la realización de la conversión en longitud de onda. La etapa XPM es sensible a la polarización, necesita que la señal de bombeo esté comprendida en cierto rango de potencias y tenga una relación de extinción mínima para que la conversión sea eficiente. Por otro lado, la etapa XGM proporciona una conversión de longitud de onda de menor calidad, ya que tiene menor relación de extinción, y mayor

interferencia entre símbolos, y por tanto, mayor BER. Sin embargo, una etapa de XGM puede permitir fijar la polarización de la señal de bombeo de entrada a XPM y se minimizan las fluctuaciones de potencia. Así pues, el objetivo es que ambas etapas se complementen, aprovechando las ventajas de cada uno de los métodos de conversión.

En la siguiente Figura 4.24, se muestra el esquema de ensamblaje del módulo de conversión de longitud de onda, donde se han incorporado las etapas XGM y XPM. Los puntos de referencia de medida son los que aparecen indicados como (1), (2), (3), (4) y (5).

En la primera se explota el fenómeno XGM para trasladar la información a una longitud de onda intermedia. Como en los experimentos anteriores, la portadora óptica de entrada al módulo de conversión XGM-XPM está modulada con una señal PRBS a 10 Gbps y constituye la señal de bombeo para la primera etapa de conversión en XGM, con una longitud de onda $\lambda_s = 1550.12$ nm. La longitud de onda intermedia o de servicio es indiferente en principio en el nodo LABELS, sin embargo, su elección depende de las características de conversión del módulo. En nuestro caso, la longitud de onda de servicio que será la señal sonda de la primera etapa XGM, toma el valor de $\lambda_{servicio} = 1535.82$ nm.

Tras la primera etapa de conversión XGM, se ubica un filtro óptico fijo con el fin de seleccionar la señal convertida precisamente a la longitud de onda de servicio. Posteriormente, el esquema incorpora un atenuador para controlar la potencia de esta señal convertida, que se introducirá como señal de bombeo en la siguiente etapa de conversión en XPM. La etapa XPM cuenta con una señal sonda a la longitud de onda $\lambda_{out} = 1551.72$ nm, que dará lugar a la señal de salida convertida tras un filtro óptico adicional.

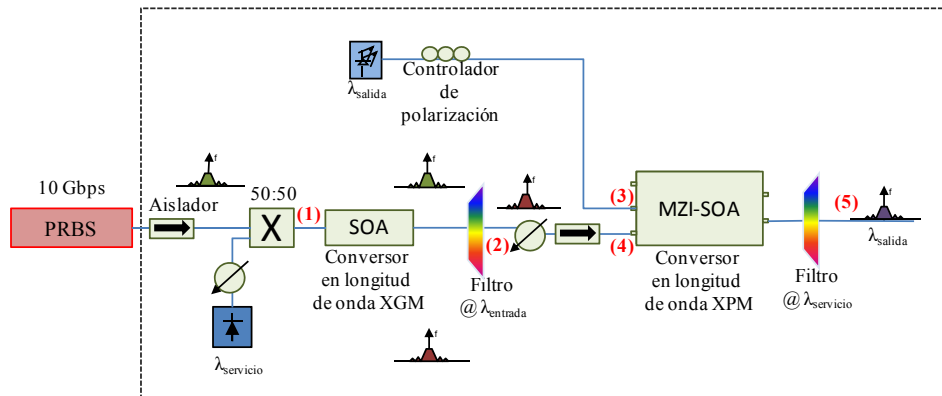


Figura 4.24. Esquema del ensamblaje de las etapas XGM y XPM.

Para evaluar la adaptación de ambas etapas tras el estudio realizado en los apartados anteriores, se ha realizado una evaluación experimental de la etapas XGM y XPM, utilizando un SOA Kamelian OPA-20-N-C-FA en la etapa de modulación de ganancia cruzada y las estructuras MZI Alcatel 1902-ICM y MZI-HHI en la de modulación de fase cruzada.

El SOA utilizado en la etapa XGM se ha polarizado con un valor de corriente de 250 mA. El resto de corrientes de polarización para la etapa XPM se pueden ver en la siguiente tabla:

Descripción	Valor de corriente [mA]
SOA-XGM	250
SOA-XPM I ₁	100
SOA-XPM I ₂	50
SOA-XPM I ₃	350
SOA-XPM I ₄	105
SOA-XPM I ₃ '	35
SOA-XPM I ₄ '	20

Tabla 4.3. Corrientes de polarización de esquema XGM/XPM cuando se utiliza el SOA Kamelian y MZI-Alcatel.

Atendiendo a la Figura 4.24, en el punto de medida (1) podemos obtener la señal del generador PRBS a la entrada del SOA. En la Figura 4.25(a), se muestra el diagrama de ojos correspondiente a la señal de entrada al módulo de conversión con una potencia media de 0.9 dBm, un factor Q de 17 y un ER de 12 dB. Como se aprecia, la calidad de la señal de entrada es excelente. La señal sonda a la entrada del SOA tiene una potencia de -6.5 dBm. La señal convertida presenta en el punto (2) una potencia media de 4.5 dBm, con un diagrama de ojos dado por la Figura 4.25(b). En este caso, se puede observar una fuerte degradación de la señal debido a la conversión XGM, tal y como se observó en los puntos anteriores. En la Figura 4.25(b), se ven claramente las diferencias en los niveles de potencia de los '1' convertidos debido a la lenta recuperación de la ganancia para niveles de potencia bajos ('0') de la señal de bombeo. De hecho, en este caso el factor Q cae a un valor de 3 y el ER a 7.7 dB.

A continuación, se inyecta la señal sonda a la entrada de la etapa XPM, cuya potencia en el punto (3) es de -2.1 dBm. La señal convertida en la etapa XGM es utilizada como señal de bombeo y a la que se aplica una atenuación hasta alcanzar un valor de -5.4 dBm como se puede observar en la Figura 4.25(c). Así pues, la señal a la salida de la etapa XGM se atenúa para ajustarla a los requisitos de entrada de potencia al módulo XPM, tal y como se vio en el estudio de la función de transferencia.

Finalmente, obtenemos la señal de salida después de la conversión XPM y el filtrado en el punto de medida (5), representada en la Figura 4.25(d). Al comparar con la etapa previa, podemos comprobar que la calidad de la señal mejora sensiblemente, al pasar el parámetro de referencia medido a un factor Q = 6 y un ER de 7 dB.

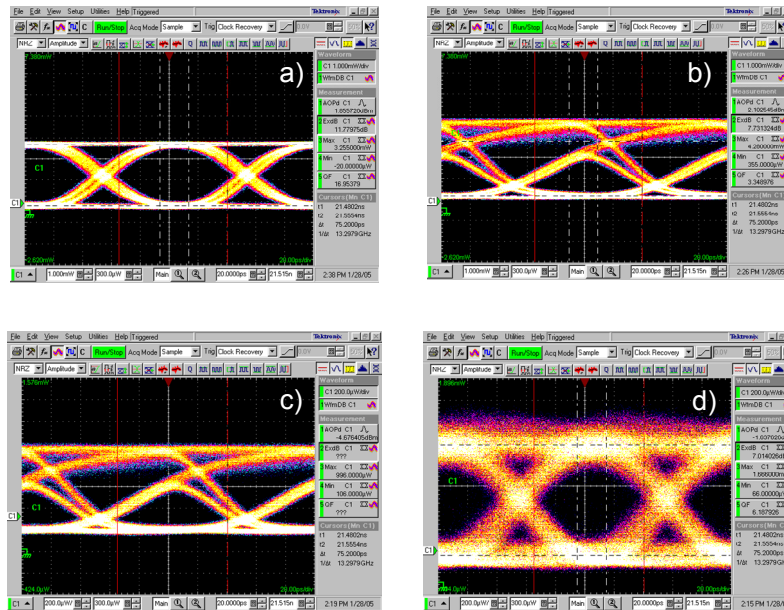


Figura 4.25. Diagramas de ojos correspondientes (a) la entrada de la señal PRBS de 10 Gbps en el punto de medida (1), (b) señal de salida después de conversión XGM y filtrado en el punto de medida (2), (c) señal a la salida de la etapa XGM atenuada para adecuarse al módulo XPM y (d) señal de salida después del conversión XPM y filtrado considerando el MZI-Alcatel.

El mismo experimento se lleva a cabo utilizando el otro dispositivo disponible para conversión mediante XPM, es decir, el MZI-SOA HHI. El esquema es el mismo que el mostrado en la Figura 4.24, con las mismas longitudes de onda de operación y las corrientes de polarización óptimas dadas por los apartados anteriores. Puesto que la primera etapa XGM es idéntica en ambos casos, en la Figura 4.26 se muestra la señal de bombeo y la señal convertida en la segunda etapa XPM. Se puede observar que para una señal de bombeo similar a la entrada de ambos tipos de estructuras MZI-SOA, representada en la Figura 4.26(a), en este caso la señal convertida y medida en el punto (5) muestra un factor de calidad ($Q=9$) y un radio de extinción ($ER= 8$ dB) con mejores resultados en este caso. Esto es debido a que el MZI-SOA de HHI es mucho más estable y fácilmente reconfigurable en lo que se refiere a su dependencia con las corrientes de polarización del sistema. Como se ha visto, el MZI-Alcatel posee más grados de libertad que hacen más difícil una optimización de la etapa de conversión.

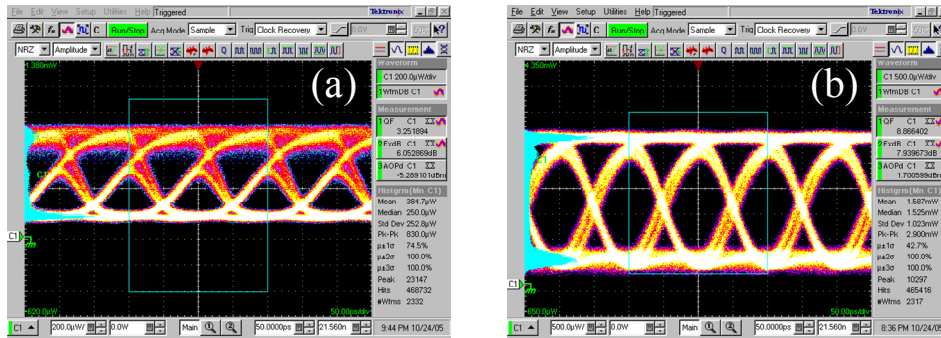


Figura 4.26. Diagramas de ojos correspondientes a la (a) señal a la salida de la etapa XGM atenuada para adecuarse al módulo XPM y (b) señal de salida después del conversión XPM y filtrado considerando el MZI-HHI.

En este punto, podemos afirmar que queda demostrado que el módulo de conversión permite realizar la conversión de onda de la señal de entrada con una calidad aceptable. El principal limitante de esta adaptación resulta ser la respuesta dinámica del módulo XGM. Así pues, el estudio de la integración de las dos etapas sugiere que la respuesta a la salida final de la etapa de conversión se deteriora debido a la lenta respuesta del SOA-XGM. Numerosos estudios demuestran que cierta desintonización del filtro situado a la salida del SOA-XGM respecto a la longitud de onda convertida mejora la calidad de la señal [54].

Así pues, con la intención de mejorar el proceso de conversión del esquema propuesto, a partir del montaje de la Figura 4.24 se realizó un estudio para establecer precisamente el efecto de la desintonización del filtro sobre nuestro módulo. Por simplicidad en el experimento, en lugar de desplazar la longitud de sintonización del filtro desplazamos la longitud de onda de emisión del láser $\lambda_{servicio}$, que constituye la señal sonda de entrada al módulo XGM. La diferencia entre la longitud de onda a la cual está centrado el filtro y la longitud de onda $\lambda_{servicio}$ se traduce en una variación de potencia de la señal en el punto (2). Para ajustar la potencia al rango adecuado para el módulo XPM utilizamos el atenuador variable.

En la Figura 4.27 se observa el efecto de la desintonización del filtro para el caso de utilizar el MZI-Alcatel en la etapa XPM. La Figura 4.27(a) muestra los diagramas de ojos a la salida de XGM en el punto de medida (2), cuando el filtro está centrado a la longitud de onda de servicio, como se muestra en la Figura 4.27(c). La función de transferencia del filtro se muestra en trazos discontinuos.

En la Figura 4.27(b) se muestra la mejora introducida por la desintonización del filtro a través del diagrama de ojos. Se observa una reducción, en gran medida, de la interferencia entre símbolos. Esto se debe a que el filtro desplazado en frecuencia convierte la modulación de frecuencia en modulación de amplitud [54]. En la figura Figura 4.27(d) se muestra el correspondiente espectro de la señal convertida en etapa XGM con un desplazamiento de la longitud de onda de 0.3 nm, donde se muestra además la función de transferencia del filtro en trazos discontinuos.

La señal procedente de la primera etapa, es introducida como señal de bombeo en la etapa XPM. Como el desplazamiento de estos 0.3 nm provoca una pérdida de potencia de 1.5 dBm, el atenuador emplazado entre el módulo XGM y el módulo XPM nos permite rectificar esta pérdida de potencia para ajustarla a la etapa XPM. En la Figura 4.27(e) observamos los diagramas de ojos a la salida cuando el filtro está sintonizado y en la Figura 4.27(f) cuando está desintonizado. Se puede observar el efecto que tiene la desintonización sobre la señal final en la mejora de la calidad de la señal XGM. El factor Q pasa de 6 dB (límite de calidad de recepción de una señal óptica) en la Figura 4.27(e) a 7 dB en la Figura 4.27(f) y la ER se incrementa de 8 dB a 9.3 dB al emplear esta técnica.

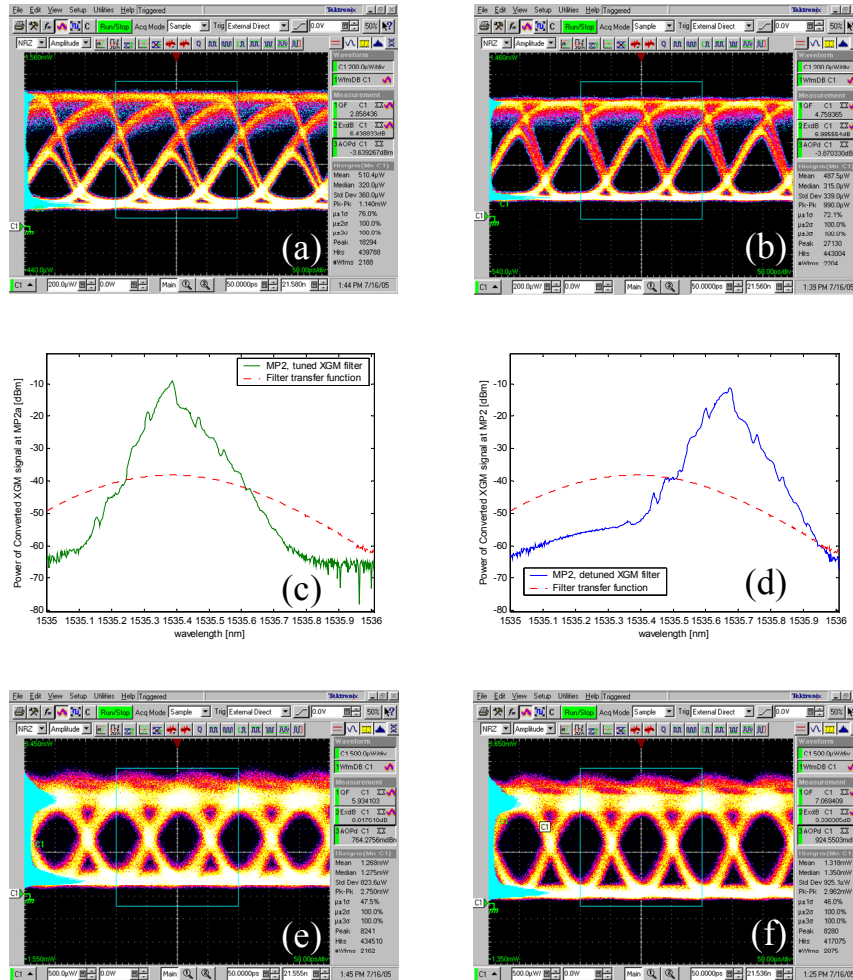


Figura 4.27. Desintonización del filtro en XGM considerando el MZI-Alcatel en segunda etapa XPM. Diagrama de ojos en el punto de medida (2) con (a) filtro sintonizado y (b) filtro desintonizado. Espectro de la señal convertida en el punto (2) con (c) filtro sintonizado y (d) desintonizado. Diagrama de ojos a la salida de la etapa XPM (e) con filtro sintonizado y (f) filtro desintonizado.

La Figura 4.28 muestra los resultados obtenidos cuando se utiliza el MZI-HHI en función de la sintonización de la longitud de servicio. La Figura 4.28(a) y Figura 4.28(b) representan los diagramas de ojos en el punto de medida (2) cuando el filtro está sintonizado y desintonizado, respectivamente. De forma análoga al caso anterior, en la Figura 4.28(c) y Figura 4.28(d) se muestran los diagramas de ojos tras la etapa XPM en el punto de medida 5, en el que se observa una mejora substancial en el proceso de conversión. En este caso, el factor Q pasa de un valor de 9 a 15 y el ER de 7.9 a 9.7 dB.

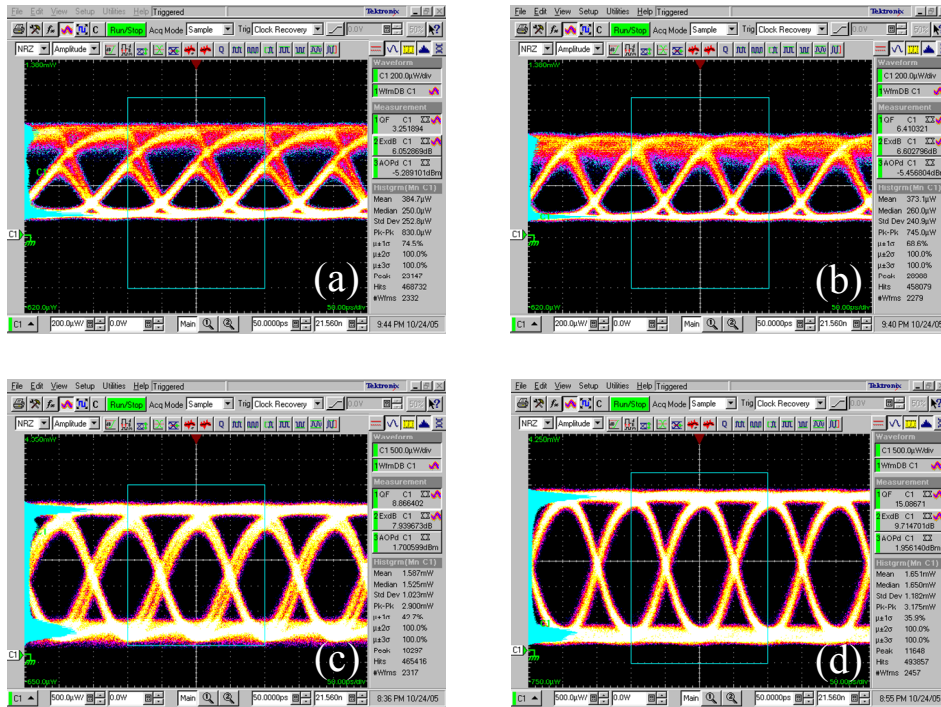


Figura 4.28. Desintonización del filtro en XGM considerando el MZI-HHI en segunda etapa XPM. Diagramas de ojos a la salida de XGM con (a) filtro sintonizado y (b) filtro desintonizado y diagrama de ojos a la salida de la etapa XPM con filtro (c) sintonizado y (d) desintonizado.

Finalmente, tanto para el ICM Alcatel como para el MZI-HHI se han realizado medidas experimentales donde la longitud de onda de servicio se varía, en pasos de 0.1 nm, hacia longitudes de onda mayores a partir de la situación de sintonización ($\lambda_{servicio} = 1535.82$ nm). El resultado del factor Q y el ER medidos a la salida de las dos etapas se muestra en la siguiente Figura 4.29. En ambos casos, se observa una mejora de la relación de extinción cuando se aumenta la desintonía de la longitud de onda de servicio con el máximo del filtro óptico. También, se obtiene un aumento del factor Q desde la posición inicial $\lambda_{servicio} = 1535.82$ nm hasta la longitud de onda de 1536.12 nm. A partir de esta desintonización de 0.3 nm, el factor Q comienza a disminuir. Por tanto, el límite se establece a la longitud de onda $\lambda_{servicio} = 1536.12$ nm, al alcanzarse el mínimo de potencia posible para adaptarse a la etapa XPM con

el nivel de potencia óptica necesaria. Por último, se puede observar de nuevo cómo el módulo de conversión es más eficiente al incorporar el módulo MZI-HHI. La degradación que introduce el SOA en la etapa XGM es demasiado alta para que el MZI-Alcatel pueda regenerar la señal con tanta eficiencia. De hecho, los efectos de desintonización son menos notables con el MZI-Alcatel que con el MZI-HHI.

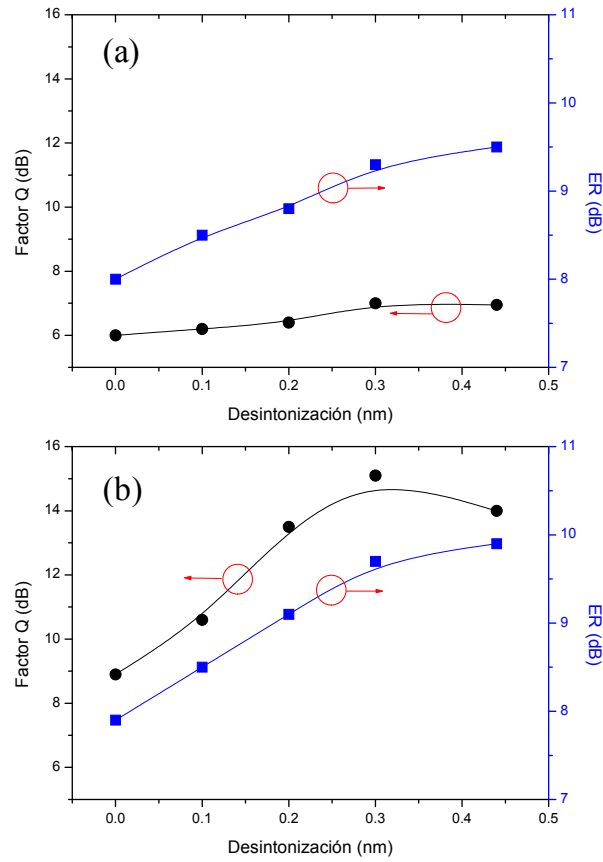


Figura 4.29. Factor Q y relación de extinción a la salida de la etapa de conversión según la desintonización del filtro XGM utilizando (a) el MZI-Alcatel y (b) MZI-HHI en la etapa XGM.

Capítulo 5

Conclusiones y líneas abiertas

5.1. Conclusiones.

El objetivo principal de esta tesis doctoral ha sido el estudio y demostración de la aplicabilidad de los amplificadores ópticos de semiconductor para realizar filtros fotónicos de radiofrecuencia, en régimen de pequeña señal, y como módulo de encaminamiento mediante conversión de longitud de onda, en gran señal.

Así pues, en el capítulo 1 se ha presentado el rol del amplificador óptico de semiconductor en comunicaciones ópticas y sus propiedades, que hacen de él un dispositivo prácticamente antagónico al amplificador de fibra de erbio, debido principalmente a la no linealidad de la ganancia del SOA; mientras el EDFA se utiliza como amplificador de señales WDM gracias a su gran linealidad, el SOA presenta un gran atractivo en procesamiento de señal.

Para ello, en el capítulo 2 se han descrito de manera teórica los fenómenos físicos que se dan en el SOA, lo que nos ha permitido entender los eventuales fenómenos no deseados del SOA y las circunstancias en las que estos pueden ser importantes. Después se han abordado los modelos matemáticos, que permiten simular el comportamiento del SOA mediante ecuaciones diferenciales en gran señal. Estas ecuaciones se han particularizado al estudio de pequeña señal, aplicable al caso de querer utilizar el SOA como modulador o conversor. Así, hemos podido entender y predecir el comportamiento del SOA en los filtros implementados en el capítulo 3. Mediante estas ecuaciones, hemos demostrado la globalidad de los resultados obtenidos en la implementación de los filtros fotónicos realizados experimentalmente con un número determinado de longitudes de onda y cuyas conclusiones podemos generalizar a un número indeterminado de muestras. Finalmente, hemos presentado las ecuaciones que caracterizan el SOA MZI, y que nos han permitido comprender su funcionamiento y el de la utilización de sus puertos para obtener la señal convertida en fase o en oposición de fase respecto a la señal de bombeo.

En el capítulo 3 hemos demostrado la factibilidad de realizar filtros fotónicos de microondas con coeficientes negativos mediante SOAs que implementan conversión mediante XGM en primer lugar, y posteriormente XPM. En ambos casos hemos comparado los resultados experimentales con los de simulación y hemos estudiado aspectos de interés como el punto de máxima eficiencia de conversión, el ancho de banda del filtro y el chirp.

Para la configuración XGM la zona óptima de conversión de la sonda se consigue cuando la sonda y el bombeo tienen potencias ópticas de entradas iguales, y ello en ambas configuraciones, codireccional y contradiereccional. En el SOA MZI-XPM, la zona óptima depende de la corriente y potencia inyectadas, para las cuales se debe establecer la polarización del dispositivo mediante el estudio de su función de transferencia.

El ancho de banda experimental de la sonda es distinto en el caso codireccional y contradiereccional, tanto para XGM como para XPM, debido a que la longitud del SOA es lo bastante elevada como para que se aprecie la no uniformidad de la conversión en la configuración contradiereccional. Sin embargo, al introducir el carrete de fibra el ancho de banda en ambas configuraciones es similar, debido al chirp de la señal que actúa como límite del ancho de banda.

En XGM, se ha demostrado que para el caso codireccional el chirp de la señal de bombeo tiene distinto signo al de la sonda. Esto implica que el ancho de banda para la señal de bombeo y sonda al propagarse las señales por un elemento dispersivo es distinto. En XPM hemos visto que el signo del chirp de la señal convertida depende del puerto de salida utilizado para la señal convertida.

Además de las consideraciones del ancho de banda y chirp, se debe tener en cuenta que en el montaje codireccional es necesario utilizar un filtro óptico a la salida del SOA para separar ambas señales. En este caso las señales de bombeo y sonda han de tener obligatoriamente diferente longitud de onda, cosa que no ocurre en los sistemas contradiereccionales. Por otro lado, la relación señal a ruido en un esquema contradiereccional es menor que en el esquema codireccional y existe un retardo entre la señal de bombeo original y la sonda modulada en el esquema contradiereccional que se habrá de compensar mediante elementos de retardo.

Finalmente, mediante la implementación experimental y la comparación con las gráficas teóricas, se ha demostrado la realización de diversos filtros fotónicos con varios coeficientes positivos y negativos, obtenidos mediante inversión XGM en un SOA y XPM en SOAs en configuración interferométrica. Hemos logrado la sintonización con líneas de retardo, y hemos sido capaces de afinar esa sintonización añadiendo como elemento dispersivo un carrete fibra de distinta longitud. Además, hemos comprobado que podemos aumentar la banda rechazada o MSSR apodizando los coeficientes que conforman el filtro.

En el capítulo 4, se ha presentado el trabajo relativo al diseño y construcción de una etapa de conversión de longitud de onda y regeneración de una señal de datos a 10

Gbps, necesaria para la implementación de un nodo de una red basada en el paradigma de intercambio de etiquetas (*label swapping*), que se construyó en el laboratorio del grupo de comunicaciones ópticas y cuánticas de la UPV, en el seno del proyecto europeo LABELS. Ello se llevó a cabo mediante la implementación en cascada de dos etapas de conversión, XGM y XPM. La primera etapa fija la polarización y potencia de la señal convertida, a fin de prepararla para atacar de forma óptima la etapa XPM. Esto es necesario porque la calidad de la señal de salida del módulo XPM es mucho mejor que la proporcionada por el módulo XGM. Por otro lado, el dispositivo XPM es más sensible a la potencia media de la señal de entrada y a la polarización y la etapa XGM contribuye a minimizar estas dependencias.

En el estudio estático de conversión mediante XGM se vio que a menor potencia de sonda mayor relación de extinción y que ésta última aumenta con la potencia de bombeo. También se comprobó que la eficiencia de conversión depende del balance de potencias sonda-bombeo. En dinámica se comprobó que el aumentar la corriente y la potencia de sonda procuran una conversión más rápida, con lo que se disminuye la interferencia entre símbolos.

También se ha estudiado el funcionamiento del SOA-MZI, lo que permite su polarización óptima. El punto de trabajo varía al variar P_{cw} , I_2 , I_3 e I_4 en el Alcatel ICM 1902. Se han estudiado los rangos de corrientes que permiten un buen funcionamiento del dispositivo y cómo varía la respuesta, en estática y en dinámica, al variar estos valores. Se comprobó que la velocidad del dispositivo disminuye con la disminución de corriente. Además, el dispositivo es sensible a la polarización, por lo que el punto de interferencia depende de la polarización de la señal de entrada. El MZI-HHI posee una estructura simplificada respecto al primero, lo cual facilita los grados de libertad de polarización del dispositivo.

Tras estudiar cada una de las etapas por separado, se procedió a la implementación del módulo de conversión en longitud de onda formado por la cascada SOA-XGM y SOA-XPM y se comprobó la factibilidad del módulo. Sin embargo, debido a la limitación en ancho de banda del SOA-XGM, se introdujo la técnica de desplazamiento del filtro a la salida de éste. Esta técnica consigue filtrar parte del chirp generado en la señal convertida, con lo que la señal resultante a la salida del módulo de conversión mejora notablemente.

5.2. Líneas abiertas.

El trabajo realizado en esta tesis apunta una serie de posibles líneas de investigación futuras que se detallan a continuación.

En el ámbito de las aplicaciones analógicas:

- Estudiar la posibilidad de emplear amplificadores ópticos de semiconductor para la implementación de coeficientes complejos en filtros incoherentes (en la Tesis sólo hemos analizado la posibilidad de implementar coeficientes negativos)
- Considerar la posibilidad de aplicar amplificadores de puntos cuánticos en aplicaciones analógicas y más particularmente al campo del filtrado fotónico de señales de microondas y a la conversión analógica.

En el ámbito de las aplicaciones a la conversión de longitud de onda en aplicaciones de *label swapping*:

- Estudiar la viabilidad de integrar las dos etapas (*XGM* y *XPM*) junto con la etapa final de encaminamiento basada en un dispositivo AWG (*Arrayed Waveguide Grating*) en un único chip. En este caso la tecnología de semiconductor III-V parece ser la opción más apropiada.
- Estudiar la posibilidad de paralelizar la estructura de conversión *XGM+XPM* dentro del chip para poder acomodar dicha funcionalidad a varios canales WDM.
- Estudio de los amplificadores semiconductores de puntos cuánticos, en sistemas de conversión en longitud de onda. Ello implicaría desarrollar un modelo completo de propagación de campo eléctrico que convenientemente linearizado podría emplearse también en el contexto de las aplicaciones analógicas.

Referencias

- [1] J.-P. Hamaide, A. Bertaina, S. Bigo, and Y. Frignac, "High-Throughput WDM transmission", Lasers and Electro-Optics Society 2000 Annual Meeting, 13th Annual Meeting, pp. 476-477, 2000.
- [2] Seeds, A. J. and Williams, K. J, "Microwave Photonics", IEEE Journal of Lightwave Technology, **24**, pp. 4628-4641, 2006.
- [3] K.M.K.H. Leong, S.S. Murthy, N. Kaneda, Y. Qian, M.C. Wu, and T. Itoh, "Planar antennas for microwave photonics", International Topical Meeting on Microwave Photonics, pp. 219-222, 2001.
- [4] K. Jackson, S. Newton, B. Moslehi, M. Tur, C. Cutler, J. Goodman, and H. Shaw, "Optical fiber delay-line signal processing" IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, **33**, pp. 193-210, 1985.
- [5] J. Chou, Y. Han, B. Jalali, "Adaptive RF-Photonic Arbitrary Waveform Generator", IEEE Photonics Technology Letters, **15**, pp. 581- 583, 2003.
- [6] A. Carena, M.D. Vaughn, R. Gaudino, M. Shell, D.J. Blumenthal, "OPERA: an optical packet experimental routing architecture with label swapping capability," Journal of Lightwave Technology, **16**, pp.2135-2145, 1998.
- [7] H. C. Ji, K. J. Park, J. H. Lee, H. S. Chung, E. S. Son, K. H. Han, S. B. Jun, and Y. C. Chung "Optical performance monitoring techniques based on pilot tones for WDM network applications", Journal of optical networking, **3**, pp. 510-533, 2004.
- [8] C.A. Chan; M. Attygalle, A. Nirmalathas, "Generation and Separation of Closely Separated Dual Baseband Channels for Provisioning of Independent Services in WDM-PON," IEEE Photonics Technology Letters, **19**, pp.1215-1217, 2007.
- [9] T. Durhuus, B. Mikkelsen, C. Joergensen, S. Lykke Danielsen, and K.E. Stubkjaer, "All-optical wavelength conversion by semiconductor optical amplifiers," IEEE Journal of Lightwave Technology, **14**, pp. 942-954, 1996.

- [10] A. Ehrhardt, M. Eiselt, G. Grossopf, L. Kuller, R. Ludwig, W. Pieper, R. Schnabel, and H.G. Weber, "Semiconductor laser amplifier as optical switching gate," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, **11**, pp. 1287-1295, 1993.
- [11] M.W.K. Mak, H.K. Tsang, and H.F. Liu, "Wavelength-tunable 40 GHz pulse train generation using 10 GHz gain-switched fabry-perot laser and semiconductor optical amplifier," *IEEE Electronics Letters*, **36**, pp. 1580-1581, 2000.
- [12] O. Kamatani and S. Kawanishi, "Prescaled timing extraction from 400 Gb/s optical signal using a phase lock loop based on four-wave-mixing in a laser diode amplifier", *IEEE Photonics Technology Letters*, **8**, pp. 1094-1096, 1996.
- [13] H. Jae Lee, H. Geun Kim, J. Yon Choi, and H. Kyu Lee, "All-optical clock recovery from NRZ data with simple NRZ-to-PRZ converter based on self phase modulation of semiconductor optical amplifier," *IEEE Electronics Letters*, **35**, pp. 989-990, 1999.
- [14] M. Gustavsson, A. Karlsson, and L. Thylen, "Traveling wave semiconductor laser amplifier detectors," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, **8**, pp. 610-617, 1990.
- [15] J. Capmany, B. Ortega, and D. Pastor, "A Tutorial on Microwave Photonic Filters," *Journal of Lightwave Technology*, **24**, pp.201-229, 2006.
- [16] S. Sales, J. Capmany, J. Marti, D. Pastor, "Experimental demonstration of fibre-optic delay line filters with negative coefficients", *IEEE Electronics Letters*, **31**, pp. 1095-1096, 1995.
- [17] E.H.W. Chan, R.A. Minasian, "Novel all-optical RF notch filters with equivalent negative tap response", *IEEE Photonics Technology Letters*, **16**, pp. 1370-1372, 2004.
- [18] F. Coppinger, S. Yegnanarayanan, P.D. Trinh, B. Jalali, "All-optical RF filter using amplitude inversion in a semiconductor optical amplifier," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **45**, pp.1473-1477, 1997.

- [19] D.J. Blumenthal, B.-E. Olsson, G. Rossi, T.E. Dimmick, L. Rau, M. Masanovic, O. Lavrova, R. Doshi, O. Jerphagnon, J.E. Bowers, V. Kaman, L.A. Coldren, and J. Barton, "All-optical label swapping networks and technologies," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, **18**, pp. 2058-2075, 2000.
- [20] Z. Zhu, V.J. Hernandez, M. Yong Jeon, J. Cao, Z. Pan, and S.J.B. Yoo, "RF photonic signal processing in subcarrier multiplexed optical-label switching communication systems," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, **21**, pp. 3155-3166, 2003.
- [21] M. Yong Jeon, Z. Pan, J. Cao, Y. Bansal, J. Taylor, Z. Wang, V. Akella, K. Okamoto, S. Kamei, J. Pan, and S.J.B. Yoo, "Demonstration of all-optical packet switching routers with optical label swapping and 2 π regeneration for scalable optical label switching network applications," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, **21**, pp. 2723-2733, 2003.
- [22] Michael J. Connelly, "Semiconductor Optical Amplifier", Kluwer Academic Publishers, 2000.
- [23] T. Akiyama, K. Kawaguchi, M. Sugawara, M. Ekawa, H. Ebe, and Y. Arakawa, "Quantum-dot semiconductor optical amplifiers", *Proceedings of the IEEE*, pp.1757-1766, 2007.
- [24] Z. Li, J. Moerk, J.M. Vazquez, G.D. Khoe, H.J.S. Dorren, and D. Lenstra. "Carrier heating from holes in the valence band in a bulk soa," *Proc. IEEE Lasers & Electro-Optics Society*, pp. 50-51, 2006.
- [25] G.P. Agrawal and N.A. Olsson, "Self-phase modulation and spectral broadening of optical pulses in semiconductor laser amplifiers," *IEEE Journal of Quantum Electronics*, **25**, pp. 2297-2306, 1989.
- [26] N. Storkfelt, B. Mikkelsen, D.S. Olesen, M. Yamaguchi, K.E. Stubkjaer, "Measurement of carrier lifetime and linewidth enhancement factor for 1.5 μm ridge-waveguide laser amplifier," *IEEE Photonics Technology Letters*, **3**, pp.632-634, 1991.
- [27] T. Durhuus, B. Mikkelsen, and K.E. Stubkjaer, "Detailed dynamic model for semiconductor optical amplifiers and their crosstalk and

- intermodulation distortion,” IEEE Journal of Lightwave Technology, **8**, pp.1056-1065, 1992.
- [28]H. Lee, H. Yoon, Y. Kim, and J. Jeong, “Theoretical study of frequency chirping and extinction ratio of wavelength-converted optical signals by xgm and xpm using soa's,” IEEE Journal of Quantum Electronics, **8**, pp.1213-1219, 1999.
- [29]J. Mork, A. Mecozzi, and G. Eisenstein, “The modulation response of a semiconductor laser amplifier”, IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, **5**, pp. 851-860, 1999.
- [30]K. Obermann, S. Kindt, D. Breuer, and K. Petermann, “Performance analysis of wavelength converters based on cross-gain modulation in semiconductor-optical amplifiers,” IEEE Journal of Lightwave Technology, **16**, pp.78-85, 1998.
- [31]L. Occhi, “Semiconductor Optical Amplifier made of Ridge Waveguide Bulk In-GaAsP/InP: Experimental Characterisation and Numerical Modelling of Gain, Phase and Noise”, Tesis doctoral, Eidgenössische Technische Hochschule Zürich, 2002.
- [32]A. Mecozzi, “Small-signal theory of wavelength converters based on cross-gain modulation in semiconductor optical amplifiers,” IEEE Photonics Technology Letters, **8**, pp. 1471-1473, 1996.
- [33]M.L. Masanovic, V. Lal, J.S. Barton, E.J. Skogen, L.A. Coldren, and D.J. Blumenthal, “Monolithically integrated mach-zehnder interferometer wavelength converter and widely tunable laser in InP”, IEEE Photonics Technology Letters, **15**, pp.1117-1119, 2003.
- [34]M.D. Manzanedo, S. Sales, and J. Capmany, “All-optical updating of subcarrier encoded packet headers using semiconductor optical amplifiers”, II Summer School e-Photon/ONe: Optical switching technologies, Pisa, Italy, 2005.
- [35]S.J.B. Yoo, “Wavelength conversion technologies for WDM network applications,” IEEE Journal of Lightwave Technology, **14**, pp. 955-966, 1996.

- [36] A. Carena, M.D. Vaughn, R. Gaudino, M. Shell, and D.J. Blumenthal, "Opera: an optical packet experimental routing architecture with label swapping capability", *IEEE Journal of Lightwave Technology*, **16**, pp. 2135-2145, 1998.
- [37] W. Shieh and A.E. Willner, "Optimal conditions for high-speed all-optical soa based wavelength shifting. *IEEE Photonics Technology Letters*", **7**, pp. 1273-1275, 1995.
- [38] J. Mora, A. Martinez, M.D. Manzanedo, J. Capmany, B. Ortega, and D. Pastor, "Microwave photonic filters with arbitrary positive and negative coefficients using multiple phase inversion in SOA based XGM wavelength converter", *IEEE Electronics Letters*, **41**, pp. 53-54, 2005.
- [39] A. E. Willner and W. Shieh, "Optimal spectral and power parameters for all optical wavelength shifting: single stage, fanout, and cascability," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, **13**, pp. 771-781, 1995.
- [40] M.H. Hu, M.H. Hu, C. Caneau, X. Liu, N. Nishiyama, H.K. Nguyen, H. Leblanc, N. Visovsky, and C.-E. Zah, "Measurement of intrinsic dynamics of SOA using outband optical modulation", *Electronics Letters*, **40**, pp. 758-759, 2004.
- [41] D. Nasset, T. Kelly, and D. Marcenac, "All-optical wavelength conversion using SOA nonlinearities," *IEEE Communications Magazine*, **36**, pp. 56-61, 1998.
- [42] C. Joergensen, S.L. Danielsen, K.E. Stubkjaer, M. Schilling, K. Daub, P. Doussiere, F. Pommerau, P.B. Hansen, H.N. Poulsen, A. Kloch, M. Vaa, B. Mikkelsen, E. Lach, G. Laube, W. Idler, and K. Wunstel, "All-optical wavelength conversion at bit rates above 10 Gb/s using semiconductor optical amplifiers," *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, **3**, pp. 1168-1180, 1997.
- [43] F. Devaux, Y. Sorel, and J.F. Kerdiles, "Simple measurement of fiber dispersion and of chirp parameter of intensity modulated light emitter. *IEEE Journal of Lightwave Technology*, **11**, pp. 1937-1940, 1993.
- [44] F. Koyama and K. Iga, "Frequency chirping in external modulators," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, **6**, pp. 87-93, 1988.

- [45] F. Ramos and J. Marti, "Frequency transfer function of dispersive and nonlinear single-mode optical fibers in microwave optical systems," *IEEE Photonics Technology Letters*, **12**, pp. 549-551, 2000.
- [46] G. Puerto, *Redes de conmutación de paquetes ópticos basadas en el intercambio de etiquetas multiplexadas por subportadora*, Tesis doctoral, Valencia, Universitat Politècnica de València, 2007.
- [47] A. Martinez, *Estructuras de generación, reescritura y detección de paquetes ópticos con tecnología de multiplexación por subportadora de etiqueta basadas en moduladores electro-ópticos y redes de difracción de Bragg*, Tesis doctoral, Valencia, Universitat Politècnica de València, 2012.
- [48] Y. Suzuki and H. Toba, "Recent research and development of all optical wavelength conversion devices," *NTT Technical Review*, **1**, pp. 26-31, 2003.
- [49] A.J. Poustie, R.J. Manning, A.E. Kelly and K.J. Blow, "Wavelength dependence of switching contrast ratio of semiconductor optical amplifier-based nonlinear loop mirror," *Electronics Letters*, **34**, pp. 916-918, 1998.
- [50] V. L. Xu, I. Glesk and P.R. Prucnal, "All-optical wavelength conversion using SOA at nearly symmetric position in a fiber-based sagnac interferometric loop," *IEEE Photonics Technology Letters*, **16**, pp. 539-541, 2004.
- [51] D. Wolfson B. Dagens A. Coquelin I. Guillemot F. Gaborit F. Poingt M. Renaud T. Fjelde, A. Kloch, "Novel scheme for simple label-swapping employing xor logic in an integrated interferometric wavelength converter," *IEEE Photonics Technology Letters*, **13**, pp. 750-752, 2001.
- [52] T. Fjelde C. Janz B. Dagens D. Wolfson, A. Kloch and M. Renaud, "40-Gb/s all optical wavelength conversion, regeneration, and demultiplexing in a SOA-based all-active mach-zehnder interferometer," *IEEE Photonics Technology Letters*, **12**, pp. 332-334, 2000.
- [53] D. Wolfson, T. Fjelde, K. Stubkjaer, A. Kloch, P. Bukhave, "Wavelength converters," *IEICE Trans. Commun.*, **8**, pp. 1209-1220, 1999.

- [54] H.Y. Yu, D. Mahgerefteh, P. S. Cho, and J. Goldhar, "Optimization of the frequency response of a semiconductor optical amplifier wavelength converter using a fiber bragg grating," **17**, pp. 308-315, 1999.

Apéndice A

Publicaciones científicas del autor

A.1. Artículos en revistas científicas

J. Mora, A. Martínez, **M. D. Manzanedo**, J. Capmany, B. Ortega, D. Pastor, “Microwave photonic filters with arbitrary positive and negative coefficients using multiple phase inversion in soa based xgm wavelength converter”, *IEE Electronics Letters*, **42**, 53-54, 2005.

J. Mora, S. Sales, **M. D. Manzanedo**, R. García-Olcina, J. Capmany, B. Ortega, and D. Pastor, “Continuous Tuning of Photonic Transversal Filter Based on the Modification of Tapped Weights”, *IEEE Photonics Technology Letters*, **18**, 1594-1597, 2006.

G. Puerto, B. Ortega, A. Martínez, D. Pastor, **M. D. Manzanedo**, J. Capmany, “Scalability of 10 Gbit/s SCM optical label swapping networks featuring 2R multistage intra-node regeneration”, *IEE Electronics Letters*, **42**, 59-60, 2006.

G. Puerto, B. Ortega, **M. D. Manzanedo**, A. Martínez, D. Pastor, J. Capmany, and G. Kovacs, “Dimensioning of 10 Gbit/s all-optical packet switched networks based on optical label swapping routers with multistage 2R regeneration”, *Optics Express* **14**, 10298-10306, 2006.

G. Puerto, B. Ortega, **M. D. Manzanedo**, A. Martínez, D. Pastor, J. Capmany, “Payload-Label Tolerance in Subcarrier Multiplexing Optical Label Switching Routers”, *IEEE Photonics Technology Letters*, **19**, 13, 984-986, 2007.

G. Puerto, B. Ortega, A. Martínez, **M. D. Manzanedo**, D. Pastor, J. Capmany, G. Kovacs, T. Bánky and T. Bercei, “Investigation on the Signal Misalignment in Subcarrier Multiplexed Optical Label Swapping Routers: An Experimental Verification”, *J. Lightwave Technologies* **25**, 1854-1860, 2007.

M. D. Manzanedo, J. Mora, J. Capmany “Continuously Tunable Microwave Photonic Filter With Negative Coefficients Using Cross-Phase Modulation in an SOA-MZ Interferometer”, *IEEE Photonics Technology Letters*, **20**, 526-528, 2008.

G. Kovács, G. Puerto, T. Bánky, A. Martínez, M. Csörnyei, **M. D. Manzanedo**, D. Pastor, B. Ortega, T. Bercei, J. Capmany, “Subcarrier Multiplexed Optical Label Swapping Networks”, *IET Optoelectronics*, **4**, 235-246, 2010.

A.2. Contribuciones en conferencias nacionales e internacionales

A. Martínez, G. Puerto, **M. D. Manzanedo**, J. Capmany, D. Pastor, B. Ortega and S. Sales. “IST LABELS Project. Recent Advances on Optical Label Swapping Techniques,” 4^a Reunión Española de Optoelectrónica, Elche 2005.

J. Mora, A. Martínez, **M. D. Manzanedo**, J. Capmany, B. Ortega, D. Pastor, “Microwave Photonic Filters with arbitrary number of positive and negative coefficients using multiple phase inversion in a SOA based XGM wavelength converter”, International Topical Meeting on Microwave Photonics, 2005. MWP '05, Seúl, Corea.

M. D. Manzanedo, J. Mora, B. Ortega, J. Capmany, “Tunable all-optical microwave filter using Cross-Phase Modulation in Semiconductor Optical Amplifier Mach-Zehnder interferometer”, International Topical Meeting on Microwave Photonics, 2006. MWP '06, Grenoble, Francia.

S. Sales, J. Mora, **M. D. Manzanedo**, R. Garcia-Olcina, J. Capmany, B. Ortega, D. Pastor, “Experimental demonstration of the continuous tuning of microwave photonic filters by sinusoidal modulation of the filter coefficients”, Optical Fiber Communication Conference, OFC 2006, Anaheim, Estados Unidos.

A. Martínez, **M. Manzanedo**, G. Puerto, D. Pastor, B. Ortega, J. Capmany, T. Banky, G. Kovacs, T. Berceci, M.K. Popov, P-Y. Fonjallaz, “Recent advances on Optical Label Swapping techniques: An approach to the final results of IST-LABELS project,” 8th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON 2006), Nottingham, Reino Unido.

G. Puerto, B. Ortega, **M. D. Manzanedo**, A. Martínez, D. Pastor, J. Capmany. “Experimental Investigations on the Node Cascadability in SCM Optical Label Swapping Networks,” European Conference on Optical Communications (ECOC 2006), Cannes, France.

G. Puerto, B. Ortega, **M. D. Manzanedo**, A. Martínez, D. Pastor, J. Capmany, “High Performance SCM Optical Packet Switching Router for Optical Circuit, Burst and Variable Length Packet Processing,” European Conference on Optical Communications (ECOC 2007), Berlín, Alemania.

G. Puerto, B. Ortega, A. Martínez, **M. D. Manzanedo**, D. Pastor, J. Capmany, “Comprobación experimental de un nodo de conmutación de paquetes ópticos para la siguiente generación de redes de Internet,” 5^a reunión española de Optoelectrónica, Bilbao, 2007.

G. Puerto, B. Ortega, A. Martínez, **M. D. Manzanedo**, D. Pastor, J. Capmany, “Nodo de conmutación de paquetes para Internet óptica,” XXII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio URSI. Tenerife 2007.

G. Puerto, B. Ortega, A. Martínez, **M. D. Manzanedo**, D. Pastor, J. Capmany, “Diseño y comprobación experimental de un nodo de conmutación de paquetes ópticos para la siguiente generación de Internet,” XVII Jornadas Telecom I+D, Valencia, 2007.

R. Brenot, **M. D. Manzanedo**, J.-G. Provost, O. Legouezigou, F. Pommereau, F. Poingt, L. Legouezigou, E. Derouin, O. Drisse, B. Rousseau, F. Martin, F. Lelarge, G.-H. Duan, “Chirp reduction in quantum dot-like semiconductor optical amplifiers,” European Conference on Optical Communications, Berlin, Germany, p. We 8.6.6., 2007.

G. Kovács, T. Bercei, J. Capmany, B. Ortega, D. Pastor, A. Martinez, G. Puerto, T. Bánky, M. Csörnyei, **M. Manzanedo**, “New Label Processing for Routing Optical Packets,” International Microwave Symposium IMS2008, Atlanta, Georgia. Junio 15-20, 2008.

