

Mezclado en frecuencia de señales en la banda de milimétricas mediante una arquitectura EAM-SOA

Autor: Jesús Palací López

Director: Javier Herrera Llorente

Codirector: Javier Martí Sendra

Resumen — Una de las principales aplicaciones de los sistemas radio sobre fibra se encuentra en la implementación de redes de distribución de señal capaces de proporcionar acceso inalámbrico de banda ancha. Por otra parte, y debido al aumento de la velocidad de transmisión requerida por los usuarios, se tiende a trabajar en frecuencias cada vez más elevadas con el fin de poder explotar grandes anchos de banda.

En esta tesina se propondrá un esquema óptico de subida en frecuencia de señales basado en una arquitectura EAM-SOA. Lo primero que se hará será ubicar el trabajo desarrollado dentro de los sistemas radio-fibra mediante una breve introducción. Más tarde se propondrá la arquitectura y se demostrará experimentalmente su funcionamiento. También se analizarán sus prestaciones y se modelará matemáticamente la arquitectura para poder corroborar lo obtenido en laboratorio.

El trabajo contenido en esta tesina ha sido desarrollado en el Centro de Tecnología Nanofotónica, Universidad Politécnica de Valencia.

Abstract — Radio-over-fiber systems have been proposed and demonstrated during the past decades as distribution networks for Broadband Wireless Access. The continuous increase in bandwidth demand, has focused a lot of efforts in the development of systems operating at high-frequency carriers in the millimeter-wave (mm-wave) band, in order to exploit the wide available spectrum for higher bit-rates, as well as the attenuation effects to increase the cellular reutilization of frequencies.

In this master thesis an optical scheme for frequency up-conversion at micro-wave and millimeter-wave bands based on an EAM-SOA architecture is proposed and demonstrated. A design of its operation parameters is carried out, and its performance evaluated.

This master thesis has been supported by the Nanophotonics Technology Center, Universidad Politécnica de Valencia.

Autor: Jesús Palací López, email: jespalpe@ntc.upv.es

Director: Javier Herrera Llorente, email: jaherllo@ntc.upv.es

Codirector: Javier Martí Sendra, email: jmarti@ntc.upv.es

Fecha de entrega: 16-09-2009

ÍNDICE

I. Sistemas radio sobre fibra	3
II. Generación óptica de señales de microondas/milimétricas	6
II.1. Generación de tonos	6
II.2. Generación y mezclado armónicos.....	7
II.3. Arquitecturas basadas en SOA	10
II.3.1. XGM.....	10
II.3.2. XPM.....	12
II.3.3. FWM.....	14
II.3.4. Rotación de la polarización.....	15
II.3.5. Arquitectura basada en EAM y SOA.....	17
III. Arquitectura propuesta basada en EAM-SOA	19
III.1. Esquema propuesto	19
III.2. Análisis matemático	21
III.2.1. Modelo del SOA.....	21
III.2.2. Desarrollo matemático	24
III.2.3. Eficiencia de conversión del sistema.....	29
III.3. Resultados experimentales	30
IV. Conclusiones y líneas futuras	39
Agradecimientos	40
Referencias	40
Anexos	40

I. SISTEMAS RADIO SOBRE FIBRA

Puesto que el trabajo desarrollado presenta puede incluirse dentro de las tecnologías radio-fibra, se introducirán brevemente las características de este tipo de sistemas. Para establecer lo que se entiende por sistemas radio sobre fibra será necesario definir un sistema radio genérico, y a partir de él se verán las ventajas que ofrecen sobre estos últimos.

Se entiende por sistema radio aquél en el que la información es transportada entre los extremos del enlace mediante su radiación a través de un medio abierto. Para transmitir/recibir la energía electromagnética se emplean antenas capaces de radiar/captar dicha energía. Estos sistemas tienen un extenso rango de aplicaciones, que van desde las comunicaciones móviles hasta el radar o las comunicaciones por satélite.

Una de las grandes ventajas de los sistemas radiados es que pueden utilizarse para difusión (idéntica información viaja del mismo origen a múltiples receptores) sin necesidad de instalar un medio físico como podría ser el cable o la fibra óptica. La principal desventaja consiste en el limitado tamaño del espectro radioeléctrico, que debe compartirse por los distintos servicios que se proporcionen y por lo tanto es más escaso que en medios guiados.

El avance tecnológico que se ha producido, sobre todo en los últimos años, ha llevado a que el número de servicios requeridos por los usuarios sea considerable. Esto ha ocurrido también con los servicios inalámbricos, que cada vez son más y de mayor ancho de banda. De esta manera surge la necesidad de transmitir grandes cantidades de información en el menor ancho de banda posible, y a altas frecuencias a menudo situadas en las bandas de microondas y milimétricas.

A la hora de llevar a la práctica un sistema de tales características únicamente mediante componentes electrónicos se encuentran una serie de dificultades. El limitado ancho de banda de dichos dispositivos, el elevado coste al aumentar su frecuencia de funcionamiento y un alto consumo energético son algunos ejemplos de los inconvenientes que plantea el empleo de esta tecnología. Sin embargo esto puede evitarse si el procesado de la señal se realiza en el dominio óptico. Los sistemas de comunicaciones ópticas tienen propiedades interesantes tales como ancho de banda prácticamente ilimitado, reducido consumo, menor coste a frecuencias elevadas y potencial para la integración. Es por ello que surgen los sistemas radio sobre fibra, en los que el medio de transmisión sigue siendo un enlace radio mientras que el procesado se lleva a cabo en el dominio óptico, simplificando el sistema e incluso proporcionando prestaciones difícilmente alcanzables únicamente mediante electrónica.

Es de esta manera como los sistemas radio-fibra suponen una buena alternativa a los sistemas radio convencionales. El esquema genérico de su arquitectura se muestra en la Fig. 1.

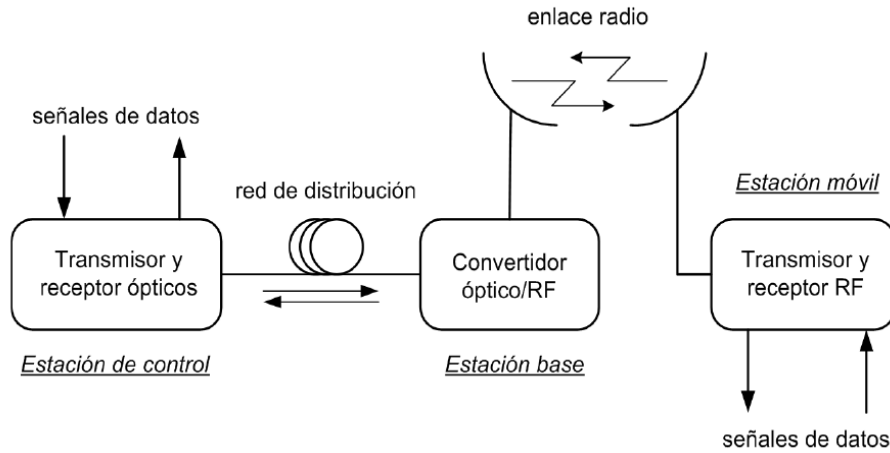


Fig.1. Esquema genérico de un sistema radio sobre fibra.

En la figura anterior se muestran tres partes claramente diferenciadas:

1. **Estación de control:** es uno de los dos extremos entre los que se intercambia la información. Normalmente es un emplazamiento fijo en el que se introducen los datos cuyo destino es la estación móvil, así como se reciben los provenientes de esta última. Esta estación se conecta con un determinado número de estaciones base mediante una red de distribución basada en fibra óptica. Será necesario también un convertidor E/O que actúe como fuente óptica en transmisión y como fotorreceptor en recepción.
2. **Estación base:** su principal propósito es transmitir/recibir los datos intercambiados vía radio. Suelen ser mucho más numerosas que las estaciones de control, al ser los distintos emplazamientos desde los que se establece la comunicación con las distintas estaciones móviles. Al trabajar en ambos dominios (eléctrico y óptico) también requiere de un convertidor O/E.
3. **Estación móvil:** consiste en el dispositivo a través del cual el usuario recibe el servicio. Este terminal mantiene una conexión con la estación base, que puede ser unidireccional o bidireccional según el servicio. Esta estación puede trabajar en el dominio eléctrico o en ambos, según sean sus requerimientos tecnológicos.

De los elementos descritos el de mayor coste (tecnológico y económico) es la estación de control, ya que debe ser capaz de controlar el flujo de datos, insertarlos y extraerlos, conmutarlos e incluso direccionarlos entre las diferentes estaciones base. Además deberá encargarse de modular los datos, por lo que requerirá de elementos costosos tales como osciladores locales de alta frecuencia, moduladores ópticos, etc. Por otra parte las estaciones base deberán tener un coste más reducido debido a su elevado número, necesario para proporcionar la cobertura necesaria. De la misma manera, la estación móvil también deberá ser lo más sencilla/económica posible.

Como se puede apreciar el sistema descrito es básicamente un sistema radio con la única excepción de que el procesado y distribución de la señal se realizan en el dominio óptico. Es decir que proporciona una cierta sinergia entre las áreas de radio y óptica.

Las aplicaciones de este tipo de sistemas, como ya se ha comentado, son numerosas. Pueden dividirse en cuatro grandes grupos: distribución de señal, conformado de haz en agrupaciones de antenas, procesado de la señal y generación de señales de microondas/milimétricas. Puesto que el trabajo desarrollado en esta tesina se centra en la subida en frecuencia de señales, será en la última de las aplicaciones comentadas en la que se centrará el siguiente apartado.

II. GENERACIÓN ÓPTICA DE SEÑALES DE MICROONDAS/MILIMÉTRICAS

Debido a la tendencia de emplear portadoras de frecuencia cada vez más elevada en la transmisión inalámbrica de información, surge un reto a la hora de generarlas, así como de mejorar sus prestaciones: bajo ruido, elevada potencia, alto factor de calidad, etc.

Como alternativa a la generación eléctrica, difícil y compleja a frecuencias elevadas, se propone tanto la generación óptica de osciladores locales como la subida/bajada en frecuencia de señales moduladas (datos). Las innumerables arquitecturas que han sido propuestas con este propósito comparten un objetivo común: reducir la complejidad y conseguir mayores prestaciones que su equivalente eléctrico.

Uno de los puntos fuertes de la generación óptica es la posibilidad de centralización de los equipos de alta frecuencia en la estación de control, desde donde la señal puede derivar hacia las estaciones base sin sufrir apenas atenuación. Por otra parte, y dado el enorme ancho de banda disponible, es posible obtener señales por encima de los 100 GHz con relativa facilidad. De hecho la principal limitación en el rango de frecuencias que pueden ser generadas viene dada por el ancho de banda del conversor O/E.

Existen multitud de técnicas ópticas que permiten generar estas señales, pudiendo ser divididas en técnicas coherentes e incoherentes. Las primeras suelen tener mejores prestaciones en cuanto a ruido y ancho de línea, ya que tienen en cuenta la fase de la señal óptica durante el procesado, lo que no ocurre en el caso de técnicas incoherentes. A cambio el coste de implementación es más elevado.

A lo largo del capítulo se realiza una breve revisión del estado del arte en cuanto a generación de señales de microondas/milimétricas, con el fin de introducir más tarde la arquitectura propuesta en la tesina.

II.1. GENERACIÓN DE TONOS

Existen un gran número de arquitecturas que permiten generar tonos de alta frecuencia. Sin embargo, y debido a su sencillez, se analizará una arquitectura bastante simple basada en el mezclado coherente de dos fuentes láser. El procedimiento que se sigue consiste en combinar dos portadoras ópticas provenientes de dos láseres modulados en continua y que están situados en la estación de control. La señal se distribuye hasta las estaciones base, en donde es fotodetectada. En el proceso de fotodetección se produce un batido entre ambas portadoras, generándose un tono a la frecuencia diferencia. Cabe destacar que si uno de los láseres fuera sintonizable, también lo sería el tono generado. El esquema descrito viene ilustrado en la Fig. 2. Siguiendo el mismo procedimiento, es posible subir en frecuencia una señal de datos si previamente se ha modulado con ella una de las señales proveniente de los láseres, tal y como se muestra en la Fig. 3.

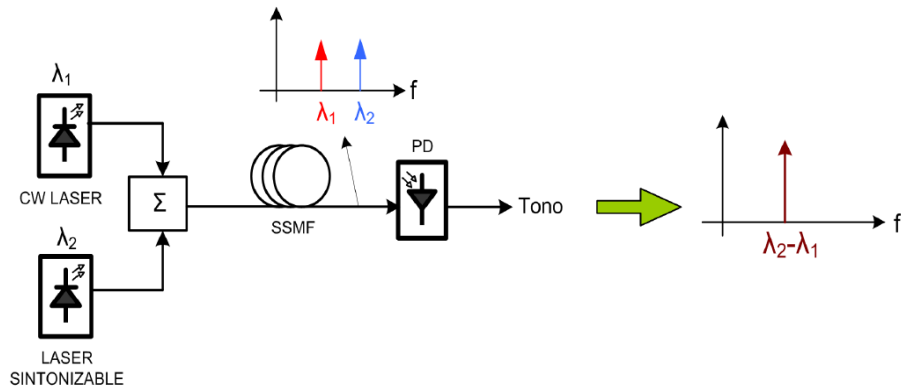


Fig.2. Generación de un tono de oscilador local de frecuencia sintonizable.

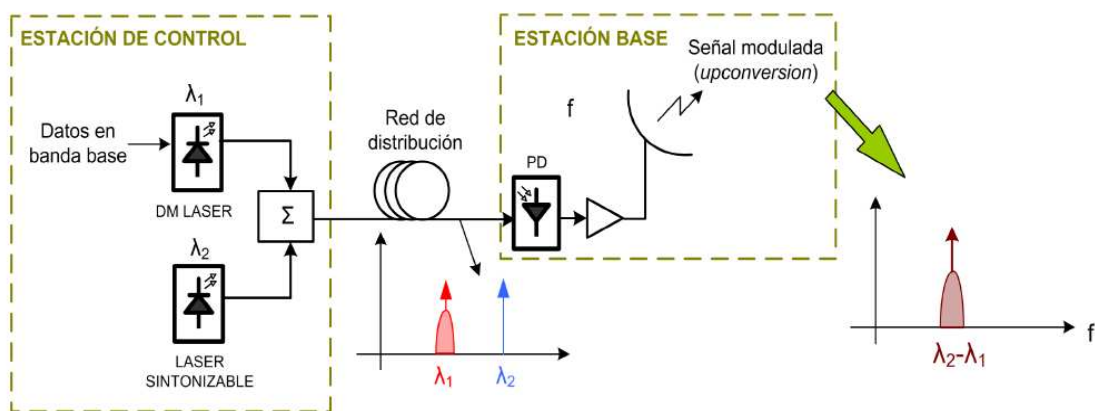


Fig.3. Subida en frecuencia de una señal en banda base.

En la figura anterior los datos han modulado directamente uno de los láseres, aunque si su tasa fuera muy elevada podría requerirse emplear modulación externa. Un detalle a tener en cuenta es que todo el proceso se lleva a cabo en la estación de control, de manera que la estación base consta únicamente de fotodetector, amplificador y antena. Indicar que aunque se ha representado el caso en que la señal se sube en frecuencia, para bajarla a banda base bastaría con modular uno de los tonos ópticos con la señal RF y sintonizar correctamente la diferencia entre las longitudes de onda.

II.2. GENERACIÓN Y MEZCLADO ARMÓNICOS

Una posibilidad interesante consiste en aprovechar las características propias de los moduladores ópticos para generar armónicos y mezclados armónicos de una cierta señal de oscilador local con los datos. Con ello se puede conseguir, por ejemplo y en el caso particular de un esquema cuadruplicador de frecuencia, elevar una señal de datos hasta 40 GHz empleando un oscilador local de solamente 10 GHz. Para ello será necesario aprovechar la no-linealidad inherente a los moduladores externos, ya sean electro-ópticos (EOM) o de electro-absorción (EAM).

Existen innumerables arquitecturas que elevan una señal de datos modulada en frecuencia intermedia (f_{FI}) hasta $N \cdot f_{OL} + f_{FI}$, siendo f_{OL} la frecuencia del oscilador local. Los valores que puede tomar N , sin embargo, dependerán del tipo de modulador con el que se trabaje. Si se trata de un EOM (i.e. un Mach-Zehnder) los armónicos generados (i.e. el valor de N) serán de orden par o impar según el punto de polarización en el que se trabaje. Si se modula en la zona más lineal (Quadratura Biasing) se tendrán armónicos de orden impar, mientras que en los puntos de mínima y máxima transmisión (MiTB y MaTB respectivamente) estos serán de orden par. En la Fig. 4 se incluye la función de transferencia de este tipo de moduladores, con los puntos de polarización más importantes representados sobre ella.

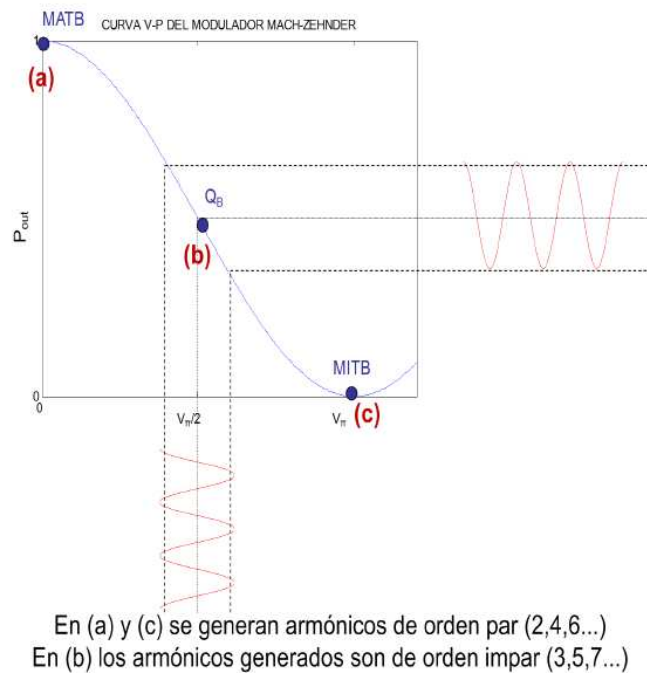


Fig.4. Puntos de polarización típicos del MZM y el orden de armónicos generados.

Si en lugar de emplear un EOM se utiliza un EAM entonces no será posible elegir los armónicos que se generen, ya que debido a la mayor no-linealidad del dispositivo causada por su función de transferencia exponencial se generarán de todos los órdenes. Sin embargo en la práctica se puede variar el punto de polarización en busca del óptimo para el término de interés.

En cuanto a las arquitecturas que permiten realizar este mezclado armónico, existen tres configuraciones básicas:

1. **Datos inyectados directamente a la fuente láser:** en este esquema los datos en frecuencia intermedia modulan directamente un láser. Debe tenerse en cuenta que dada la velocidad de respuesta del láser esta arquitectura es factible si f_{FI} no es muy elevada. La señal resultante se aplica al modulador, cuya polarización determinará los términos generados.

2. **Moduladores externos en cascada:** en este caso la modulación de los datos se lleva a cabo mediante un modulador externo. Este modulador deberá trabajar, generalmente, en su zona lineal con el fin de evitar que los datos sufran distorsión. El segundo modulador realiza la misma función que en la configuración anterior. Aunque se consumen más recursos con respecto a la anterior arquitectura, se evita la limitación en f_{IF} y ancho de banda de los datos.
3. **Señales moduladora y de oscilador local inyectadas a un solo modulador:** esta opción es la que menos recursos consume, aunque a cambio la polarización del modulador afecta por igual a datos y oscilador local. Es por esto que si se modula en cuadratura (armónicos impares) no habrá ningún problema, mientras que si el armónico de interés exige modular en MiTB o MaTB los datos sufrirán una gran distorsión, que deberá ser compensada de alguna manera

En la Fig. 5 se incluyen los esquemas de estas configuraciones en el mismo orden en que han sido comentados.

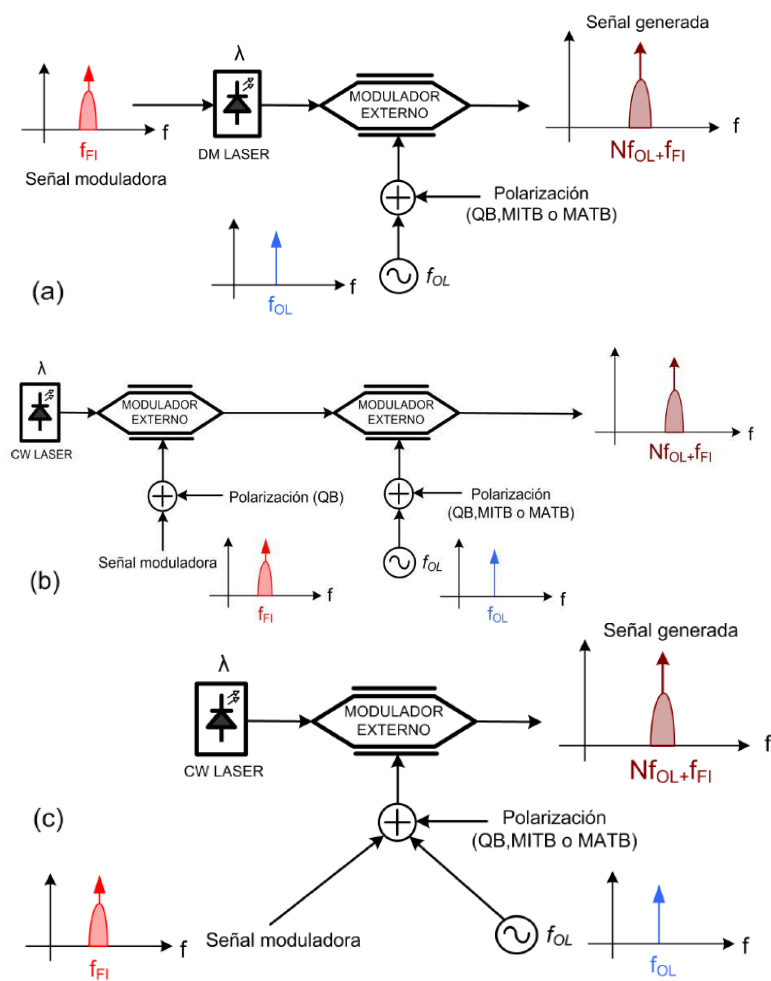


Fig.5. Generación y mezclado armónico de señales.

A pesar de que existen muchas más arquitecturas basadas en moduladores externos no se desarrollará más este tema. Simplemente destacar que mediante este método se pueden obtener señales de alta pureza espectral, cuyas prestaciones son comparables a las proporcionadas por las técnicas coherentes. Y aunque se han presentado esquemas para subir los datos en frecuencia, estos son fácilmente extrapolables a sistemas para bajada en frecuencia.

II.3. ARQUITECTURAS BASADAS EN SOA

Los principales problemas de las arquitecturas propuestas en el apartado anterior son la dependencia con la polarización, que generalmente no son compatibles con procesos de integración y que precisan de amplificación debido tanto a las pérdidas introducidas por los moduladores como a la (en ocasiones reducida) eficiencia de conversión.

Con el fin de solventar estos problemas, se han propuesto una serie de arquitecturas basadas en amplificadores ópticos de semiconductor (Semiconductor Optical Amplifier o SOA), ya que este dispositivo permite no sólo realizar la conversión en frecuencia si no que proporciona una amplificación extra además de ser integrable. En los siguientes apartados se analizan varias de estas configuraciones, basadas principalmente en los efectos no lineales que se producen en este dispositivo.

II.3.1. XGM

Una de las técnicas empleadas para subir una señal en frecuencia utilizando un SOA consiste en aprovechar el efecto de modulación cruzada de ganancia (Cross Gain Modulation o XGM) que se produce en el mismo [1,2]. Dicho efecto se origina como consecuencia de la dependencia de la densidad de portadores del SOA (y por lo tanto de su ganancia) con la potencia óptica que se le inyecta. Si la potencia es elevada entonces la ganancia disminuirá considerablemente (estando el amplificador en saturación), mientras que la potencia óptica inyectada es baja la ganancia será alta.

Por otra parte la respuesta temporal de la densidad de portadores (puede entenderse también como la velocidad de respuesta del SOA) es bastante rápida, del orden de unos pocos GHz al estar relacionado con el tiempo medio de vida de los portadores, entre 0,1 y 1 ns. Destacar además que los cambios en la densidad de portadores afectan a todas las señales de salida. Todos estos factores permiten que, al inyectar una señal continua y otra modulada, la variación de la ganancia debida a la suma de ambas señales se traduzca en una réplica de la señal modulada en la continua. En el caso en que no se emplee una señal continua, pero sí de frecuencia superior a unas pocas decenas de GHz, la variación de su potencia será demasiado rápida como para que el SOA pueda seguirla, por lo que la modulación será transferida de igual manera a dicha portadora tal y como se muestra en la Fig. 6.

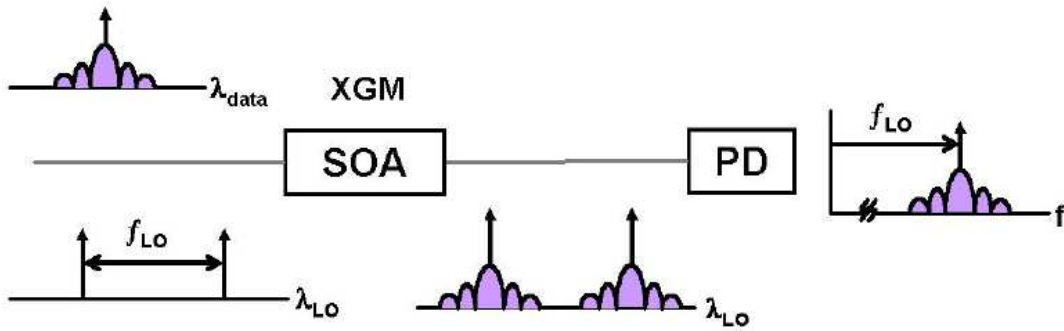


Fig.6. Efecto de la modulación cruzada de ganancia al inyectar una señal óptica de oscilador local [1].

En este efecto se basan numerosas arquitecturas, como se ha visto por ejemplo en [1,2]. A continuación se describirá brevemente el funcionamiento de la arquitectura descrita en [1].

El esquema de subida en frecuencia que se va a comentar es el que se ilustra en la Fig.7. Inicialmente se genera una señal óptica de OL en la estación central, gracias a un modulador Mach-Zehnder polarizado de manera que se maximice el segundo armónico. Por otra parte se genera la señal de datos modulando externamente mediante otro MZM. Ambas señales se unen mediante un acoplador, amplificando la primera de ellas para compensar las pérdidas de inserción y mantener al SOA cerca de la saturación de manera que el XGM sea lo más intenso posible. De esta manera se consigue una réplica de la señal modulada en cada portadora de la señal de OL, y al fotodetectar se obtiene la señal subida en frecuencia.

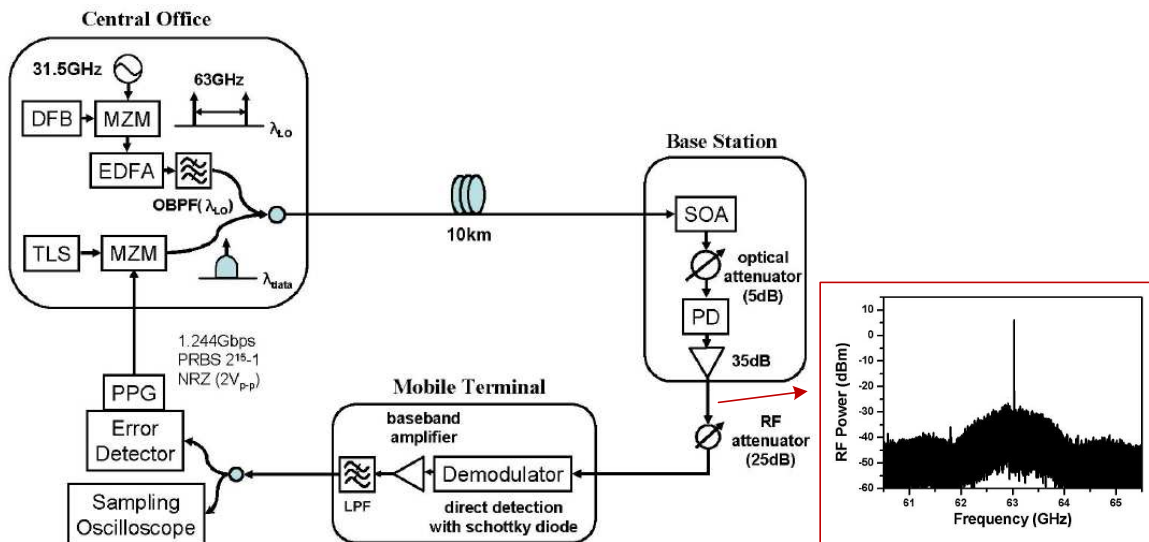


Fig.7. Esquema de subida en frecuencia basado en el efecto XGM producido en un SOA [1].

Dentro de las ventajas que presenta este esquema están la independencia de la frecuencia a la que se quiere subir la señal (siempre que sea superior a unos 10 GHz), potencial para la integración si

se sustituyen los MZM por EAM y la posibilidad de utilizar generación armónica. En cuanto a las desventajas que presenta, existe una limitación importante en la tasa de las señales a subir en frecuencia, ya que si son muy altas el SOA no podrá seguir su variación. Además se necesitan altas potencias para estar cerca del punto de saturación del SOA y que se produzca XGM, lo que implica la necesidad de introducir EDFAs en algún punto del sistema, aumentando aún más la cantidad de dispositivos necesarios.

II.3.2. XPM

El índice de refracción de la región activa de un SOA no es constante, dependiendo de la densidad de portadores y por lo tanto de la ganancia del material. Cuando una señal óptica es inyectada y viaja a través del amplificador, provoca cambios en la densidad de portadores, variando así la forma en que se propaga (su índice efectivo). Debido a que el tiempo de vida de portadores es finito, la pendiente de subida de un pulso sufre un desfase distinto respecto al que sufre en la bajada. Este efecto se conoce como automodulación de fase (Self-Phase Modulation o SPM), y hace que cambie tanto la forma temporal del pulso como su espectro. Una de las aplicaciones directas de este efecto es la implementación de compensadores de dispersión.

En el caso de que se inyecte más de una señal óptica al SOA, se producirá una modulación cruzada de fase (Cross Phase Modulation o XPM). Los principios en los que se basa su funcionamiento son los mismos que justifican la SPM. La única diferencia que se produce es que la modulación de fase inducida afecta al resto de señales además de a la propia señal, ya que como se indicó anteriormente las variaciones en la densidad de portadoras afectan por igual a todas las señales. De manera que utilizando estructuras interferométricas es posible traducir estos cambios de fase en variaciones de amplitud, que aplicados sobre una señal óptica de oscilador local permitirán llevar a cabo el proceso de subida en frecuencia. Uno de los dispositivos interferométricos más empleados en este tipo de aplicaciones es el SOA-MZI (Mach-Zehnder Interferometer), cuya estructura se muestra en la Fig. 8. El funcionamiento de numerosas arquitecturas basadas en este tipo de dispositivo ha sido ampliamente demostrado [3,4].

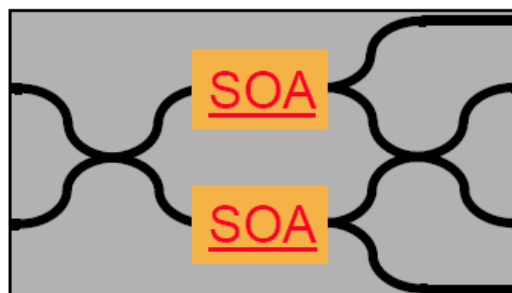


Fig.8. Estructura de un interferómetro Mach-Zehnder con SOA en ambas ramas.

A continuación se comentará brevemente el funcionamiento de un esquema de subida en frecuencia basado en XPM, el cual se ilustra en la Fig.9 [3]. Tras generarse una señal óptica de oscilador local, utilizando el segundo armónico tras polarizar adecuadamente el modulador Mach-Zehnder, se aplica dicha señal a los dos brazos de un SOA-MZI. Por otra parte al brazo inferior de dicho dispositivo se le inyecta, en contra-propagación de la señal de OL, la señal de datos modulada a cierta frecuencia intermedia mediante un EAM. Esta señal introducirá un cierto desfase en función de su potencia óptica para cada instante del tiempo, de manera que la señal óptica de OL de la rama inferior se desfazará, y al unirse con la señal no desfazada proveniente de la rama superior se producirá la interferencia que dará lugar a la modulación de intensidad. Finalmente se fotodetecta, obteniéndose la señal modulada y subida en frecuencia.

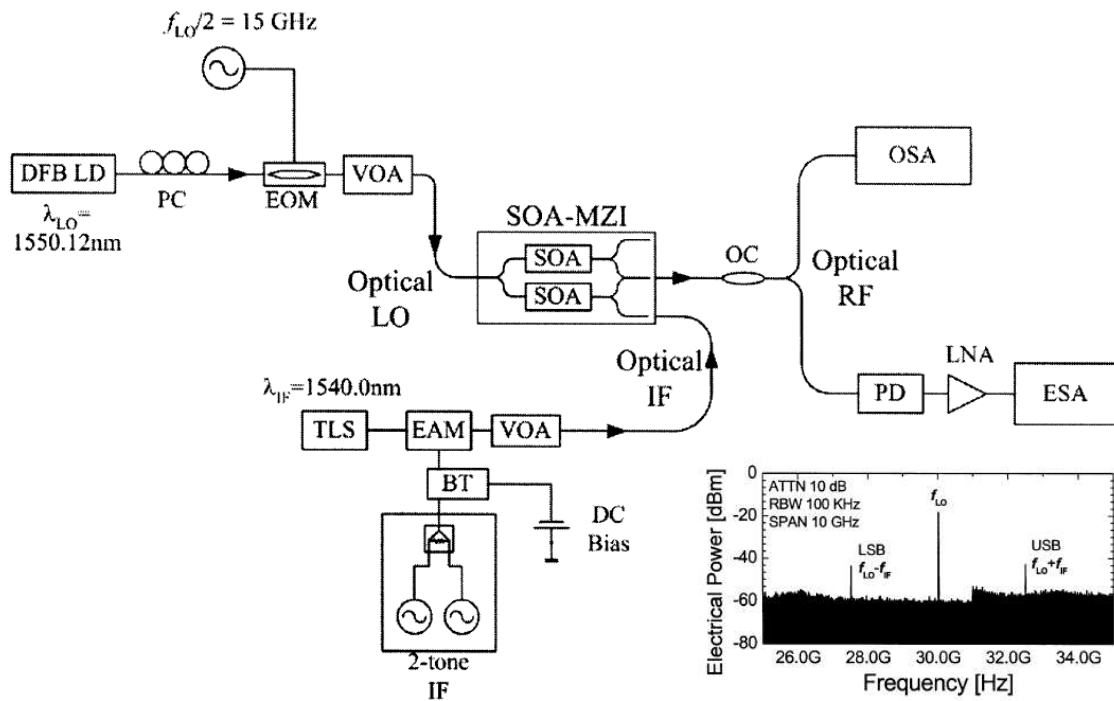


Fig.9. Esquema de subida en frecuencia basado en el efecto XPM producido en un SOA-MZI [3].

Este esquema solventa alguno de los problemas que plantean las arquitecturas basadas en XGM. Por una parte ya no son necesarias potencias tan elevadas a la entrada de los SOA, ya que no es necesario estar tan cerca de saturación. Además con este tipo de esquemas basados en interferometría se aumenta considerablemente la velocidad de los datos que pueden ser convertidos en frecuencia. Como contrapartida se requiere una gran cantidad de dispositivos para llevar a cabo el proceso.

II.3.3. FWM

Otro de los efectos no lineales que se producen en los amplificadores ópticos de semiconductor recibe el nombre de mezclado de cuatro ondas (Four-Wave Mixing o FWM). Gracias a dicho efecto, si se inyectan tres campos ópticos al SOA (con portadoras w_1 , w_2 y w_3) un cuarto campo se genera a partir de su combinación, a las frecuencias $w_4 = w_1 \pm w_2 \pm w_3$. En principio varias combinaciones de signos son posibles, dependiendo de un cierto requerimiento de fase relacionado con la dispersión cromática del medio (normalmente un SOA o tramo de fibra óptica). De hecho el efecto del FWM se maximiza cuando la dispersión tiende a anularse. Sus aplicaciones van desde la conversión en longitud de onda con fines de encaminamiento en redes WDM, y demultiplexado de canales en sistemas TDM, hasta conversión en frecuencia de señales RF [5,6].

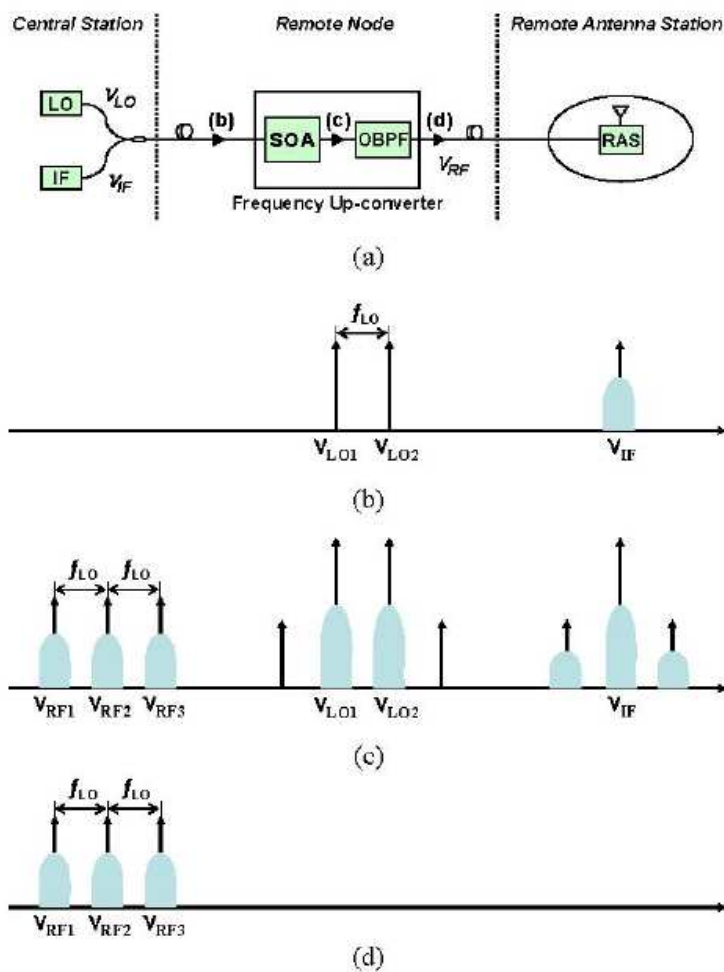


Fig.10. Principio de funcionamiento del esquema fotónico de subida en frecuencia basado en FWM [5].

El principio de funcionamiento de un esquema de este tipo es el que se ilustra en la Fig. 10 [5]. Inicialmente se generan unas determinadas señales ópticas FI (datos a frecuencia intermedia) y OL (oscilador local), como se muestra en la Fig.10 (b). Estas señales se distribuyen hasta llegar al

SOA, donde se produce el efecto de FWM por la interacción no lineal de los campos ópticos incidentes. El FWM se produce debido a tres posibles mecanismos: *carrier density modulation* (domina hasta unos pocos GHz de distancia entre los espectros de entrada), *spectral hole burning* y *carrier heating* (dominan a partir de diferencias mayores a algunos GHz). No se entrará en el funcionamiento de cada uno de estos mecanismos, solamente indicar que cada uno posee una determinada velocidad de respuesta asociada a la naturaleza del principio físico que lo produce, por lo que dominará con mayor intensidad en determinado intervalo de frecuencias. A partir de ellos se generan las portadoras que se muestran en Fig.10 (c), siendo las señales de interés las ubicadas a la izquierda (Fig.10 (d)). Debe tenerse en cuenta que han aparecido términos que no interesan, generados tanto por FWM como por XGM, y que deberán ser eliminados mediante filtrado óptico. Tras la fotodetección se obtiene finalmente la señal subida en frecuencia.

Las arquitecturas basadas en FWM presentan la ventaja de ser transparentes tanto al formato como a la tasa de modulación. La transparencia al formato de modulación es muy interesante en los casos en que se trabaje con señales moduladas en cuadratura, por ejemplo, ya que el resto de técnicas vistas hasta ahora no lo permiten al no mantener la fase de la señal. Por otra parte la independencia a la tasa de modulación permite convertir señales de gran ancho de banda. En cuanto a las desventajas, se tiene una eficiencia de conversión menor a la de otros sistemas, además de que se necesitan bastantes dispositivos para llevar a cabo el proceso. Sin embargo recientemente han sido propuestos esquemas basados en FWM con doble bombeo que además de proporcionar una gran mejora de las prestaciones permiten utilizar mezclado armónico reduciendo con ello el elevado coste que supone un oscilador local de alta frecuencia [6].

II.3.4. ROTACIÓN DE LA POLARIZACIÓN

La aplicación del efecto de rotación no lineal de la polarización (*nonlinear polarization rotation* o NPR) resulta interesante para poder convertir en frecuencia varios canales WDM simultáneamente. Los sistemas radio-fibra WDM se caracterizan por trabajar con varios canales simultáneamente, divididos según su ubicación en el espectro frecuencial. Resultaría interesante por tanto ser capaz de llevar a cabo el proceso de subida en frecuencia de todas las señales simultáneamente, para más tarde distribuir cada uno de los canales hasta su estación base con la ayuda de un *arrayed waveguide grating* (AWG). El esquemático que resume el concepto básico de estas arquitecturas es el que se muestra en la Fig. 11. Destacar que con este tipo de arquitecturas se consigue ahorrar recursos al emplearse un solo oscilador local para subir varias señales en frecuencias, con el inconveniente de que esta deberá ser la misma en todas ellas.

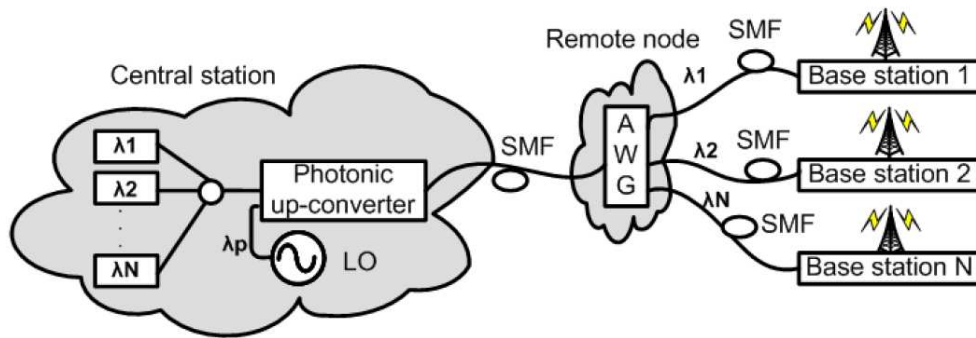


Fig.11. Sistema fotónico compartido de subida en frecuencia [7].

Recientemente se ha propuesto una arquitectura que permite realizar esta conversión simultánea, basada en la NPR que se produce en un SOA [7]. Su esquema, cuyo funcionamiento se describirá brevemente a continuación, se incluye en la Fig. 12.

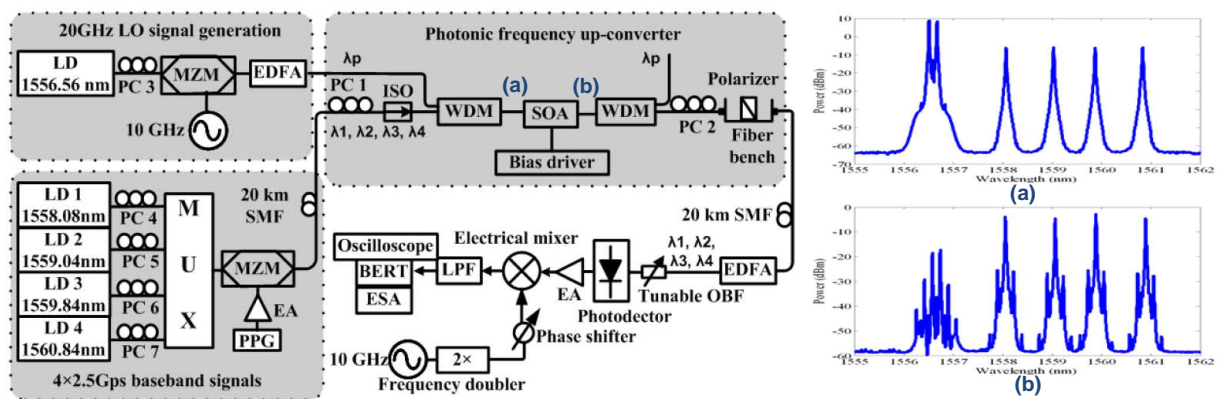


Fig.12. Montaje fotónico para subida en frecuencia simultánea. Espectros en entrada y salida del SOA [7].

Como se puede ver en la figura anterior, inicialmente se generan, por un lado, cuatro señales de datos modulados en el mismo EOM sobre distintas longitudes de onda. Por otra parte se genera una señal óptica de oscilador local duplicando la frecuencia de un OL gracias a la modulación en MiTB de un MZM. Esta señal es amplificada ya que actuará como bombeo (*pump*) para inducir el efecto de rotación de la polarización. Las dos señales generadas, datos y bombeo, se inyectan a un amplificador óptico. La ganancia de este SOA depende de la polarización del campo que amplifica, en concreto existen unos 0.5 dB de diferencia entre las ganancias de las componentes transversal eléctrica (TE) y transversal magnética (TM). Al inyectarse la señal de bombeo se produce una variación del índice de refracción dependiente de la polarización, lo que se traduce en una diferencia de fase entre las componentes TE y TM de los datos. Ajustando cuidadosamente los ejes de las polarizaciones, puede obtenerse un estado de la polarización (State Of Polarization o SOP) lineal. Utilizando entonces un polarizador, es posible realizar la conversión de modulación de

polarización a modulación de intensidad, de manera que se consigue subir en frecuencia los cuatro canales simultáneamente.

Las ventajas que plantea esta arquitectura son la baja penalización en potencia (inferior a 0.8 dB) y la baja distorsión introducida sobre los datos. Como desventaja cabe destacar el gran número de dispositivos que son necesarios para efectuar el proceso, junto con la necesidad de un ajuste preciso de la polarización de las señales.

II.3.5. ARQUITECTURA BASADA EN SOA Y EAM

Hasta ahora se han visto técnicas que permiten subir una o más señales en frecuencia. Resulta interesante, por otra parte, implementar arquitecturas que permitan la bidireccionalidad, es decir, trabajar simultáneamente subiendo y bajando señales en frecuencia. Recientemente se han propuesto nuevas arquitecturas basadas en una configuración SOA-EAM que permiten alcanzar este objetivo [8]. Su principio de funcionamiento es el que se esquematiza en la Fig. 13, donde se aprecia la gran sencillez de las estaciones base. Además de las ventajas inherentes a la bidireccionalidad, como la reducción del número total de dispositivos empleados, se tiene también la ventaja de que al generarse los datos a cierta frecuencia intermedia existirá un cierto rango de valores posibles para la frecuencia de RF final. Esto permitirá que, en el caso de tener varias estaciones base, se pueda escoger por separado la frecuencia de subida/bajada en cada una de ellas. A continuación se detalla el funcionamiento de la arquitectura mostrada en la Fig. 14 [8].

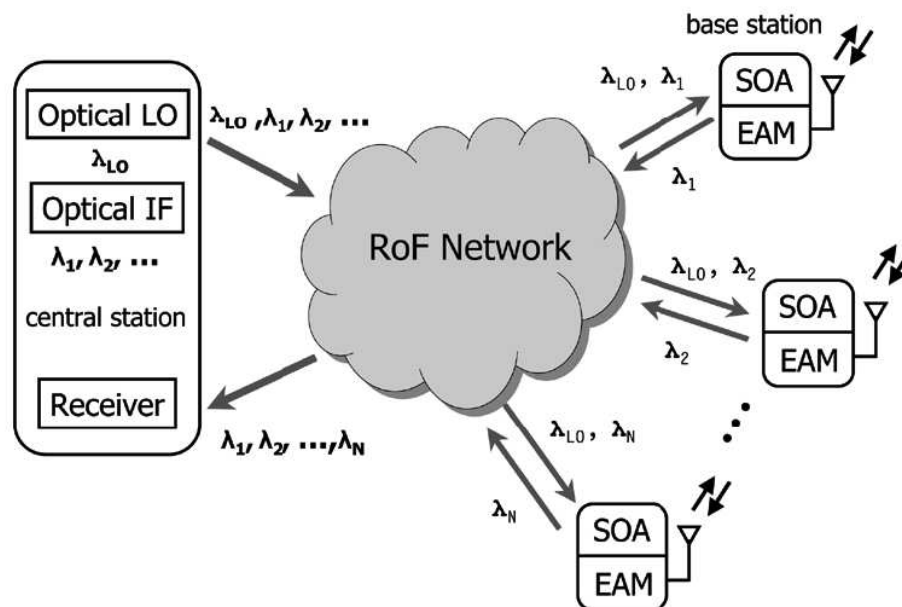


Fig.13. Sistema radio sobre fibra con conversores de frecuencia basados en SOA-EAM [8].

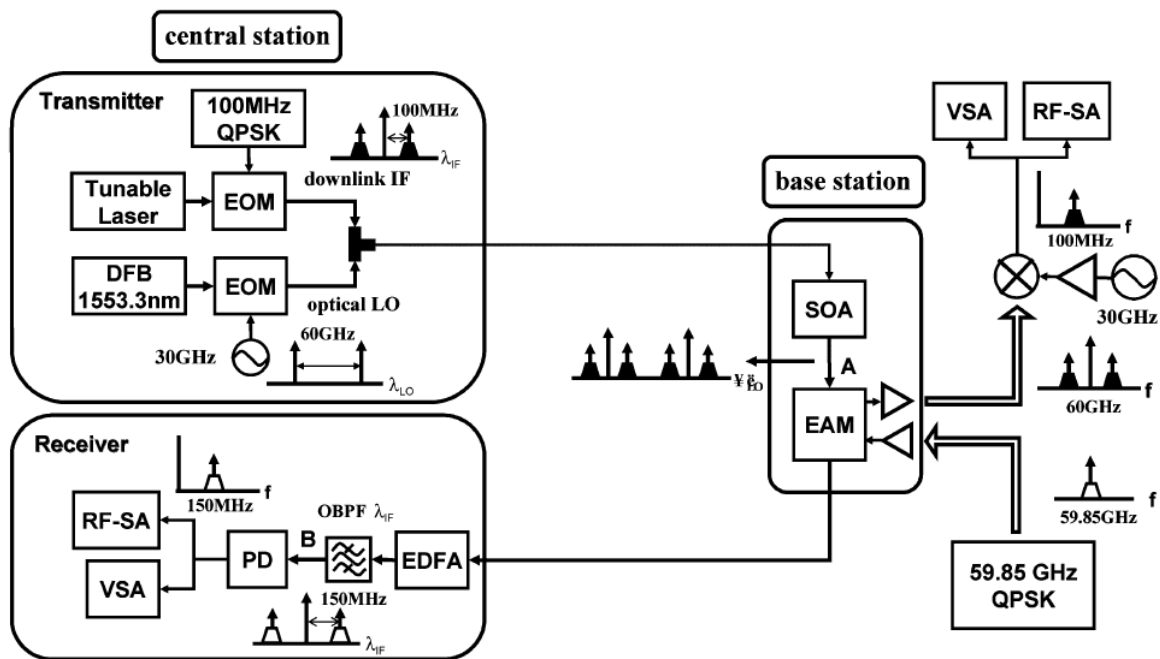


Fig.14. Montaje del sistema radio-fibra bidireccional a 60 GHz [8].

En la figura anterior se ilustra el montaje del sistema propuesto en [8]. Para entenderlo con mayor facilidad se analizará por separado el funcionamiento en subida y bajada. En subida (estación central hacia estación base) se genera inicialmente una señal óptica de oscilador local modulando externamente y utilizando el segundo armónico. A esta señal se le añade la de datos en FI, y se inyectan ambas al SOA. Mediante XGM se consigue la subida en frecuencia, y trabajando el EAM como fotodetector (PD) se obtiene la señal eléctrica en RF lista para amplificar y ser transmitida. En cuanto a la bajada en frecuencia, se aplica la señal modulada en RF al EAM. Gracias a las no-linealidades que se producen en el mismo, se consigue bajar la señal de datos a FI, de manera que tras ser filtrada y amplificada puede fotodetectarse.

En cuanto a las ventajas de este tipo de arquitecturas se tiene, como ya se ha comentado, la reducción del número de dispositivos. Sin embargo en subida en frecuencia se tendrán las mismas limitaciones que ya se vieron en XGM. Por otra parte es complicado optimizar dispositivos como el EAM para que tenga buenas prestaciones al actuar tanto como modulador como PD. Y aunque la eficiencia de conversión es buena en subida, en bajada se tienen unos 20 dB de pérdidas, lo que limita bastante las prestaciones del sistema en este sentido.

III. ARQUITECTURA PROPUESTA BASADA EN EAM-SOA

Hasta ahora se han visto distintos esquemas que permiten subir una señal en frecuencia. Puesto que la aplicación directa de estas arquitecturas está en los sistemas radio sobre fibra, previamente se ha realizado una breve introducción a los mismos. Después se ha visto como el empleo de moduladores externos permite llevar a cabo el proceso con muy buenas prestaciones. Sin embargo estas arquitecturas presentan una serie de problemas tales como la dependencia con la polarización, incompatibilidad con los procesos de integración y necesidad de amplificación debido a las pérdidas de inserción de los moduladores.

Se proponen como alternativa a estos sistemas arquitecturas basadas en amplificadores ópticos de semiconductor, ya que su dependencia con la polarización no es muy elevada, son dispositivos integrables y proporcionan amplificación, con lo que se aumenta la eficiencia de conversión. A continuación se ha llevado a cabo una revisión del estado del arte de este tipo de arquitecturas basadas en SOA, viéndose los distintos tipos de configuraciones basadas en los diferentes efectos que tienen lugar dentro de este dispositivo.

Finalmente se propone un nuevo esquema basado en EAM y SOA, cuya arquitectura se detalla en el siguiente apartado. Después se realizará el conveniente análisis matemático de este esquema, el cual permitirá corroborar los resultados obtenidos posteriormente en laboratorio.

III.1. *ESQUEMA PROPUESTO*

En este trabajo se presenta un esquema de subida en frecuencia basado en la modulación de la corriente de alimentación de un SOA. Al efectuar dicha modulación se consigue variar la densidad de portadores, y por lo tanto la ganancia del amplificador con lo que se consigue transferir la modulación a la señal óptica que se inyecta al amplificador. La generación de la señal óptica de oscilador local se lleva a cabo mediante un modulador de electro-absorción, de manera que todos los dispositivos utilizados en el esquema son integrables. Además también cabe la posibilidad de utilizar esquemas basados en generación armónica mediante EAM, con lo que se reduciría la frecuencia necesaria de oscilador local. La arquitectura propuesta es la que se ilustra en la Fig. 15, donde también se incluyen los espectros en distintos puntos del sistema.

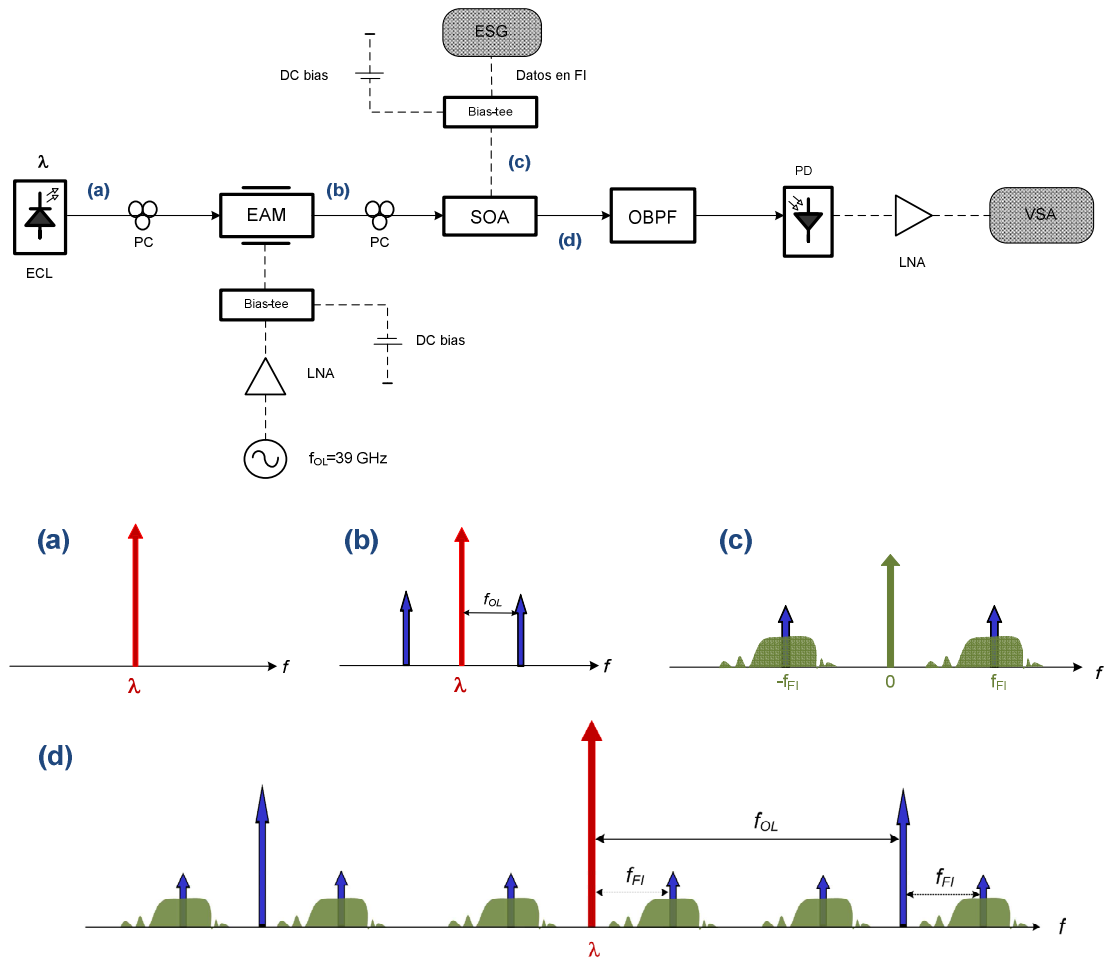


Fig.15. Esquema propuesto junto con los espectros en diversos puntos del sistema.

Primero se genera una portadora óptica mediante un láser de cavidad externa (ECL). Este tono se inyecta a un EAM, el cual se utiliza para generar la señal óptica de oscilador local. Para alimentarlo se utiliza un *bias-tee*, un elemento pasivo que permite aislar la continua de la alterna y viceversa, y que permite fijar el punto de trabajo del modulador independientemente de la señal de OL. La señal óptica de oscilador local resultante se inyecta al SOA, el cual es alimentado por una señal compuesta de tensión continua y datos. Los datos se obtienen a partir de un generador eléctrico de señal (ESG), modulados a una determinada frecuencia intermedia. A continuación se elimina parte del ruido ASE generado en el SOA mediante un filtro paso-banda óptico (OBPF), y la señal se fotodetecta de manera que se obtienen los datos subidos a una frecuencia de $RF=FI+OL$.

Una de las ventajas de este esquema es que no es necesaria la modulación directa o externa de la señal de frecuencia intermedia, reduciendo por lo tanto la complejidad del sistema. Por otra parte, como ya se ha comentado, es compatible con los procesos de integración fotónica y con esquemas de doblado en frecuencia.

III.2. ANÁLISIS MATEMÁTICO

En este apartado se analiza la arquitectura a nivel matemático. Para ello se parte de las ecuaciones que modelan el funcionamiento del SOA, de manera que tras ciertas operaciones se obtiene el campo óptico a la salida del sistema. Finalmente se fotodetecta esta señal, de manera que se obtienen una serie de expresiones que nos permiten definir parámetros de calidad del sistema tales como la eficiencia de conversión. Más tarde se compararán los resultados experimentales obtenidos con los matemáticos, así como con los que se obtengan mediante la resolución directa de las ecuaciones diferenciales que definen al SOA aplicando el método de Runge-Kutta de cuarto orden.

III.2.1. MODELO DEL AMPLIFICADOR ÓPTICO DE SEMICONDUCTOR

Puesto que el objetivo de este apartado es obtener un modelo matemático de la arquitectura propuesta, resulta imprescindible para ello partir de las ecuaciones que modelan al SOA. No se entrará para ello en la teoría cuántica, que es la que sostiene su funcionamiento, simplemente se describirá su arquitectura y se enunciarán las ecuaciones en las que se basará el posterior desarrollo matemático.

El SOA se desarrolló inicialmente como amplificador, aunque finalmente haya sido el amplificador de fibra dopada con erbio (EDFA) el que haya asumido este papel. Sin embargo, el SOA se ha convertido en un dispositivo clave a la hora de implementar otras funcionalidades típicas de las redes ópticas. Su estructura básica es la doble hetero-estructura que muestra la Fig.16. En ella se tiene una región activa compuesta de un material intrínseco (no dopado), rodeada por dos cubiertas, una de tipo p y otra de tipo n. Estos materiales tienen menor índice de refracción, y por lo tanto menor energía de band-gap, por lo que se produce un confinamiento tanto de los portadores por la diferencia de energías como de la luz por el guiado de índices. De esta manera la región activa conforma una guía onda. La inversión de población de la zona intrínseca, necesaria para generar ganancia sobre la señal óptica inyectada, se consigue a través de la diferencia de energías de band-gap entre las capas, y polarizando en directa el SOA mediante la inyección de corriente eléctrica a través de las metalizaciones o electrodos. Será necesario además tener un especial cuidado con el acabado de las caras laterales del dispositivo, pudiendo ser de dos tipos: altamente reflectantes (SOA Fabry-Perot) o anti-reflectantes (SOA de onda viajera). En el primer caso las reflexiones son significativas, mientras que en el segundo son despreciables (menores a 10^{-5}). En el trabajo que se desarrollará a partir de ahora se considerará exclusivamente el tipo onda viajera.

A continuación se dan las ecuaciones de propagación y tasa, que describen los principios básicos del SOA, para más tarde ver el factor de ruido introducido por este dispositivo. También se incluye una tabla con valores orientativos para los parámetros definidos en dichas ecuaciones.

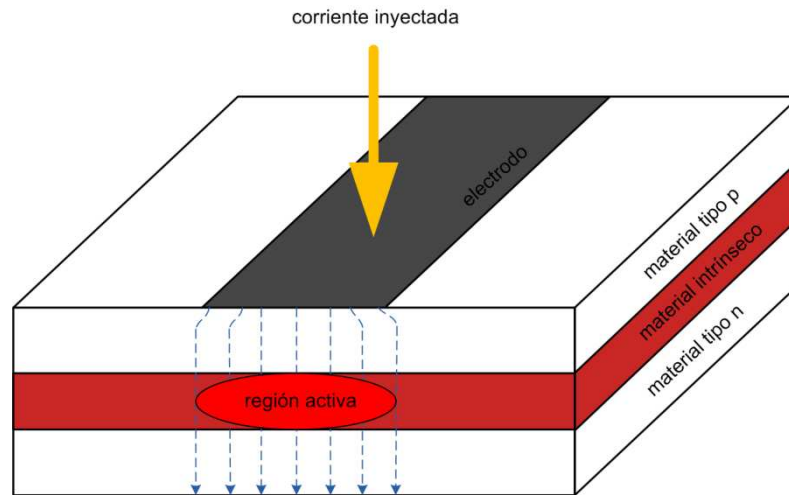


Fig. 16. Sección cruzada de la doble hetero-estructura de un SOA.

III.2.1.1. Ecuación de propagación

Esta ecuación describe el comportamiento de la luz, entendida como campo electromagnético y gobernada por lo tanto mediante las ecuaciones de Maxwell, al propagarse por el SOA. La susceptibilidad puede ser definida como la contribución de los portadores libres en el área activa del dispositivo, siendo por lo tanto función de la densidad de portadores N . Aunque la forma exacta que relaciona la susceptibilidad con N es compleja, por simplificación se supondrá que la relación entre ambos parámetros es lineal. También se supondrá que el campo eléctrico se compone únicamente del modo fundamental, y será expresado mediante la envolvente compleja de variación lenta $A(z,t)$. La distribución transversal del campo se tendrá en cuenta a través del factor de confinamiento Γ , que cuantifica la porción de energía del modo que se confina en el área activa dada por una altura d y anchura w . Definiendo ahora la ganancia diferencial en función de la densidad de portadores como:

$$g(N) = \Gamma a(N - N_0) \quad (1)$$

En donde a es el coeficiente de ganancia y N_0 es la densidad de portadores necesaria para que exista transparencia.

Teniendo en cuenta esto, y desarrollando, es posible llegar a la ecuación de propagación del SOA:

$$\frac{\partial A}{\partial z} = \frac{1}{2} ((1 + j\alpha_N)g(N) - \alpha_{int})A \quad (2)$$

Siendo α_N el factor de ensanchamiento de línea, que introduce la relación que existe entre la parte real e imaginaria de la constante dieléctrica, y α_{int} introduciendo las pérdidas que

experimenta el modo cuando la susceptibilidad se anula, o lo que es lo mismo, aproximadamente cuando la densidad de portadores alcanza el valor de transparencia.

III.2.1.2. Ecuación de tasa

La ecuación de tasa define el comportamiento dinámico de la densidad de portadores. Puede ser descrita de manera similar a la que se sigue para los láseres de semiconductor. En este caso la ecuación tiene en cuenta la inyección de portadores a través de la corriente que alimenta al dispositivo y la recombinación de portadores por absorción, emisión espontánea y emisión estimulada, así como la difusión de los portadores. Llegándose a la siguiente ecuación de tasa:

$$\frac{\partial N}{\partial t} = \frac{I}{qV} - \frac{N}{\tau_c} - \frac{\Gamma a |A|^2}{h\nu A_{eff}} \quad (3)$$

En donde I es la corriente de alimentación, q la carga del electrón, V el volumen de la cavidad activa ($V=wdL$), τ_c el tiempo de vida medio de los portadores, h la constante de Planck, ν la frecuencia óptica y A_{eff} el área de la región activa.

Esta ecuación puede expresarse también en términos de la ganancia diferencial. Esta será la forma de la ecuación de tasa con la que se trabaje en los posteriores desarrollos matemáticos:

$$\tau_c \frac{\partial g}{\partial t} = g_0 - g - \frac{g|A|^2}{P_{sat}} \quad (4)$$

Donde P_{sat} es la potencia de saturación del dispositivo y sigue la siguiente expresión:

$$P_{sat} = h\nu \frac{A_{eff}}{\Gamma a \tau_c} \quad (5)$$

Y la ganancia diferencial de pequeña señal g_0 se define como:

$$g_0 = \Gamma a \left(\frac{I\tau_c}{qV} - N_0 \right) \quad (6)$$

III.2.1.3. Factor de ruido

Suponiendo que el ruido ASE es el término dominante en un SOA su factor de ruido, definido como el cociente entre la relación señal a ruido óptica de entrada y salida, es:

$$NF = 2n_{sp} \frac{e^G - 1}{e^G} \quad (7)$$

Siendo n_{sp} el factor de emisión espontánea, de manera que en condiciones de baja saturación y alta ganancia, la expresión puede aproximarse por $F=2n_{sp}$.

En la práctica este parámetro no es muy relevante, si no que lo que se tiene en cuenta es el factor de ruido fibra a fibra, es decir teniendo en cuenta las pérdidas por acoplo:

$$NF_{\text{fibra a fibra}} (dB) = 10 \log_{10} (2n_{sp}) + L_{in} (dB) \quad (8)$$

Donde L_{in} son las pérdidas por acoplo a la entrada.

III.2.1.4. Resumen de parámetros

En la Tabla 1 se recogen valores orientativos para los distintos parámetros que se han definido hasta ahora. Será con estos valores con los que se trabaje cuando se requieran datos numéricos a lo largo del proyecto.

Símbolo	Parámetro	Valores típicos
α_N	Factor de ensanchamiento de línea	2 - 10
τ_c	Tiempo de vida de los portadores	0.1-1 ns
Γ	Factor de confinamiento	0.2-0.5
A	Coefficiente de ganancia diferencial	$2 - 3 \cdot 10^{-16} \text{ cm}^2$
α_{int}	Pérdidas de absorción	$1 - 50 \text{ cm}^{-1}$
N_0	Densidad de portadores de transparencia	$1 - 2 \cdot 10^{18} \text{ cm}^{-3}$
A_{eff}	Área activa	$1 - 2 \cdot 10^{-9} \text{ cm}^2$
L	Longitud	100 – 2000 μm
n_{sp}	Factor de emisión espontánea	1 – 2
I	Corriente de alimentación	10 – 500 mA

Tabla 1: Resumen de parámetros básicos.

III.2.2. DESARROLLO MATEMÁTICO

Puesto que se pretende trabajar con potencia en lugar de con amplitud es necesario hacer el siguiente cambio de variable:

$$A = \sqrt{P} e^{j\phi} \quad (9)$$

La corriente de modulación se dará como una componente continua más una banda lateral a frecuencia intermedia. Aunque realmente se tendrán dos bandas, por simplificar:

$$I(t) = I_{bias} + I_m e^{j\Omega_{IF} t} \quad (10)$$

Siendo Ω_{IF} la pulsación del tono de frecuencia intermedia. En el caso en que se consideren las dos bandas laterales lo que se obtendría sería el conjugado de la misma expresión, lo que en la práctica no aporta información.

Sustituyendo (10) en (6):

$$g_0 = \Gamma a \left(\frac{I_{bias} \tau_c}{qV} - N_0 \right) + \Gamma a \left(\frac{I_m \tau_c}{qV} \right) e^{j\Omega_{IF} t} = \bar{g}_0 + \tilde{g}_0 \cdot e^{j\Omega_{IF} t} \quad (11)$$

Puesto que la ganancia del dispositivo depende directamente de la densidad de portadores, tiene sentido suponer que tanto la ganancia como la potencia seguirán una variación igual a la de la corriente que se le inyecta. Y como la señal óptica de entrada al SOA incluirá un término de oscilador local, aplicando el mismo razonamiento:

$$g = \bar{g} + \tilde{g}_{IF} \cdot e^{j\Omega_{IF} t} + \tilde{g}_{OL} \cdot e^{j\Omega_{OL} t} \quad (12)$$

$$p = \bar{p} + \tilde{p}_{IF} \cdot e^{j\Omega_{IF} t} + \tilde{p}_{OL} \cdot e^{j\Omega_{OL} t} \quad (13)$$

Sustituyendo la suposición (12) en la ecuación de tasa (4):

$$\begin{aligned} j\Omega_{IF} \tau_c \tilde{g}_{IF} \cdot e^{j\Omega_{IF} t} + j\Omega_{OL} \tau_c \tilde{g}_{OL} \cdot e^{j\Omega_{OL} t} &= \left(\bar{g}_0 - \bar{g} - \frac{\bar{g} \cdot \bar{p}}{P_{sat}} \right) \\ + \left(\tilde{g}_0 - \tilde{g}_{IF} - \left(\frac{\bar{g} \cdot \tilde{p}_{IF} + \tilde{g}_{IF} \cdot \bar{p}}{P_{sat}} \right) \right) \cdot e^{j\Omega_{IF} t} &- \left(\tilde{g}_{OL} + \left(\frac{\bar{g} \cdot \tilde{p}_{OL} + \tilde{g}_{OL} \cdot \bar{p}}{P_{sat}} \right) \right) \cdot e^{j\Omega_{OL} t} \\ - \left(\frac{\tilde{g}_{IF} \cdot \tilde{p}_{OL} + \tilde{g}_{OL} \cdot \tilde{p}_{IF}}{P_{sat}} \right) \cdot e^{j(\Omega_{OL} + \Omega_{IF})t} &- \tilde{g}_{IF} \cdot \tilde{p}_{IF} \cdot e^{j2\Omega_{IF} t} - \tilde{g}_{OL} \cdot \tilde{p}_{OL} \cdot e^{j2\Omega_{OL} t} \end{aligned} \quad (14)$$

De esta ecuación se pueden extraer una serie de igualdades con las que trabajar:

$$0 = \bar{g}_0 - \bar{g} - \frac{\bar{g} \cdot \bar{p}}{P_{sat}} \quad (15)$$

$$j\Omega_{IF} \tau_c \tilde{g}_{IF} = \tilde{g}_0 - \tilde{g}_{IF} - \left(\frac{\bar{g} \cdot \tilde{p}_{IF} + \tilde{g}_{IF} \cdot \bar{p}}{P_{sat}} \right) \quad (16)$$

$$j\Omega_{OL} \tau_c \tilde{g}_{OL} = -\tilde{g}_{OL} - \left(\frac{\bar{g} \cdot \tilde{p}_{OL} + \tilde{g}_{OL} \cdot \bar{p}}{P_{sat}} \right) \quad (17)$$

$$0 = \frac{\tilde{g}_{IF} \cdot \tilde{p}_{OL} + \tilde{g}_{OL} \cdot \tilde{p}_{IF}}{P_{sat}} = \tilde{g}_{IF} \cdot \tilde{p}_{IF} = \tilde{g}_{OL} \cdot \tilde{p}_{OL} \quad (18)$$

De manera que a partir de (15), (16) y (17), se extrae que:

$$\bar{g} = \frac{\bar{g}_0}{1 + \frac{\bar{p}}{P_{sat}}} \quad (19)$$

$$\tilde{g}_{IF} = \frac{\tilde{g}_0 - \frac{\bar{g} \cdot \tilde{p}_{IF}}{P_{sat}}}{1 + \frac{\bar{p}}{P_{sat}} + j\Omega_{IF} \tau_c} = \frac{\tilde{g}_0 - \frac{\bar{g}_0 \cdot \tilde{p}_{IF}}{\bar{p} + P_{sat}}}{1 + \frac{\bar{p}}{P_{sat}} + j\Omega_{IF} \tau_c} \quad (20)$$

$$\tilde{g}_{OL} = \frac{-\frac{\bar{g} \cdot \tilde{p}_{OL}}{P_{sat}}}{1 + \frac{\bar{p}}{P_{sat}} + j\Omega_{OL} \tau_c} = \frac{-\frac{\bar{g}_0 \cdot \tilde{p}_{OL}}{\bar{p} + P_{sat}}}{1 + \frac{\bar{p}}{P_{sat}} + j\Omega_{OL} \tau_c} \quad (21)$$

Con lo que se han obtenido los valores de las distintas ganancias con las que se va a trabajar, en función de las potencias.

Si ahora se toman como despreciables las pérdidas de absorción α_{int} , y expresando (2) en función de potencia en lugar de campo:

$$\frac{dp}{dz} = g \cdot p \quad (22)$$

De manera que continuando con las suposiciones (12) y (13):

$$\begin{aligned} \frac{d\bar{p}}{dz} + \frac{d\tilde{p}_{IF}}{dz} e^{j\Omega_{IF}t} + \frac{d\tilde{p}_{OL}}{dz} e^{j\Omega_{OL}t} &= \bar{g} \cdot \bar{p} + (\bar{g} \cdot \tilde{p}_{IF} + \tilde{g}_{IF} \cdot \bar{p}) e^{j\Omega_{IF}t} + (\bar{g} \cdot \tilde{p}_{OL} + \tilde{g}_{OL} \cdot \bar{p}) e^{j\Omega_{OL}t} \\ &+ (\tilde{g}_{IF} \cdot \tilde{p}_{OL} + \tilde{g}_{OL} \cdot \tilde{p}_{IF}) e^{j(\Omega_{OL} + \Omega_{IF})t} + \tilde{g}_{IF} \cdot \tilde{p}_{IF} \cdot e^{j2\Omega_{IF}t} + \tilde{g}_{OL} \cdot \tilde{p}_{OL} \cdot e^{j2\Omega_{OL}t} \end{aligned} \quad (23)$$

Extrayéndose de nuevo una serie de igualdades. Según la asociada al término de continua:

$$\frac{d\bar{p}}{\bar{p}} = \bar{g} dz = \frac{\bar{g}_0}{1 + \frac{\bar{p}}{P_{sat}}} dz \quad (24)$$

Esta ecuación puede expresarse como separable, quedando:

$$\frac{d\bar{p}}{\bar{p}} + \frac{1}{P_{sat}} d\bar{p} = \bar{g}_0 dz \quad (25)$$

Pudiéndose integrar ahora en ambos dominios, potencia (entrada y salida) y posición en el SOA (0 a L), con lo que se llega a:

$$\bar{p}(L) = \bar{p}(0) \cdot e^{\bar{G}_0 - \bar{p}(0) \cdot (e^{\bar{G}} - 1) / P_{sat}} \quad (26)$$

En donde:

$$\bar{G}_0 = \bar{g}_0 \cdot L \quad (27)$$

$$e^{\bar{G}} = \bar{p}(L) / \bar{p}(0) \quad (28)$$

Con el fin de ver la tendencia de la ganancia se utiliza una aproximación de primer orden de la exponencial mediante series de Taylor. De manera que se llega a la siguiente aproximación:

$$\bar{G} \approx \frac{\bar{G}_0}{1 + \frac{\bar{p}(0)}{P_{sat}}} \quad (29)$$

A partir de este resultado se extrae que la ganancia del dispositivo en saturación siempre es menor que el parámetro de ganancia no saturada, y al incrementar la potencia óptica de entrada se reduce la ganancia del SOA. Además se puede ver como la potencia de saturación del SOA tiende a la potencia en que la ganancia se ha reducido a la mitad.

De la expresión (23) se obtiene también la siguiente igualdad para alterna, idéntica para los casos tanto de frecuencia intermedia como de oscilador local:

$$\frac{d\tilde{p}}{dz} = \bar{g} \cdot \tilde{p} + \tilde{g} \cdot \bar{p} \quad (30)$$

De la expresión (24) se obtiene el siguiente cambio de variable:

$$\frac{d\bar{p}}{\bar{p}} = \bar{g} dz \quad (31)$$

Sustituyendo la expresión (31) en (30) se llega a que:

$$\frac{d\tilde{p}}{d\bar{p}} = \frac{\tilde{p}}{\bar{p}} + \frac{\tilde{g}}{\bar{g}} \quad (32)$$

De manera que sustituyendo (20) en (32) se obtiene la siguiente ecuación diferencial para el caso de IF:

$$d\tilde{p}_{IF} \frac{\frac{\tilde{g}_0}{\bar{g}_0} \left(1 + \frac{\bar{p}}{P_{sat}}\right) d\bar{p}}{1 + \frac{\bar{p}}{P_{sat}} + j\Omega_{IF} \tau_c} - \frac{\frac{d\bar{p}}{P_{sat}}}{1 + \frac{\bar{p}}{P_{sat}} + j\Omega_{IF} \tau_c} \tilde{p}_{IF} + \frac{d\bar{p}}{\bar{p}} \tilde{p}_{IF} \quad (33)$$

Esta ecuación es lineal de primer orden, pudiéndose expresar de la siguiente manera:

$$\frac{d\tilde{p}_{IF}}{d\bar{p}} + \left(\frac{1}{P_{sat}} \frac{1}{1 + \frac{\bar{p}}{P_{sat}} + j\Omega_{IF} \tau_c} - \frac{1}{\bar{p}} \right) \tilde{p}_{IF} = \frac{\frac{\tilde{g}_0}{\bar{g}_0} \left(1 + \frac{\bar{p}}{P_{sat}}\right)}{1 + \frac{\bar{p}}{P_{sat}} + j\Omega_{IF} \tau_c} \quad (34)$$

Por simplicidad en la resolución:

$$y' + p(x) \cdot y = q(x) \quad (35)$$

$$x = \bar{p}, y = \tilde{p}_{IF}, y' = d\tilde{p}_{IF} / d\bar{p} \quad (36)$$

Donde las funciones $p(x)$ y $q(x)$ son fácilmente identificables.

El procedimiento a seguir consistirá en obtener primero la solución de la ecuación homogénea ($q(x)=0$), para después obtener la solución particular, de manera que la solución general será la combinación de ambas.

Resolviendo la ecuación homogénea, expresada como ecuación separable:

$$\frac{d\tilde{p}_{IF}}{\tilde{p}} = \frac{-\frac{d\bar{p}}{P_{sat}}}{1 + \frac{\bar{p}}{P_{sat}} + j\Omega_{IF}\tau_c} + \frac{d\bar{p}}{\bar{p}} \quad (37)$$

De manera que su solución, integrando entre la entrada y la salida del SOA, es la siguiente:

$$\tilde{p}_h(L) = \tilde{p}_{IF}(0)e^{\bar{G}} \frac{1 + \frac{\bar{p}(0)}{P_{sat}} + j\Omega_{IF}\tau_c}{1 + \frac{\bar{p}(L)}{P_{sat}} + j\Omega_{IF}\tau_c} \quad (38)$$

La solución particular se obtiene a su vez como:

$$\tilde{p}_p(L) = \frac{1}{e^{\int_0^L p(s) ds}} \int_0^L q(s) \cdot e^{\int_0^s p(x) dx} ds \quad (39)$$

Siendo su solución:

$$\tilde{p}_p(L) = \frac{\bar{p}(L) \cdot \frac{\tilde{g}_0}{\bar{g}_0}}{1 + \frac{\bar{p}(L)}{P_{sat}} + j\Omega_{IF}\tau_c} \left(\bar{G} + \frac{\bar{p}(0)(e^{\bar{G}} - 1)}{P_{sat}} \right) \quad (40)$$

Llegándose a la solución definitiva de (33):

$$\tilde{p}_{IF}(L) = \frac{1}{1 + \frac{\bar{p}(L)}{P_{sat}} + j\Omega_{IF}\tau_c} \left[\tilde{p}_{IF}(0)e^{\bar{G}} \left(1 + \frac{\bar{p}(0)}{P_{sat}} + j\Omega_{IF}\tau_c \right) + \bar{p}(L) \frac{\tilde{g}_0}{\bar{g}_0} \left(\bar{G} + \frac{\bar{p}(0)(e^{\bar{G}} - 1)}{P_{sat}} \right) \right] \quad (41)$$

Esta solución contempla la posibilidad de tener componente óptica de IF a la entrada del SOA. Sin embargo este no es el caso, por lo que la solución final quedará como:

$$\tilde{p}_{IF}(L) = \frac{\bar{p}(L) \cdot \frac{\tilde{g}_0}{\bar{g}_0}}{1 + \frac{\bar{p}(L)}{P_{sat}} + j\Omega_{IF}\tau_c} \left(\bar{G} + \frac{\bar{p}(0)(e^{\bar{G}} - 1)}{P_{sat}} \right) \quad (42)$$

La resolución de (30) para el caso de OL es bastante más sencilla que la de IF, llegándose a la siguiente expresión:

$$\tilde{p}_{OL}(L) = \tilde{p}_{OL}(0) \cdot e^{\bar{G}} \frac{1 + \frac{\bar{p}(0)}{P_{sat}} + j\Omega_{OL}\tau_c}{1 + \frac{\bar{p}(L)}{P_{sat}} + j\Omega_{OL}\tau_c} \quad (43)$$

Dado que la frecuencia de oscilador local se encuentra en la banda de milimétricas, siendo por lo tanto del orden de decenas de GHz, esta última expresión podrá aproximarse mediante:

$$\tilde{p}_{OL}(L) \approx \tilde{p}_{OL}(0) \cdot e^{\bar{G}} \quad (44)$$

Para obtener el valor de la componente situada en OL+IF se resuelve una expresión muy similar a la que se ha resuelto para el caso de IF, llegándose a la siguiente solución:

$$\tilde{p}_{OL+IF}(L) = \frac{\tilde{p}_{OL}(L) \cdot \frac{\tilde{g}_0}{\bar{g}_0}}{1 + \frac{\tilde{p}_{OL}(L)}{P_{sat}} + j\Omega_{IF} \tau_c} \left(\bar{G} + \frac{\tilde{p}_{OL}(0) (e^{\bar{G}} - 1)}{P_{sat}} \right) \quad (45)$$

Hasta ahora se han obtenido los valores de la potencia de las distintas componentes que forman el campo óptico a la salida del SOA tras su modulación mediante un tono de frecuencia intermedia. Mediante estas expresiones es posible obtener la potencia de cada una de las componentes eléctricas que se obtendrán mediante su batido al fotodetectarse mediante un diodo PIN. A partir de estos valores será posible establecer parámetros de calidad, como por ejemplo la eficiencia de conversión del sistema.

Debe tenerse en cuenta que aunque se ha trabajado únicamente con las componentes frecuenciales positivas, las negativas tomarán el mismo valor de la componente positiva asociada a ellas.

III.2.3. EFICIENCIA DE CONVERSIÓN DEL SISTEMA

Se define la eficiencia de conversión como la relación entre la potencia de la señal subida en frecuencia y la potencia de dicha señal cuando se inyectó al sistema. Este parámetro es crítico en cualquier sistema de mezclado/subida en frecuencia, ya que proporciona la pérdida/ganancia de señal que introduce el procesado de la misma. Puesto que se trabaja con un SOA, es de esperar que se introduzca una cierta ganancia óptica sobre la señal. Sin embargo debe tenerse en cuenta que por su propia naturaleza el mezclado introduce pérdidas sobre los datos, y que el proceso de fotodetección añadirá también una cantidad considerable de pérdidas. Se puede intuir por lo tanto la necesidad de una amplificación eléctrica posterior.

Sabiendo que la corriente fotodetectada a partir del campo óptico incidente sigue esta expresión:

$$i_{pd} = \frac{1}{2} \Re \{ A \cdot A^* \} \quad (46)$$

En donde recordemos que A es la amplitud del campo, relacionada con su potencia tal y como se vio en (9), y \Re es la responsividad del fotodiodo. A partir de esta expresión se puede ver como la

corriente a la salida del fotodiodo depende de la potencia óptica incidente. Por otra parte la eficiencia de conversión se define de esta manera:

$$Ef_{conv} = \frac{Potencia_{OL + IF \text{ obtenida}}}{Potencia_{IF \text{ inyectada}}} \quad (47)$$

Y puesto que la potencia eléctrica depende cuadráticamente de esta corriente, se espera que la tendencia de la eficiencia de conversión sea similar a:

$$Ef_{conv} (dB) = 20 \log_{10} \left(\frac{\frac{\tilde{P}_{OL}(0)e^{\bar{G}} \cdot \tilde{g}_0}{L_{in} L_{out}}}{1 + \frac{\tilde{P}_{OL}(0)e^{\bar{G}}}{L_{in} P_{sat}} + j\Omega_{IF} \tau_c} \left(\bar{G} + \frac{\tilde{P}_{OL}(0)(e^{\bar{G}} - 1)}{L_{in} P_{sat}} \right) \right) - Potencia_{FI} (dBW) \quad (48)$$

En donde L_{in} y L_{out} son las pérdidas por acoplo al entrada y a la salida del SOA, respectivamente. Además debe tenerse en cuenta que el valor de la ganancia debe calcularse teniendo en cuenta las pérdidas de acoplo a la entrada.

III.3. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Una vez propuesto el sistema y modelado matemáticamente su funcionamiento se decide hacer un montaje experimental en el que se puedan analizar sus prestaciones y, en la medida de lo posible, comprobar que las expresiones a las que se llegó son correctas.

En el montaje un diodo láser genera una portadora óptica de 1550 nm de longitud de onda, y esta se modula mediante un EAM (modulado en -1 V) de 40 GHz de ancho de banda utilizando una señal de oscilador local de 39 GHz. La señal de OL fue amplificada mediante un amplificador de bajo ruido (LNA), obteniéndose 16 dBm de potencia en la entrada del EAM. La señal óptica resultante es amplificada entonces mediante el SOA, en el cual la corriente de alimentación está modulada por una señal de frecuencia intermedia. Para poder fijar su punto de trabajo independientemente de los datos de FI se utiliza un bias-tee. El SOA presenta una ganancia fibra-a-fibra de 13 dBm, siendo su potencia de saturación a la salida de unos 10 dBm. A su salida se incluye un filtro óptico paso-banda cuyo único propósito es eliminar el ruido ASE generado por el SOA que cae fuera de la banda de interés. Finalmente la señal se fotodetecta utilizando un fotodetector de 40 GHz de ancho de banda. La señal situada en la frecuencia OL+FI es entonces amplificada e inyectada a un analizador vectorial de señal (VSA), el cual permitirá desde ver su espectro hasta bajar la señal en frecuencia con el fin de analizar sus prestaciones.

Tras realizar el montaje que se incluyó en la Fig. 15 lo primero que se hizo fue variar la frecuencia intermedia de los datos que se inyectan al SOA en busca de un punto óptimo de trabajo. Para ello se hizo un barrido en frecuencia de un único tono de FI, y con un osciloscopio se midió la

amplitud de la señal fotodetectada. Se utilizó en todos los casos una potencia eléctrica de 13 dBm. El resultado que se obtuvo se muestra en la primera imagen de la Fig. 17. Esta figura nos da una idea de la eficiencia de modulación del SOA en función de la frecuencia.

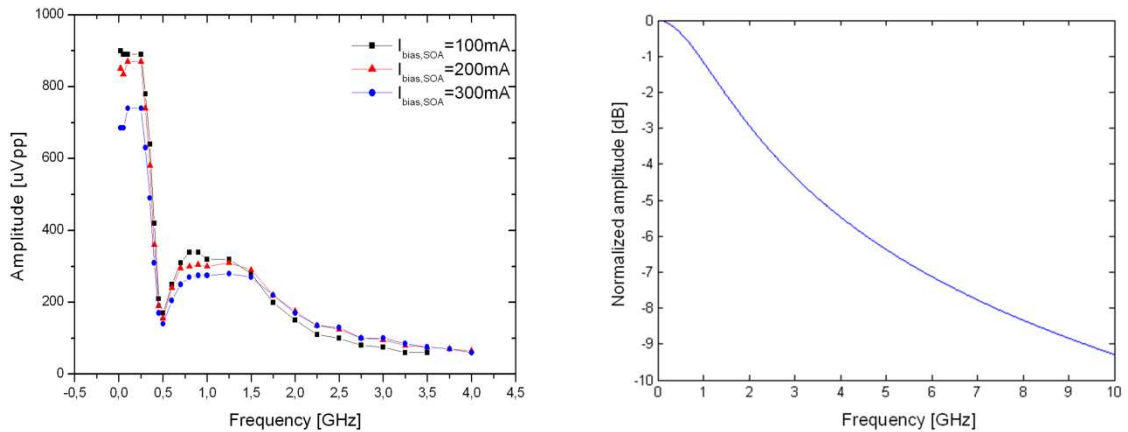


Fig. 17. Amplitud del tono de IF demodulado según su frecuencia en varios puntos de alimentación del SOA.

A la vista de las expresiones matemáticas que se obtuvieron, la amplitud del tono generado (directamente relacionada con la eficiencia de conversión) está limitada únicamente por el tiempo de vida de los portadores. Puesto que su valor es del orden de ns, se espera disponer de un margen de modulación en torno a 10 GHz (previa ecualización para compensar la respuesta en frecuencia), tal y como se aprecia en la segunda imagen de la Fig. 17, en donde se muestra la tendencia esperada según la expresión (45). Sin embargo los resultados experimentales muestran serias limitaciones en el ancho de banda de modulación, estando limitado a frecuencias por debajo de los 2 GHz, presentando incluso un pico (notch) en 0.5 GHz. La causa más probable de este comportamiento es el diseño de los electrodos. Debe recordarse que los electrodos del SOA han sido diseñados para proporcionarle una alimentación tipo DC. De manera que los hilos de metal que unen los electrodos a las capas de metal del SOA presentan un comportamiento variable con la frecuencia, lo que ejerce un filtrado sobre las señales de RF cuando son inyectadas debido a efectos capacitivos. Sin embargo puede afirmarse que un diseño cuidadoso de los electrodos proporcionaría un ancho de banda de modulación mucho mayor.

Con el fin de determinar la respuesta en frecuencia del electrodo encargado de alimentar el SOA se obtiene el parámetro S_{11} , siendo el resultado el que se muestra en la Fig. 18. Se puede ver como para frecuencias en torno a DC se presenta un pico en la amplitud de $|S_{11}|$, lo que indica que la mayor parte de la corriente inyectada en esa banda frecuencial se aplica sobre el SOA. Sin embargo para el resto de frecuencias el resultados es muy diferente. De hecho en la mayoría de frecuencias su módulo toma un valor superior a -3 dB. Esto quiere decir que más de la mitad de la amplitud de corriente inyectada es reflejada y no se aplica al SOA, lo que provoca una reducción drástica de la

eficiencia de modulación. Incluso se observa una respuesta sinusoidal a partir de un GHz, probablemente debido a una respuesta armónica provocada por el propio electrodo.

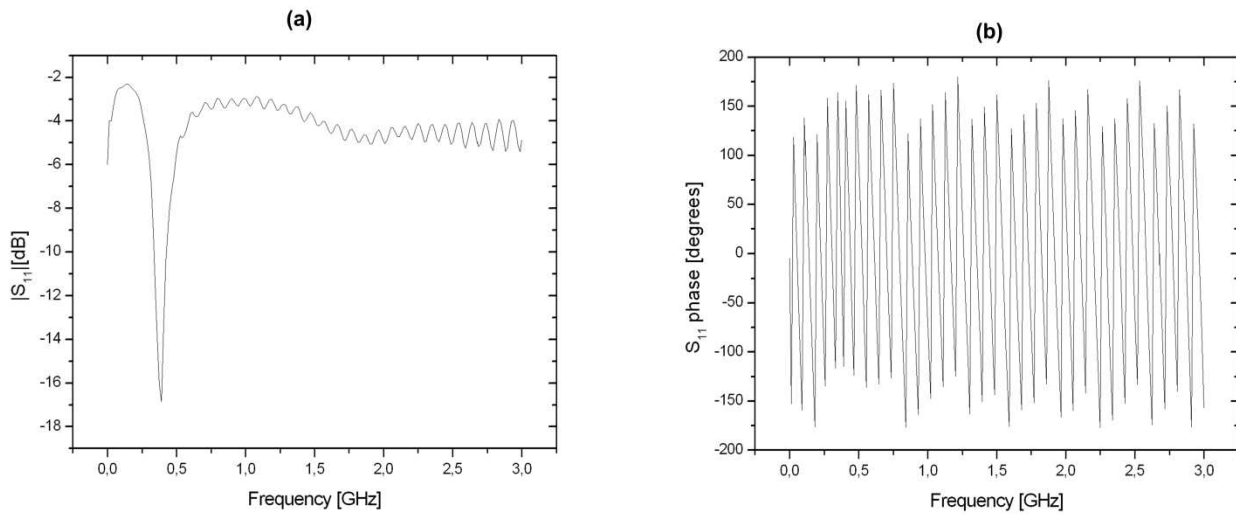


Fig. 18. Respuesta en frecuencia del parámetro S_{11} , tanto en (a) módulo como en (b) fase.

Vista la respuesta del SOA a la frecuencia de modulación se decide utilizar una frecuencia de FI de 1 GHz ya que, aunque la eficiencia será mayor en torno a unos pocos MHz, el ancho de banda disponible para datos será menor. Como se ha podido apreciar en la Fig. 17, también se varió la corriente de bias del SOA, sin que hubiera una gran diferencia en los resultados, aunque puede verse como la eficiencia tiende a disminuir al aumentarse dicha corriente, por lo que se trabajará con valores en torno a 100 mA a partir de ahora.

Una vez escogido el punto de trabajo del SOA se decide analizar las prestaciones que proporciona el sistema. Puesto que el ancho de banda es reducido se decide trabajar con modulaciones multinivel MQAM, ya que aprovechan más el espectro disponible. El parámetro con el que se va a trabajar para cuantificar la calidad de la señal generada será el EVM (*Error Vector Magnitude*), el cual determina la dispersión de los puntos transmitidos como el cociente entre la media de la diferencia de potencia de los valores respecto a su valor medio y dicha potencia media, de manera que cuanto menor sea su valor mayor será la calidad de la señal. La EVM puede relacionarse a su vez con la tasa de error de bit (BER), tal y como se vio en [9].

Partiendo de que la arquitectura propuesta podría utilizarse en un sistema radio-fibra, sería útil transmitir la señal óptica de OL de una a varias estaciones con el fin de ahorrar dispositivos. Es por ello que resulta interesante medir la calidad del sistema en función de la potencia óptica de OL que llega al SOA. De manera que se decide medir la EVM de la señal generada utilizando un VSA, en función de dicha potencia óptica para varias corrientes de alimentación del SOA. El resultado de dicho análisis es el que se muestra en la Fig. 19. Para alcanzar potencias superiores a -4 dBm fue necesario incluir un EDFA antes del SOA, dadas las limitaciones de potencia del ECL y las

pérdidas de inserción del EAM. La potencia de los datos inyectados se fijó a su vez en 13 dBm, siendo estos una señal MQAM de 50 Mbaudios/s, de pulsos en coseno alzado con un factor de roll-off de 0.35, estando limitada la tasa de bits por las características del aparato. En esta figura puede apreciarse la tendencia de la EVM a disminuir según aumenta la potencia óptica. Se puede ver también como al aumentar la corriente de bias del SOA disminuye la calidad de la señal generada debido principalmente al incremento del ruido ASE generado por el SOA. En el margen derecho de la figura se indica a su vez el EVM máximo que se permite para obtener una BER de 10^{-6} (considerada libre de errores al obtenerse antes de utilizar algoritmos de corrección de errores) para la modulación MQAM cuando $M=4,16$ y 64 . Los valores de potencia mínimos que se necesitan según el tipo de modulación y la corriente de alimentación del SOA son los que se resumen en la Tabla 2. En la Fig. 19 también se incluye un límite en la EVM que puede conseguirse, ya que es el ocasionado por el propio generador de señal. Puede apreciarse como cuando las potencias ópticas son altas nos encontramos muy cerca de dicho límite.

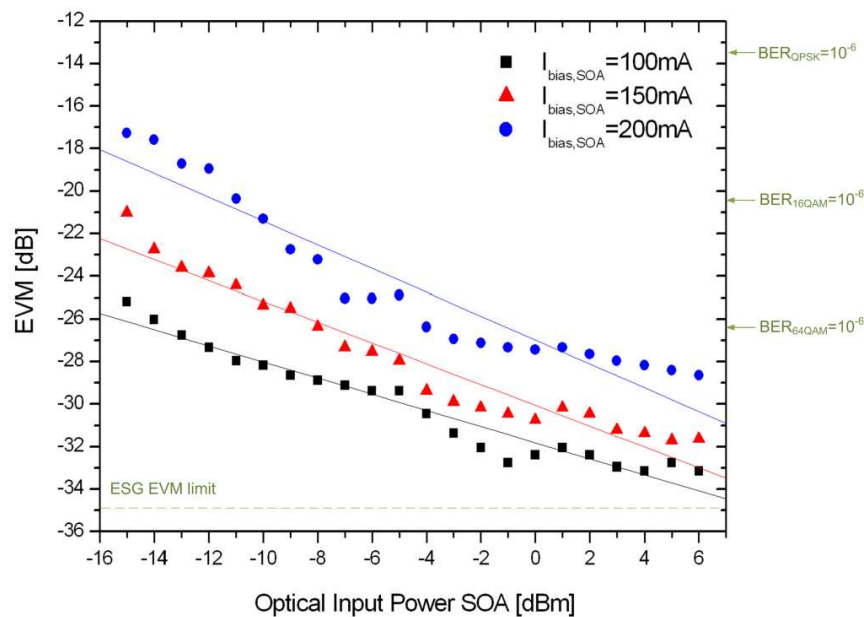


Fig. 19. Variación de la EVM con la potencia óptica inyectada al SOA para varias corrientes de alimentación.

Corriente alimentación	QPSK	16QAM	64QAM
100 mA	-32 dBm	-25 dBm	-14.5 dBm
150 mA	-26 dBm	-17.4 dBm	-7.8 dBm
200 mA	-18 dBm	-11.5 dBm	-1.3 dBm

Tabla 2: Umbrales de potencia óptica a la entrada del SOA que permiten mezclado libre de errores

En la Fig. 20 se incluyen las constelaciones de la señal demodulada así como el diagrama de ojos de una de sus ramas (I) para cada una de las modulaciones contempladas y una tasa de error estimada de 10^{-6} .

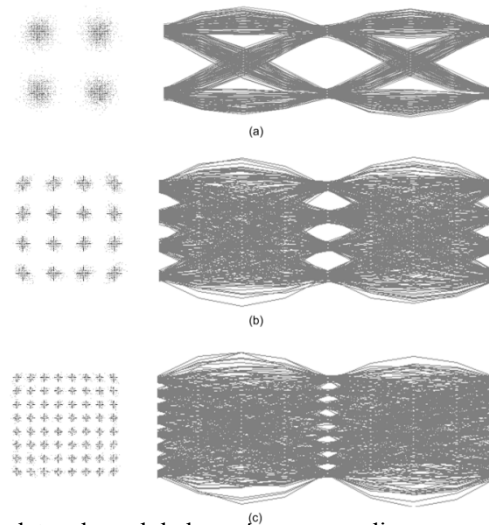


Fig. 20. Constelación IQ de los datos demodulados así como sus diagramas de ojos para las modulaciones (a)QPSK, (b) 16QAM y (c)64QAM con una tasa de error estimada de 10^{-6} .

El siguiente paso que se seguirá es medir experimentalmente la eficiencia de conversión del sistema, de manera que los resultados recogidos se compararán con las expresiones matemáticas que se dedujeron. Para ver las dependencias con cada uno de los parámetros del sistema, se medirá su valor al variar la potencia de datos, la de oscilador local y la óptica a la entrada del SOA.

Para poder comparar los resultados experimentales con las expresiones deducidas para la eficiencia es necesario tener la certeza de que los valores que se sustituyen son correctos. Puesto que en las expresiones no se considera la reflexión de la corriente inyectada al SOA por desadaptación de impedancias, lo que sí ocurre en la práctica, es necesario estimar estas pérdidas e introducirlas en el modelo teórico. En este caso la señal se sitúa en torno a 1 GHz, teniendo un ancho de banda estimado variable según la modulación, pero nunca superior a 300 MHz. De manera que a la vista de las medidas de $|S_{11}|$ que se muestran en la Fig. 18, dicho parámetro tomará un valor medio de unos -2 dB. Su valor expresado en lineal será por lo tanto:

$$S_{11} = 10^{\frac{S_{11}(dB)}{20}} = 0.7943 \quad (51)$$

De manera que a partir de este valor pueden estimarse tanto la potencia eléctrica reflejada como el módulo de la impedancia equivalente del SOA para el margen de frecuencias considerado (conociendo que el cable eléctrico con el que se trabaja tiene una impedancia de 50Ω). Respectivamente:

$$Pot_{reflejada} (\%) = 100 \cdot (1 - |S_{11}|^2) = 36.91 \% \quad (52)$$

$$|Z_{in\ SOA}| = Z_{cable} \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} = 436\ \Omega \quad (53)$$

A partir de estos valores es posible obtener una buena aproximación de la corriente real que recibe el SOA, teniendo en cuenta las pérdidas por desadaptación (4.3286 dB) y el módulo de la impedancia equivalente del SOA:

$$|I_{pico}| = \sqrt{2} \frac{10^{\frac{Pot\ (dBm) - 30 - 4.3286}{20}}}{\sqrt{|Z_{in\ SOA}|}} \quad (54)$$

Donde Pot es la potencia eléctrica de datos en frecuencia intermedia inyectada al SOA y el resultado de (54) viene dado en Amperios.

A partir de estos resultados es posible obtener los valores necesarios para sustituir en las ecuaciones que han sido deducidas, y comparar medidas experimentales para comprobar su validez. Además de deducir la corriente de pico que se inyecta al SOA también se miden en el laboratorio el resto de parámetros necesarios, tales como la potencia óptica de los tonos de DC y OL.

Se obtiene entonces la eficiencia de conversión experimental variando las distintas potencias que caracterizan el sistema. Destacar que en todas las medidas realizadas la corriente de alimentación del SOA fue de 100 mA, ya que aunque la eficiencia variaba un poco según el valor de este parámetro la tendencia era la misma. En la Fig. 21 se muestra la variación de la eficiencia de conversión con la potencia de datos en frecuencia intermedia inyectados al SOA. Se puede ver como los resultados medidos y representados según (48) coinciden. La nula variación de la eficiencia concuerda con (48), ya que su valor depende cuadráticamente de la corriente de FI inyectada al SOA, al igual que la potencia, de manera que un incremento de 1 dB en esta potencia se traduce en el mismo incremento del término de OL+FI, por lo que la eficiencia permanece constante. Destacar que para ver la tendencia se representan datos normalizados únicamente.

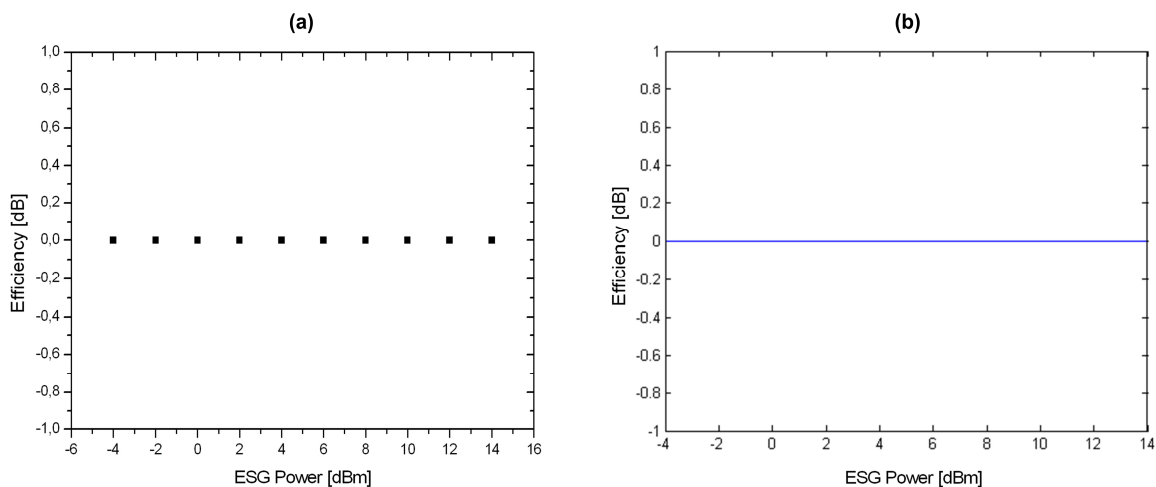


Fig. 21. Variación (a) experimental y (b) analítica de la eficiencia con la potencia de señal FI inyectada.

En la Fig. 22 se representan los resultados al variar la potencia de oscilador local. Se puede ver como la tendencia es similar aunque no idéntica. Las diferencias en la pendiente obtenida pueden deberse tanto a la no linealidad de la respuesta en amplitud del amplificador eléctrico utilizado, de manera que al aumentar 1 dB la potencia del generador del tono no aumenta realmente 1 dB, como a su saturación a altas potencias, o incluso por el ruido del sistema de medida.

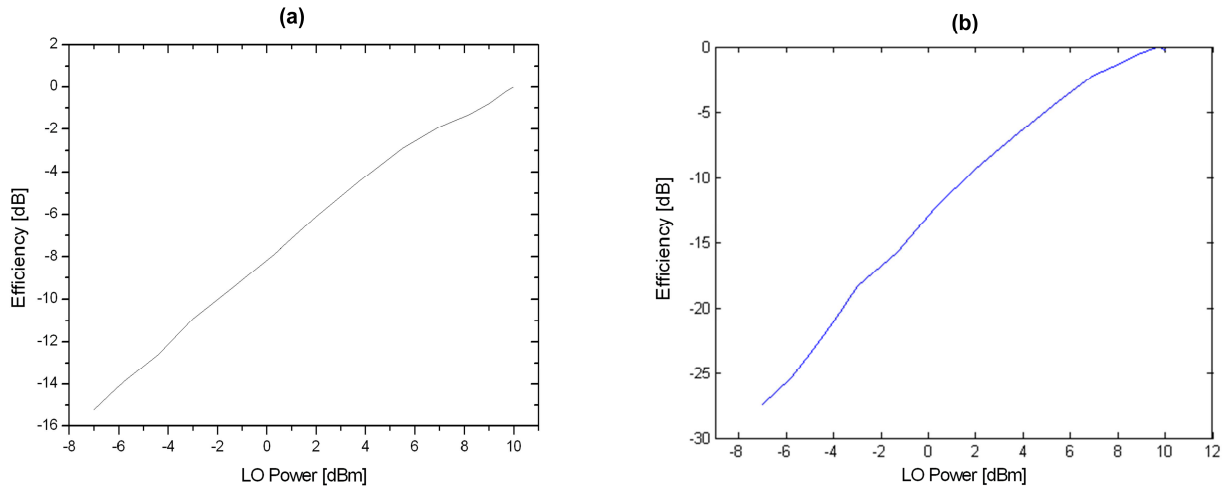


Fig. 22. Variación (a) experimental y (b) analítica de la eficiencia con la potencia de oscilador local.

Finalmente se decide variar la potencia óptica de entrada al SOA, cuyos resultados se muestran en la Fig. 23. Se puede ver una tendencia lineal a potencias ópticas bajas, en el margen en que el SOA aún no está saturado. Cuando las potencias inyectadas son muy elevadas el amplificador óptico comienza a saturarse, lo que provoca una reducción de la ganancia y por lo tanto de la eficiencia de conversión del sistema.

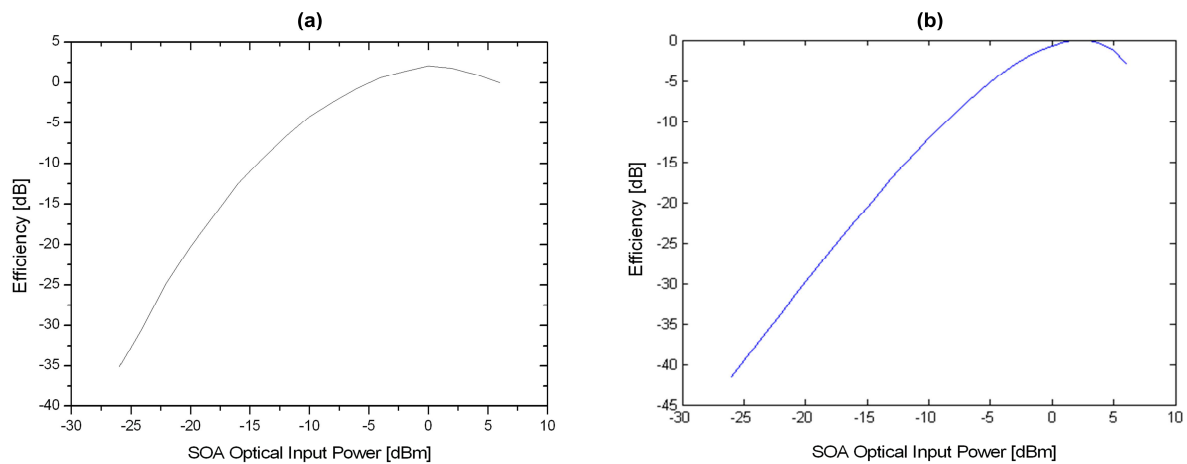


Fig. 23. Variación (a) experimental y (b) analítica de la eficiencia con la potencia óptica aplicada al SOA.

A la vista de los resultados experimentales puede concluirse que las expresiones obtenidas aproximan con bastante exactitud el comportamiento del sistema. Aunque para hacer énfasis en la tendencia se hayan representado datos normalizados, la eficiencia que se consigue en el sistema suele estar en torno a -70 dB sin amplificación eléctrica posterior.

Como último paso para caracterizar las prestaciones del sistema se mide el margen dinámico libre de espurios (SFDR). Este parámetro da una idea de la linealidad del sistema. Para medirlo se inyectan al SOA dos tonos eléctricos de IF (IF_1 e IF_2) próximos entre sí (separados menos de una octava, en este caso concreto 20 MHz). Tras el proceso de subida en frecuencia de la señal se mide la potencia de uno de los términos fundamentales (p.e. $LO+IF_2$) así como la de uno de los productos no lineales de tercer orden ($LO+2IF_2-IF_1$) y el nivel del fondo de ruido con un ancho de banda de resolución del analizador de señal de 1 Hz. Estas medidas se tomarán variando la potencia de los tonos de IF inyectados al sistema, de manera que el SFDR podrá estimarse como la diferencia de potencia entre los términos fundamentales y de intermodulación cuando la potencia de los batidos de intermodulación iguala al fondo de ruido. Todas estas medidas se realizarán sin amplificador a la salida del fotodiodo, ya que este dispositivo añadiría no linealidades y el resultado no podría asociarse únicamente al sistema. A efectos comparativos se medirá también la SFDR del dispositivo generador de los tonos, con el fin de obtener la penalización que introduce el sistema sobre este parámetro.

Los resultados obtenidos se incluyen en las Fig. 24 y 25. En la Fig. 24 se muestran las medidas tomadas para una potencia óptica de entrada al SOA de -5 dBm, con una corriente de alimentación del mismo de 100 mA. En esta figura se representan la potencia del término fundamental tras su subida en frecuencia (cuadrados negros) y el producto de intermodulación de tercer orden (triángulos negros) en función de la potencia de modulación de IF. A partir de estos puntos se interpola linealmente (líneas continuas). También se representa el fondo de ruido a 1 Hz, de manera que a partir de este dato y las interpolaciones lineales realizadas se obtiene un SFDR de 52.5 $\text{dB}\cdot\text{Hz}^{2/3}$. En esta figura se representan también las mismas medidas realizadas cuando se elimina el proceso de subida en frecuencia, es decir cuando los tonos de IF modulan directamente al SOA y son fotodetectados sin ser subidos en frecuencia. Estos resultados se representan mediante los cuadrados y triángulos blancos, y las interpolaciones pertinentes mediante líneas discontinuas. Con estas medidas se llega a un SFDR de 65.6 $\text{dB}\cdot\text{Hz}^{2/3}$. De manera que la penalización que introduce el sistema sobre este parámetro puede estimarse en torno a 13 dB. Esta penalización sobre la linealidad de la señal viene dada por la reducción de la eficiencia asociada al proceso, así como por el aumento de la potencia de los productos de tercer orden originado por la naturaleza no lineal del propio proceso de mezclado. También influye el aumento del fondo de ruido causado por el ruido ASE que emite el SOA.

En la Fig. 25 se muestra la evolución del SFDR con la potencia óptica inyectada al SOA. Se puede observar cierta dispersión en los resultados cuando dicha potencia es elevada, debido seguramente a pequeños errores en la medida o la propia variabilidad de la señal. De todas maneras se observa claramente una tendencia de mejora en la linealidad según se aumenta la potencia óptica. Esto puede venir ocasionado por la reducción de ruido ASE que se produce cuando el SOA

está saturado, y también debido a que el incremento en la eficiencia de mezclado al aumentar la potencia óptica es mayor para los términos fundamentales que para los productos de intermodulación de tercer orden. En cualquier caso se comprueba como en un amplio rango de potencias ópticas la linealidad del sistema es suficiente para trabajar con las modulaciones consideradas en este trabajo.

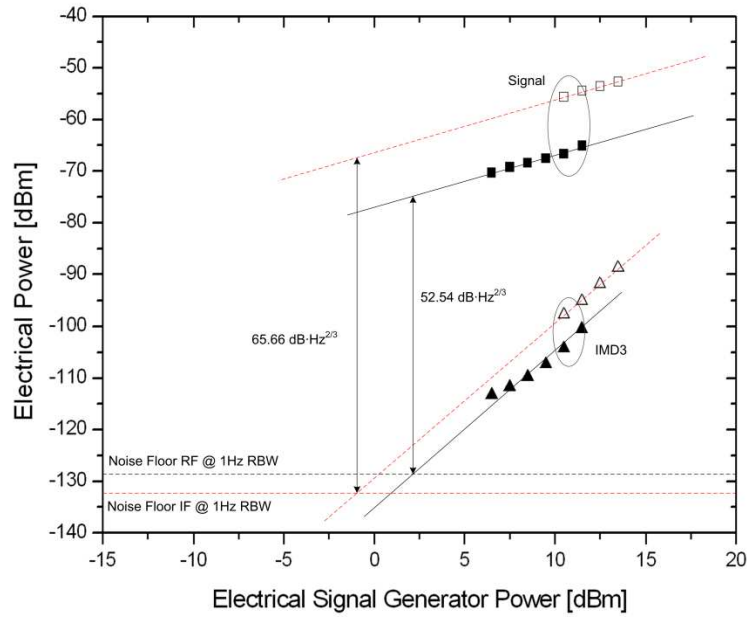


Fig. 24. Potencia eléctrica de los términos fundamentales, armónicos de tercer orden y fondo de ruido empleados para estimar el SFDR del sistema.

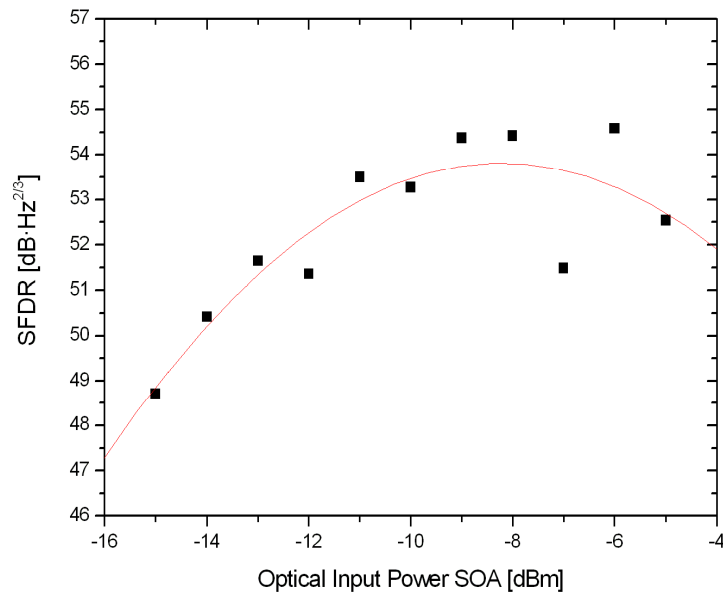


Fig. 25. SFDR en función de la potencia óptica de entrada al SOA.

IV. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

A lo largo de esta tesina se ha realizado un repaso de los esquemas más habituales de generación y mezclado óptico como alternativa a la generación eléctrica tradicional. Se han visto las ventajas e inconvenientes que plantean, y se ha seguido la evolución de las distintas arquitecturas que han ido surgiendo. Dentro del estado del arte de estas técnicas se han visto dos grandes grupos: las basadas en moduladores externos (p.e. moduladores Mach-Zehnder) y las que aprovechan las propiedades altamente no lineales del amplificador óptico de semiconductor para llevar a cabo el proceso. Aunque las primeras arquitecturas proporcionan muy buenas prestaciones, son sensibles a la polarización, no integrables y de baja eficiencia. Es por esto que la tesina se centra en las ventajas de los mezcladores basados en SOA, ya que solventan muchos de estos inconvenientes.

Una vez finalizado el estudio del estado del arte el trabajo se centra en realizar un exhaustivo análisis de una novedosa arquitectura basada en la utilización de una configuración EAM-SOA. Para ello se modela matemáticamente el funcionamiento del SOA, y a partir de las ecuaciones que lo definen se modela el sistema, obteniéndose la expresión que proporciona su eficiencia de conversión.

Tras el modelado del sistema se realiza el montaje experimental del mismo, que permite corroborar la validez de las expresiones obtenidas así como extender el análisis. Destacar la gran similitud entre las medidas realizadas en laboratorio y las expresiones obtenidas. En esta parte se obtienen la respuesta del sistema a la frecuencia de modulación de datos, así como gráficas de la calidad de la señal (representada mediante la EVM). Se realiza también un análisis de la linealidad del sistema mediante la obtención del SFDR. A partir de todas las medidas tomadas puede concluirse que el sistema tiene buenas prestaciones tanto en cuanto a la calidad de señal (pudiendo emplearse modulaciones de alta frecuencia espectral como 64QAM) como por lo que respecta a su linealidad.

Se ha realizado por lo tanto un exhaustivo análisis de la arquitectura propuesta, y se han comprobado tanto su correcto funcionamiento como sus buenas prestaciones.

En cuanto a las líneas futuras que abre este trabajo, da pie a numerosas propuestas. Por una parte podrían emplearse esquemas de doblado en frecuencia con varios EAM, con el fin de reducir el coste del oscilador local. También sería posible aprovecharse de una de las grandes ventajas de este sistema, la capacidad de integración, e integrar todo el sistema en un solo chip. Podría ampliarse el modelado del sistema, extendiéndolo para obtener parámetros como la SFDR. Otra propuesta interesante sería diseñar un electrodo que permita aprovechar todo el ancho de banda del SOA, en torno a unos 10 GHz se estimaron a partir de las ecuaciones, para poder transmitir señales de anchos de banda del orden de GHz. Finalmente podría extenderse la arquitectura a una estructura interferométrica Mach-Zehnder de manera que se permita modular cada una de las ramas de una señal QAM en cada uno de los SOA.

AGRADECIMIENTOS

Todo el trabajo realizado en esta tesina ha podido llevarse a cabo gracias a una beca de *Formación de Personal Investigador (FPI)* de la Universidad Politécnica de Valencia, en las instalaciones del Centro de Tecnología Nanofotónica de Valencia.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] J.-H. Seo, and W.-Y. Choi, "Gigabit transmission in 60-GHz-band using optical frequency up-conversion by semiconductor optical amplifier and photodiode configuration", in *Proceedings of the International Microwave Symposium*, pp. 22-24, 2006.
- [2] Y.-K. Seo, C.-S. Choi, and W.-Y. Choi, "All-optical signal upconversion for radio-on-fiber applications using cross-gain modulation in semiconductor optical amplifiers", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 14, no. 10, pp. 1448-1450, 2002.
- [3] H.-J. Song, J. S. Lee, and J.-I. Song, "Signal up-conversion by using a cross-phase-modulation in all-optical SOA-MZI wavelength converter", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 16, no. 2, pp. 593-595, 2004.
- [4] P. Kaur, and R. S. Kaler, "Simultaneous all-optical frequency upconversion for fiber radio networks", in *Proceedings of National Conference on Challenges & Opportunities in Information Technology, RIMT-IET*, Mandi Gobindgarh, pp. 264-267, 2007.
- [5] H.-J. Kim, H.-J. Song, and J.-I. Song, "All-optical frequency up-conversion technique using four-wave mixing in semiconductor optical amplifiers for radio-over-fiber applications", in *Microwave Symposium, 2007, IEEE/MTT-S International*, pp. 674-70, 3-8 June 2007.
- [6] Z. Dong, Z. Cao, J. Lu, L. Chen, S. Wen, Z. Jia, and G. K. Chang, "All-optical up-conversion of millimeter-wave signals for ROF system using optical carrier suppression-based dual-pump FWM in an SOA", *Optical Fiber Communication 2009 (OFC 2009)*, pp. 1-3, 22-26 March 2009.
- [7] Songnian Fu, and P. Shum, "A photonic frequency up-converter based on nonlinear polarization rotation of an SOA for WDM radio-over-fiber systems", *Communications and Mobile Computing 2009*, vol. 2, pp. 501-504, 6-8 January 2009.
- [8] J.-H. Seo, C.-S. Choi, Y.-S. Kang, Y.-D. Chung, J. Kim, and W.-Y. Choi, "SOA-EAM frequency up/down-converters for 60-GHz bidirectional radio-on-fiber systems", *IEEE Trans. on Microw. Theory and Tech.*, vol. 54, no. 2, 2006.
- [9] R.A. Shafik, S. Rahman, and AHM Razibul Islam, "On the extended relationships among EVM, BER and SNR as performance metrics", *International Conference on Electrical and Computer Engineering 2006 (ICECE '06)*, pp. 408-411, 19-21 Dec. 2006.

ANEXOS

A partir del trabajo desarrollado en la tesina se ha redactado un artículo, el cual ha sido aceptado para su publicación como poster en el congreso *Microwave Photonics 2009*. Se adjunta parte del correo electrónico que se recibió para notificar la aceptación:

Dear Mr./Ms. Jesus Palaci,

On behalf of the International Topical Meeting on Microwave Photonics Technical Program Committee, we are very pleased to announce that your paper has been ACCEPTED for inclusion in the conference proceedings at MWP2009 to be held in Valencia, Spain. The conference is being held at the Universidad Politécnica de Valencia campus, October 14th-16th, 2009.

The information of your paper is:

Title: EAM-SOA-Based Millimetre-Wave Frequency Up-Conversion for Radio-over-Fiber Applications

Paper id: 63

Category: Poster