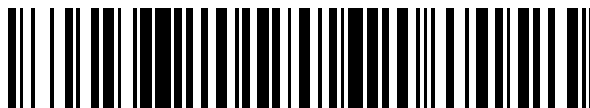


19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 527 262**

21 Número de solicitud: 201400279

51 Int. Cl.:

**H04B 1/06** (2006.01)

**H03D 7/14** (2006.01)

12

## SOLICITUD DE PATENTE

A1

22 Fecha de presentación:

**31.03.2014**

43 Fecha de publicación de la solicitud:

**21.01.2015**

71 Solicitantes:

**UNIVERSIDAD DE MÁLAGA (100.0%)**

**Avenida Cervantes, 2**

**29071 Málaga ES**

72 Inventor/es:

**REYES IGLESIAS , P.J. ;**

**ORTEGA MOÑUX , Alejandro y**

**MOLINA FERNÁNDEZ , Iñigo**

54 Título: **Convertor inferior de 120° integrado monolíticamente acromático**

57 Resumen:

Convertor inferior de 120° integrado monolíticamente acromático que consiste en un convertor inferior de 120° integrado monolíticamente basado en un acoplador de interferencia multimodo (multimode interference coupler, MMI) 2x3 y con tres fotodiodos seguidos de sus respectivos TIAs con recuperación IQ desde un circuito analógicamente calibrado que permite incrementar a 80 el número de canales coincidentes de forma eficiente, mostrando un buen rango dinámico de señal y alto rendimiento de fabricación. Como este convertor inferior hace uso del menor número de medidas de potencia necesarias para la perfecta recuperación de las componentes IQ de señal, resulta en una interesante alternativa a los receptores convencionales a 90°. Asimismo es objeto de la invención un receptor óptico coherente que comprende dicho convertor inferior de 120° integrado monolíticamente acromático.

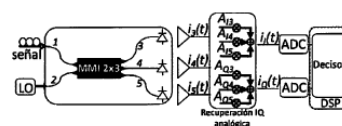


Figura 3

**DESCRIPCIÓN****CONVERSOR INFERIOR DE 120° INTEGRADO MONOLÍTICAMENTE ACROMÁTICO****OBJETO DE LA INVENCION**

- 5 La invención se encuadra en el campo de las Tecnologías de la Información y la Comunicación (TICs) and se refiere de forma general a *convertidores inferiores* integrados monolíticamente, particularmente a *convertidores inferiores* integrados monolíticamente acromáticos.

**10 ANTECEDENTES DE LA INVENCION**

- La incorporación de multiplexores de adición-extracción ópticos reconfigurables (*reconfigurable optical add-drop multiplexers, ROADM*) en redes ópticas de transporte ha proporcionado flexibilidad y posibilidades de configuración a los operadores de red. La
- 15 introducción en un futuro cercano de *ROADM acromático* permitirá también que cualquier longitud de onda sea añadida / extraída en cualquier puerto. En este contexto, los receptores *acromático* pueden ser usados en los puertos de extracción para incrementar la eficiencia y reducir el coste de las redes ópticas reconfigurables. En un receptor *acromático*, sólo ajustando el oscilador local (OL), un canal de multiplexado por división de longitud de onda
- 20 (*wavelength-division multiplexed, WDM*) individual puede ser seleccionado y detectado sin utilizar ningún dispositivo de filtrado óptico (por ejemplo un desmultiplexador o un filtro).

- El *Optical Internetworking Forum (OIF)* [1] ha propuesto el formato de modulación *DP-QPSK* (*dual polarization quadrature phase-shift keying*) para alcanzar los 100 Gbps por canal en la
- 25 banda C amplificada sobre la infraestructura de red óptica existente. La modulación de amplitud en cuadratura de mayor orden (por ejemplo 16-64 *QAM*) es una alternativa viable para un mayor incremento de la capacidad de transmisión del sistema a la vez que se reducen los requerimientos de ancho de banda. Así, en el marco del proyecto MIRTHE [2], transmisores y receptores integrados monolíticamente 16-*QAM* para 400 Gbps están siendo
- 30 probados. Los receptores coherentes requeridos comprenden una red con diversidad de polarización (por ejemplo divisores de polarización) y dos *convertidores inferiores* con diversidad de fase (uno por polarización). En este documento nos centraremos en la última parte, esto es, en el *conversor inferior* óptico. Una solución muy extendida es la integración monolítica del híbrido óptico de 90° con cuatro fotodiodos en configuración balanceada
- 35 sobre el mismo chip [2, 3]. En la recepción acromática, una medida de la supresión de los términos de detección directa interferentes de canales *WDM* coincidentes es el rechazo del

modo común (*common-mode-rejection-ratio*, *CMRR*) [4, 5]. Por tanto, un receptor coherente basado en un híbrido de 90° balanceado con un alto *CMRR* y una razón OL-potencia de señal alta puede ser usado como receptor *acromático*. Sin embargo, un alto *CMRR* en el ancho de banda tendrá unos requisitos de tolerancia de fabricación estrictos (resultando en un coste alto y una tasa de fabricación baja) para reducir errores de *hardware* (i.e. desbalanceos de amplitud existentes en la red de diversidad de fase o el desfase de responsividad del fotodiodo) [6, 7].

Una alternativa prometedora para superar los problemas anteriores es el receptor de diversidad de fase de 120° el cuál, adecuadamente calibrado, ha demostrado ser altamente tolerante a errores de *hardware* a frecuencias de microondas [8]. Esta es una solución interesante porque, como es sabido a partir de la teoría multipuerto [9, 10], tres es el número mínimo de salidas de potencia para recuperar perfectamente señales IQ a partir de lecturas de potencia mediante medios lineales, siendo el *conversor inferior* de 120° el receptor multipuerto más simple. Este tipo de *conversor inferior* de 120° ha sido descrito en varias ocasiones para comunicaciones ópticas usando acopladores en fibra 3x3 [11, 12]. Los autores hemos propuesto recientemente un *conversor inferior* integrado monolíticamente, basado en un acoplador de interferencia multimodo (*multimode interference coupler*, *MMI*) 2x3, con una estrategia de calibración lineal simple para corregir completamente errores del receptor [7, 10]. Nuestra propuesta, comparada con el *conversor inferior* de 90° balanceado (basado en un *MMI* 2x4), no sólo muestra la misma sensibilidad a ruido bajo un *hardware* ideal, sino que exhibe un mayor rango dinámico de señal, un ancho de banda operativo más amplio, y una mayor tolerancia a errores de fabricación para una recepción unicanal.

En la figura 1 se muestra un *conversor inferior* integrado híbrido de 90° convencional basado en un *MMI* 2x4 integrado monolíticamente con cuatro fotodiodos seguido de amplificadores de transimpedancia (*transimpedance amplifiers*, *TIA*) con eliminación de continua (*DC offset cancellation*) [3]. Los componentes de salida eléctrica de señal IQ son entonces digitalizados en dos convertidores analógico-digitales (*analog-to-digital converters*, *ADC*) y combinados para ser posteriormente procesados en el procesador de señal digital (*signal processor*, *DSP*).

Asumiendo una red de control de diversidad de polarización previa, el campo eléctrico de la señal *WDM* recibida (compuesta de N canales multiplexados) y el láser OL pueden ser descritos en términos de sus envolventes complejas como

$$e_s(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{n=1}^N \tilde{e}_{sn} e^{j\omega_n t} \right\} \quad (1)$$

$$e_{LO}(t) = \text{Re} \{ \sqrt{P_{LO}} e^{j\omega_k t} \} ; k \in [1, N] \quad (2)$$

Para una detección homodina, el OL (de potencia  $P_{LO}$ ) debe ser ajustado a la frecuencia angular  $\omega_k$  del canal a ser detectado. Considerando una potencia de señal igual para todos los canales multiplexados  $P_s = |\tilde{e}_{sn}|^2$ , las envolventes de señal de complejidad lentamente variante del canal  $n^{\text{th}}$  pueden ser descritas (omitiendo los impedimentos de transmisión de la fibra) en términos de los componentes de la señal  $I/Q$  normalizada,  $I_n$  and  $Q_n$ , como

$$\tilde{e}_{sn} = \sqrt{P_s} (I_n + jQ_n) \quad (3)$$

La señal  $WDM$  y el OL son combinados en el  $MMI$   $2 \times 4$ , con parámetros de *scattering*  $S_{ij}^k$  definidos entre sus puertos a frecuencia  $\omega_k$ , y detectados a partir de los fotodiodos, con responsividades  $R_i$ . Consecuentemente, cuando se selecciona un canal  $k^{\text{th}}$ , las cuatro fotocorrientes de salida pueden ser calculadas (con  $i = 3, 4, 5$  ó  $6$ ) como

$$i_i^k = R_i \left| \sum_{n=1}^N S_{i1}^n \tilde{e}_{sn} e^{j\omega_n t} + S_{i2}^k \sqrt{P_{LO}} e^{j\omega_k t} \right|^2 \quad (4)$$

Omitiendo los términos del batido de alta frecuencia a  $\omega_n - \omega_k$ , los cuáles serán completamente filtrados por la electrónica, las fotocorrientes  $i_I^k$  y  $i_Q^k$  para los componentes  $I/Q$  pueden ser obtenidos a partir de  $TIA$ s diferenciales idealizados y ser descritos en forma de matriz como

$$\begin{bmatrix} i_I^k \\ i_Q^k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_3^k - i_4^k \\ i_5^k - i_6^k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_{Ik} \\ \alpha_{Qk} \end{bmatrix} + \sum_{n=1}^N \begin{bmatrix} \gamma_{In} \\ \gamma_{Qn} \end{bmatrix} [I_n^2 + Q_n^2] + \begin{bmatrix} \text{Re}(u_k) & \text{Im}(u_k) \\ \text{Re}(v_k) & \text{Im}(v_k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_k \\ Q_k \end{bmatrix} \quad (5)$$

Tres términos pueden ser identificados en el lado derecho de la ecuación (5): término en continua (*DC offset*), un término de detección directa interferente procedente del batido de canales adyacentes entre sí, y una transformación lineal de los componentes  $I/Q$ . Sus parámetros ( $\alpha$ ,  $\gamma$ ,  $u$ ,  $v$ ), que fueron descritos por primera vez en [13], se muestran otra vez aquí en la Tabla 1 por conveniencia.

Componente continua	Coefficiente distorsión no-lineal	Transformación IQ
$\alpha_{Ik} = P_{LO} \left( R_3  S_{32}^k ^2 - R_4  S_{42}^k ^2 \right)$	$\gamma_{In} = P_s \left( R_3  S_{31}^n ^2 - R_4  S_{41}^n ^2 \right)$	$u_k = 2\sqrt{P_{LO} P_s} \left( R_3 S_{32}^k S_{31}^{k*} - R_4 S_{42}^k S_{41}^{k*} \right)$
$\alpha_{Qk} = P_{LO} \left( R_5  S_{52}^k ^2 - R_6  S_{62}^k ^2 \right)$	$\gamma_{Qn} = P_s \left( R_5  S_{51}^n ^2 - R_6  S_{61}^n ^2 \right)$	$v_k = 2\sqrt{P_{LO} P_s} \left( R_5 S_{52}^k S_{51}^{k*} - R_6 S_{62}^k S_{61}^{k*} \right)$

Tabla 1. Parámetros derivados en [13] que caracterizan un receptor coherente integrado híbrido de 90°

- 5 Los términos lineales cuasan un desbalanceo, rotación y traslación de los ejes de referencia. La compensación de la distorsión lineal inducida a cada longitud de onda causada por imperfecciones *hardware* (desbalanceo a nivel de responsividad de fotodiodo y del híbrido) serán eliminadas en el *DSP* mediante el procedimiento de ortogonalización de Gram-Schmidt orthogonalization procedure (GSOP) [14]. El segundo término de la ecuación 5
- 10 causa una corriente de interferencia en banda base que no puede ser eliminada y que limita el comportamiento *acromático* del receptor. Esta corriente de interferencia puede ser por tanto expresada como

$$\begin{bmatrix} i_I^k \\ i_Q^k \end{bmatrix}_{Interf} = \begin{bmatrix} i_3^k - i_4^k \\ i_5^k - i_6^k \end{bmatrix}_{Interf} = P_s \sum_{n=1}^N \begin{bmatrix} R_3 |S_{31}^n|^2 - R_4 |S_{41}^n|^2 \\ R_5 |S_{51}^n|^2 - R_6 |S_{61}^n|^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_n^2 \\ Q_n^2 \end{bmatrix} \quad (6)$$

15

- El término interferente depende de la potencia de la señal, el número de canales coincidentes, y las prestaciones del receptor coherente en términos de desbalanceo de potencia. Debe señalarse que la corriente de interferencia de banda basal muestra una relación próxima con el *CMRR* para una única señal de longitud de onda [1], dado que es
- 20 una medida directa del comportamiento desbalanceado de potencia de un receptor coherente.

$$\begin{aligned} CMRR_{SI}^{90^\circ}(\omega_n) &= \frac{i_3^n - i_4^n}{i_3^n + i_4^n} \Big|_{Interf} = \frac{R_3 |S_{31}^n|^2 - R_4 |S_{41}^n|^2}{R_3 |S_{31}^n|^2 + R_4 |S_{41}^n|^2} \\ CMRR_{SQ}^{90^\circ}(\omega_n) &= \frac{i_5^n - i_6^n}{i_5^n + i_6^n} \Big|_{Interf} = \frac{R_5 |S_{51}^n|^2 - R_6 |S_{61}^n|^2}{R_5 |S_{51}^n|^2 + R_6 |S_{61}^n|^2} \end{aligned} \quad (7)$$

- Por lo tanto, usaremos el *CMRR* como figura de mérito de las prestaciones de los receptores
- 25 *acromáticos* integrados propuestos, tal y como se hace habitualmente en la literatura [4, 5].

Para una recepción multicanal, desde la Eq. (5), la interferencia producida por el batido consigo mismo de cada canal adyacente se verá ponderada por su potencia y el *CMRR* a su respectiva longitud de onda. De este modo, una efectiva recepción *acromática* necesitará una baja relación  $P_s/P_{LO}$  y un elevado *CMRR* sobre el ancho de banda completo de operación del receptor.

La Figura 2(a) muestra la geometría transversal de las guías de onda consideradas en este documento. Se han considerado únicamente dos escenarios relevantes para su simulación:

I. Diseño nominal (sin errores de fabricación) y II. Errores de fabricación moderados. Desde nuestra experiencia en plataformas comerciales de desarrollo en *InP* [2,3], se ha escogido como errores de fabricación moderados desviaciones en la anchura de  $|\delta_w| < 150$  nm y profundidad de grabado de  $|\delta_d| < 45$  nm. También se ha incluido un desbalanceo realista del 5% entre la responsividad de los fotodiodos. Una descripción más detallada del *conversor inferior* integrado monolíticamente que incluye las dimensiones físicas más relevantes puede encontrarse en [7]. La Fig. 2(b) muestra la dependencia con la longitud de onda del máximo *CMRR* descrito por la Eq. (7). El *OIF* especifica un *CMRR* para una señal entrante por el puerto de señal mayor que 20 dB en módulo [1]. Como se espera, el diseño nominal (Caso I) del *conversor inferior* de 90° cumple el *OIF*. Sin embargo, la especificación del *OIF* para el *CMRR* ésta sólo se cumple en la mitad de la banda-C bajo errores razonables de fabricación (Caso II).

## BREVE DESCRIPCIÓN DE LA INVENCION

La presente invención se refiere en general a *convertidores inferiores* integrados monolíticamente, particularmente a *convertidores inferiores* integrados monolíticamente *acromáticos* y más específicamente a *convertidores inferiores* de 120° integrados monolíticamente *acromáticos*.

En particular, la presente invención se refiere a un *conversor inferior* de 120° integrado monolíticamente *acromático* que consiste en un conversor inferior de 120° integrado monolíticamente basado en un acoplador de interferencia multimodo (*multimode interference coupler*, *MMI*) 2x3 y con tres fotodiodos seguidos de sus respectivos *TIAs* con recuperación IQ desde un circuito analógicamente calibrado que permite incrementar a 80 el número de canales coincidentes de forma eficiente, mostrando un buen rango dinámico de señal y alto rendimiento de fabricación. Como este *conversor inferior* hace uso del menor número de

medidas de potencia necesarias para la perfecta recuperación de las componentes  $I/Q$  de señal, resulta en una interesante alternativa a los receptores convencionales a  $90^\circ$ . Asimismo es objeto de la invención un receptor óptico coherente que comprende dicho *conversor inferior* de  $120^\circ$  integrado monolíticamente *acromático*.

5

## BREVE DESCRIPCIÓN DE LAS FIGURAS

Fig. 1 *Conversor inferior* híbrido de  $90^\circ$  convencional.

10 Fig. 2 (a) Geometría transversal de las guíasondas *rib* en InP/InGaAsP empleadas.  $H=1\mu\text{m}$ ,  $D=0.5\mu\text{m}$ ,  $n_{\text{InP}}=3.18$ ,  $n_{\text{InGaAsP}}=3.27$ . (b) *CMRR* respecto a la longitud de onda (banda C) del *conversor inferior* de  $90^\circ$  convencional en función del escenario de fabricación (Caso I/II).

Fig. 3 *Conversor inferior* acoplador de  $120^\circ$  calibrado.

15

Fig. 4 *CMRR* respecto a la longitud de onda del *conversor inferior* de  $120^\circ$  calibrado y *conversor inferior* de  $90^\circ$  convencional en función del escenario de fabricación (Caso I/II) (a) *Conversor inferior* de  $120^\circ$  con coeficientes exactos a 1550 nm (b) *Conversor inferior* de con coeficientes bajo un 5% de desviación

20

Fig. 5 Penalización del OSNR (para un  $BER = 10^{-4}$ ) al variar la potencia de señal en función del número de canales WDM para *conversores inferiores* acopladores de  $90^\circ$  convencional (círculos rellenos) y de  $120^\circ$  calibrado (círculos huecos), bajo el diseño nominal (Caso I) (a) 16-QAM (b) 64-QAM.

25

Fig. 6 Penalización del OSNR (para un  $BER = 10^{-4}$ ) al variar la potencia de señal en función del número de canales WDM para *conversores inferiores* acopladores de  $90^\circ$  convencional (círculos rellenos) y de  $120^\circ$  calibrado (círculos huecos), bajo errores razonables de fabricación (Caso II) (a) 16-QAM (b) 64-QAM.

30

Fig. 7 Propuestas de *conversores inferiores* de  $90^\circ$  calibrados: (a) *conversor inferior* de  $90^\circ$  con red analógica completa para la obtención de las componentes  $I/Q$  de señal desde las cuatro fotocorrientes de salida (b) *conversor inferior* de  $90^\circ$  con pesos calibrados entre cada par de fotocorrientes.

35

Fig. 8 Penalización del OSNR (para un  $BER = 10^{-4}$ ) al variar la potencia de señal en función del número de canales WDM para un *conversor inferior* de 120° calibrado (círculos vacíos) y el *conversor inferior* de 90° calibrado según la Opción B (círculos rellenos) bajo errores razonables de fabricación (Caso II) (a) 16-QAM (b) 64-QAM.

5

## EJEMPLOS DE REALIZACIÓN

A lo largo de esta solicitud se referencian varias publicaciones. Las descripciones de todas estas publicaciones, y de las referencias citadas en ellas, se incorporan como referencia en esta solicitud con objeto de describir mejor el sector de la técnica a la que esta invención pertenece. La terminología usada aquí es con el propósito de describir tan sólo realizaciones preferentes y no se pretende que sean limitantes.

En esta solicitud se compara las prestaciones de recepción *acromática* de canales con modulación QAM a 56 Gbps (112 Gbps bajo multiplexación en polarización) de dos tipos de *convertidores inferiores* integrados monolíticamente: el convencional de 90°, basado en un MMI 2x4 y TIA diferencial, y el *conversor inferior* de 120° objeto de la invención, basado en un MMI 2x3 [7, 10] con resolución de las componentes IQ de señal desde un circuito analógico previamente calibrado. Las simulaciones numéricas muestran que los desbalanceos del *hardware* surgidos desde errores razonables de fabricación reducen el CMRR e incrementan en mayor medida la interferencia multicanal para el *conversor inferior* de 90° convencional que para el *conversor inferior* de 120°.

La Fig. 3 muestra el esquema propuesto de un *conversor inferior* óptico de 120° calibrado *acromático* (implementado desde un MMI 2x3) integrado monolíticamente con tres fotodiodos seguidos de sus respectivos TIAs [7,10]. La operación lineal de las fotocorrientes de salida desde un circuito analógico previamente calibrado permite resolver las componentes IQ de la señal recibida previamente a su conversión digital en dos ADCs y procesado digital.

30

Siguiendo un análisis similar al seguido anteriormente, la señal multicanal WDM y el OL se combinarán ahora en el acoplador de 120°, describiéndose en notación matricial las tres fotocorrientes de salida al detectar el canal k-ésimo como  $i_3^k$ ,  $i_4^k$  y  $i_5^k$

35



$$\begin{bmatrix} i_3^k \\ i_4^k \\ i_5^k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_{3k} \\ \alpha_{4k} \\ \alpha_{5k} \end{bmatrix} + \sum_{n=1}^N \begin{bmatrix} \gamma_{3n} \\ \gamma_{4n} \\ \gamma_{5n} \end{bmatrix} \left[ I_n^2 + Q_n^2 \right] + \begin{bmatrix} \text{Re}(u_{1k}) & \text{Im}(u_{1k}) \\ \text{Re}(u_{2k}) & \text{Im}(u_{2k}) \\ \text{Re}(u_{3k}) & \text{Im}(u_{3k}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_k \\ Q_k \end{bmatrix} \quad (8)$$

Componente continua	Coefficiente de detección directa	Transformación IQ
$\alpha_{ik} = P_{LO} R_i  S_{i2}^k ^2$	$\gamma_{in} = P_s R_i  S_{in}^n ^2$	$u_{ik} = 2\sqrt{P_{LO} P_s R_i S_{i2}^k S_{in}^{k*}}$

5                      Tabla 2. Parámetros que caracterizan al receptor coherente de 120°

Los tres parámetros mostrados en la tabla 2 describen ahora los tres términos que expresan las fotocorrientes de salida [10]: un término en continua, un término interferente en banda base, causado por la detección directa de cada canal (equivalente al segundo término de la Eq. (5) del *convertor inferior* de 90°) y una combinación lineal de las componentes IQ de señal proporcional al producto de las potencias de señal y OL.

Como se ha mostrado anteriormente en la recepción de un único canal al resolver las ecuaciones formuladas en Eq. (8) [10], las componentes IQ del canal demodulado podrán obtenerse sin distorsión desde la combinación lineal de las tres fotocorrientes, cancelándose ahora a la vez el término de interferencia inducido.

$$\begin{aligned} i_I^k &= A_{I3} i_3^k + A_{I4} i_4^k + A_{I5} i_5^k \\ i_Q^k &= A_{Q3} i_3^k + A_{Q4} i_4^k + A_{Q5} i_5^k \end{aligned} \quad (9)$$

Para una implementación ideal se demuestra fácilmente que [10,12]

$$A_{I3} = A_{I5} = -\frac{1}{2}, \quad A_{I4} = 1; \quad A_{Q3} = \frac{\sqrt{3}}{2}, \quad A_{Q4} = 0, \quad A_{Q5} = -\frac{\sqrt{3}}{2} \quad (10)$$

Para una realización real, los coeficientes ( $A_{Ii}$ ,  $A_{Qi}$ ) se obtienen mediante un sencillo proceso de calibración [9] a la longitud de onda central de la banda C (1550 nm). Así, debido a la reducida dependencia con la longitud de onda de los parámetros del MMI 2x3 [7, 15], estos coeficientes calculados a 1550 nm podrán usarse sobre toda la banda-C, cancelando prácticamente en toda ella los desbalanceos del receptor. Esto permite la regeneración

eléctrica, tal y como la Fig. 3 muestra, de las componentes  $I/Q$  de cualquier canal en la banda-C desde la implementación de la operación lineal analógica descrita por la Eq. (9) (operación que fue realizada digitalmente por estos mismos autores en [7, 10]). Debe destacarse que, a diferencia del receptor a  $90^\circ$ , en este caso no es necesario el algoritmo digital de ortonormalización *GSOP*, en tanto que la calibración analógica prácticamente compensa los desbalances del receptor sobre toda la banda-C, tal y como se demostrará a continuación. Desde las Eq. (8)-(9), se puede demostrar que la interferencia en banda base podrá expresarse ahora como

$$\begin{bmatrix} I_I^k \\ I_Q^k \end{bmatrix}_{Interf} = P_s \sum_{n=1}^N \begin{bmatrix} A_{I3} R_3 |S_{31}^n|^2 + A_{I4} R_4 |S_{41}^n|^2 + A_{I5} R_5 |S_{51}^n|^2 \\ A_{Q3} R_3 |S_{31}^n|^2 + A_{Q4} R_4 |S_{41}^n|^2 + A_{Q5} R_5 |S_{51}^n|^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_n^2 + Q_n^2 \end{bmatrix} \quad (11)$$

Para una implementación ideal (con  $|S_{ij}|^2 = 1/3$  en toda la banda de trabajo), desde las Eq. (10)-(11), el término de interferencia multicanal se cancela y no limitará la recepción *acromática*. Cuando el acoplador de  $120^\circ$  no es ideal, las desviaciones respecto al funcionamiento ideal pueden ser parcialmente compensadas usando los coeficientes de calibración ( $A_{Ii}$ ,  $A_{Qi}$ ), de tal modo que la interferencia multicanal bajo transmisión *WDM* será altamente reducida. Debe destacarse que la operación analógica descrita por la Eq. (9) tiene una importante ventaja respecto a la aproximación digital propuesta en [7,10]. En tanto que la recuperación de las componentes  $I/Q$  de señal se realiza en el dominio analógico, el número efectivo de bits (*ENoB*) del *ADC* en presencia de múltiples canales no se verá reducido [12]. Tal y como indicó anteriormente, el *CMRR* se usará como figura de mérito de la recepción *acromática*. En tanto que el *CMRR* para un *conversor inferior* de  $120^\circ$  no está definido por el *OIF*, se propone el uso de las siguientes expresiones

$$\begin{aligned} CMRR_{S^{120I}}^{120I}(\omega_n) &= \frac{A_{I3} I_3^n + A_{I4} I_4^n + A_{I5} I_5^n}{|A_{I3} I_3^n + A_{I4} I_4^n + A_{I5} I_5^n|_{Interf}} = \frac{A_{I3} R_3 |S_{31}^n|^2 + A_{I4} R_4 |S_{41}^n|^2 + A_{I5} R_5 |S_{51}^n|^2}{|A_{I3} R_3 |S_{31}^n|^2 + |A_{I4} R_4 |S_{41}^n|^2 + |A_{I5} R_5 |S_{51}^n|^2} \\ CMRR_{S^{120Q}}^{120Q}(\omega_n) &= \frac{A_{Q3} I_3^n + A_{Q4} I_4^n + A_{Q5} I_5^n}{|A_{Q3} I_3^n + A_{Q4} I_4^n + A_{Q5} I_5^n|_{Interf}} = \frac{A_{Q3} R_3 |S_{31}^n|^2 + A_{Q4} R_4 |S_{41}^n|^2 + A_{Q5} R_5 |S_{51}^n|^2}{|A_{Q3} R_3 |S_{31}^n|^2 + |A_{Q4} R_4 |S_{41}^n|^2 + |A_{Q5} R_5 |S_{51}^n|^2} \end{aligned} \quad (12)$$

Obsérvese que estas expresiones guardan relación directa con la definición empleada en la Eq. (7) para el *CMRR* del *conversor inferior* de  $90^\circ$  convencional: el numerador coincide con la interferencia en las componentes  $I/Q$  descrita por la Eq. (11), mientras que el denominador es tan sólo un factor de normalización. Los resultados numéricos corroboran la validez de la

Eq. (12).

La Figura 4 muestra el *CMRR* evaluado para el *conversor inferior* óptico de 120° calibrado integrado desarrollado en [7] bajo los mismos escenarios de fabricación mencionados anteriormente. La Fig. 4(a) representa para cada longitud de onda el máximo valor de la Eq. (12) desde los coeficientes de calibración exactos estimados a 1550 nm. La Fig. 4(b) muestra una situación más realista, en la que los coeficientes de calibración exactos ( $A_{li}$ ,  $A_{Qi}$ ) calculados a 1550 nm sufren una desviación de hasta el 5%. En todo caso, el *CMRR* supera en valor absoluto los 20 dB en toda la banda C, mejorando ostensiblemente al del receptor convencional mostrado en la Fig. 2(b), superando en valor absoluto los 20 dB en toda la banda C. A continuación el receptor a 120° adoptará estos coeficientes de calibración realistas, justificándose que su mejor *CMRR* (véase la Fig. 4(b)) mejorará notablemente las prestaciones *acromáticas* respecto al receptor basado en un híbrido de 90° convencional.

#### Comparación de las prestaciones *acromáticas* de *conversores inferiores* de 120° calibrado y de 90° convencional

En esta sección se simula numéricamente y comparan las prestaciones *acromáticas* de los *conversores inferiores* presentados. Se ha considerado un LO externo de 10 dBm y canales *WDM* de igual potencia a 56 Gbps (permitiendo 112 Gbps bajo doble polarización), centrados en la banda-C (rejilla a 50 GHz). La fibra óptica ha sido modelada como un canal *AWGN* con una contribución uniforme a cada canal por el ruido amplificado de emisión espontánea (*ASE*). De este modo, el efecto de la dispersión residual o de la polarización de los canales colindantes no ha sido evaluado aquí en las prestación del receptor (consulte [4-5] para un estudio en profundidad del factor de escala a introducir en la intensidad del término de interferencia). La relación *OSNR* de entrada ha sido ajustada para una probabilidad de error  $BER = 10^{-4}$  en los canales incidentes bajo un receptor coherente ideal sin fuentes de ruido interno. Los *T/As* han sido modelados con una densidad de corriente de ruido referido a sus entradas de 20 pA/√Hz. Se ha considerado una resolución del *ADC* de 5 y 6 bits bajo modulación 16-QAM y 64-QAM respectivamente, asegurando así una baja penalización por el ruido de cuantificación ( $\approx 0.5$  dB) [16]. Más detalles del escenario de simulación puede encontrarse en [10]. La Fig. 5(a) muestra, bajo el diseño nominal (Caso I), la penalización del *OSNR* (para una  $BER = 10^{-4}$ ) respecto a la potencia de señal de entrada en función del número de canales *WDM* bajo una modulación de elevado orden (16-QAM y 64-QAM). La línea discontinua representa una penalización adicional en el *OSNR* de 1 dB sobre el suelo de ruido de cuantificación (de 0.5 dB). Ambos receptores

están limitados de forma similar por el ruido *shot* para bajos niveles de potencia de señal. Sin embargo la prestación del receptor convencional a 90° se degrada particularmente para niveles altos de potencia de señal por la interferencia ocasionada por el batido consigo mismo de los canales colindantes. La contribución de esta interferencia aumenta con el

5 número de canales *WDM* y se debe a la degradación del *CMRR* debido a las prestaciones no-ideales del acoplador *MMI* para todos los canales transmitidos. Por este motivo, ante errores razonables de fabricación (Caso II), como muestra la Fig. 6, las prestaciones del *conversor inferior* de 90° convencional se degradarán más para niveles altos de señal, limitándose su rango dinámico. Téngase en cuenta que la recepción *acromática* de 80

10 canales no se incluye en los resultados de la Fig. 6(b) para el *conversor inferior* de 90° convencional, en tanto que este tipo de receptor no pudo alcanzar la probabilidad de error requerida para este escenario. La ventaja del *conversor inferior* de 120° calibrado es más apreciable para alta potencia de señal al incrementar el número de canales *WDM*, donde la reducción de la interferencia por el batido consigo mismo de los canales colindantes es más

15 apreciable. Estos resultados muestran una clara correspondencia con aquellos de la Fig. 4, que mostraron un mejor *CMRR* en la banda-C completa para el receptor de 120° calibrado.

	16-QAM			64-QAM		
	20 ch	40 ch	80 ch	20 ch	40 ch	80 ch
Receptor convencional a 90°	16 dB	12 dB	8 dB	9 dB	4.5 dB	--
Receptor calibrado a 120°	> 22 dB	> 22dB	21 dB	> 21 dB	18 dB	10 dB

Tabla 3. Margen dinámico en función del número de canales *WDM* para el receptor convencional a 90° y receptor calibrado a 120°

En la Tabla 3 se resume el rango dinámico obtenido para cada tipo de receptor en función del número de canales *WDM*, en un escenario con errores de fabricación moderados (Caso II) y una máxima penalización en el *OSNR* de 1.5 dB.

#### Operación acromática de conversores inferiores de 90° calibrados

En las secciones precedentes se ha comparado las prestaciones del *conversor inferior* de 90° no calibrado convencional con el *conversor inferior* de 120° calibrado, podría surgir así la

30 duda de si la mejora del *conversor inferior* de 120° pudiera ser debido únicamente a su

proceso de calibración. Para contestar a esta cuestión el *conversor inferior* de 120° calibrado debería compararse con el 90° calibrado en un mismo escenario.

En una primera aproximación surgen dos opciones diferentes para el *conversor inferior* de 90° calibrado: A) implementando una red analógica calibrada completa de resolución *IQ* desde la entrada de las cuatro fotocorrientes (véase la [Fig.7.a](#)), B) calibrando los pesos entre cada par de fotocorrientes (véase la [Fig.7.b](#)) antes de su amplificación. Obviamente la opción A, además de requerir un amplificador *TIA* adicional, es más compleja que el *conversor inferior* de 120°, en tanto que debe combinar con los pesos adecuadamente ajustados cuatro (en vez de tres) medidas de potencia independientes para la recuperación *IQ* de señal. Así, quizás pueda obtenerse un mejor comportamiento si los pesos son adecuadamente ajustados. Esta es una opción interesante para aplicaciones de altas prestaciones cuyo su estudio está fuera del objetivo de este artículo y que podría investigarse en futuros trabajos. Por lo que respecta a la alternativa B, la comparación con la arquitectura de 120° propuesta debería hacerse en igualdad de condiciones y por lo tanto el algoritmo *GSOP*, utilizado en anteriores secciones para compensar parcialmente los desbalances del *conversor inferior* de 90° pero no del 120°, deberá ser retirado en ambos.

La [Fig. 8](#) muestra una comparación de las prestaciones de los *convertidores inferiores* calibrados: el *conversor inferior* de 120° en la [Fig. 3](#) y el *conversor inferior* de 90° opción B en la [Fig. 7.\(b\)](#). La penalización en la *OSNR* (para una  $BER = 10^{-4}$ ) al variar la potencia de señal de entrada en función del número de canales *WDM* bajo una modulación de alto orden (16-QAM y 64-QAM) se muestra en la figura para un escenario de error de fabricación moderado (Caso II). Se observa que el *conversor inferior* de 120° calibrado ofrece aún una mejora en la penalización de la *OSNR* de 0.8 dB, bajo 16-QAM y 80 canales *WDM*, y de 2.8 dB, bajo 64-QAM y 40 canales *WDM* (nótese que la recepción *acromática* bajo transmisión 64-QAM no se incluye para más de 40 canales, en tanto que la opción B del *conversor inferior* de 90° calibrado no puede alcanzar en este escenario la *BER* requerida).

A la vista de estos resultados puede observarse que, de los dos tipos de distorsión que según la [Eq. \(5\)](#) (segundo y tercer término) sufre el *conversor inferior* a 90°, la Opción calibrada B prácticamente cancela el término de interferencia por detección-directa (segundo término de la [Eq. \(5\)](#), íntimamente relacionado con el *CMRR*), pero no el término de distorsión lineal (tercer término de la [Eq. 5](#)) debido a las imperfecciones del receptor. Ambos términos pueden ser compensados simultáneamente en el *conversor inferior* de 120° calibrado [10]. La distorsión lineal ocasiona un limitante desbalanceo en los ejes de

referencia de la constelación  $IQ$  demodulada para la aproximación de  $90^\circ$  [13] que empeoran finalmente sus prestaciones como indica la Fig. 8.

### Conclusiones

5

Hemos comparado las prestaciones *acromáticas* de dos receptores integrados monolíticamente: i) el *convensor inferior* de  $90^\circ$  convencional basado en un *MMI* 2x4 con fotodetección balanceada, ii) el *convensor inferior* acoplador de  $120^\circ$  basado en un *MMI* 2x3 con recuperación analógica  $IQ$ . Los componentes pasivos de ambos dispositivos han sido  
 10 diseñados desde guías *rib* convencionales InP/InGaAsP [7], mientras que los errores típicos de fabricación (por ejemplo en anchura de guía y profundidad de grabado) han sido incluidos para definir escenarios realistas de simulación. Los resultados numéricos muestran claramente que, en una recepción *acromática* multicanal bajo modulación de elevado orden (16-64 QAM), el *convensor inferior* de  $120^\circ$  calibrado mejora claramente al receptor de  $90^\circ$   
 15 convencional. Específicamente, se ha demostrado que, para errores realistas de fabricación y transmisión 64-QAM, el *convensor inferior* de  $120^\circ$  calibrado puede lograr la recepción *acromática* de 80 canales WDM en toda la banda-C y sobre un gran rango dinámico ( $\sim 10$  dB). En el mismo escenario, el *convensor inferior* de  $90^\circ$  convencional sólo soporta 40 canales, con un rango dinámico mucho más reducido ( $\sim 4.5$  dB). Además, otras alternativas  
 20 para calibración del *convensor inferior* de  $90^\circ$  han sido brevemente evaluadas.

### **Referencias**

1. Optical Internetworking Forum (OIF), "100G ultra long haul DWDM framework document,"  
 25 document OIF-FD-100G-DWDM-01.0 (June 2009),  
<http://www.oiforum.com/public/impagreements.html>.
2. Mirthe Project, "Monolithic InP-based dual polarization QPSK integrated receiver and transmitter for coherent 100–400Gb Ethernet," <http://www.ist-mirthe.eu/>.
- 30 3. R. Kunkel, H. G. Bach, D. Hoffmann, C. Weinert, I. Molina-Fernández, and R. Halir, "First monolithic InP-based 90 degrees-hybrid OEIC comprising balanced detectors for 100GE coherent frontends," in *International Conference on Indium Phosphide & Related Materials (IPRM, 2009)*, paper TuB2.2, pp. 167–170.

35

4. B. Zhang, C. Malouin, and T. J. Schmidt, "Towards full band colorless reception with coherent balanced receivers," *Opt. Express* **20**(9), 10339–10352 (2012).
5. L. E. Nelson, S. L. Woodward, S. Foo, M. Moyer, D. J. S. Beckett, M. O'Sullivan, and P. D. Magill, "Detection of a single 40 Gb/s polarization-multiplexed QPSK channel with a real-time intradyne receiver in the presence of multiple coincident WDM channels," *J. Lightwave Technol.* **28**(20), 2933–2943 (2010).
6. V. E. Houtsma, N. G. Weimann, T. Hu, R. Kopf, A. Tate, J. Frackoviak, R. Reyes, Y. K. Chen, L. Zhang, C. R. Doerr, and D. T. Neilson, "Manufacturable monolithically integrated InP dual-port coherent receiver for 100G PDM-QPSK applications," *Tech. Digest Optical Fiber Comm. (OFC)* (2011), paper OML2.
7. P. J. Reyes-Iglesias, A. Ortega-Moñux, and I. Molina-Fernández, "Enhanced monolithically integrated coherent 120° downconverter with high fabrication yield," *Opt. Express* **20**(21), 23013–23018 (2012).
8. P. Pérez-Lara, I. Molina-Fernández, J. G. Wangüemert-Pérez, and A. Rueda-Pérez, "Broadband five-port direct receiver based on low-pass and high-pass phase shifters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* **58**(4), 849–853 (2010).
9. F. M. Ghannouchi and R. G. Bosisio, "An alternative explicit six-port matrix calibration formalism using five standards," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* **36**(3), 494–498 (1988).
10. P. J. Reyes-Iglesias, I. Molina-Fernández, A. Moscoso-Mártir, and A. Ortega-Moñux, "High-performance monolithically integrated 120° downconverter with relaxed hardware constraints," *Opt. Express* **20**(5), 5725–5741 (2012).
11. T. Pfau, S. Hoffmann, O. Adamczyk, R. Peveling, V. Herath, M. Pormann, and R. Noé, "Coherent optical communication: towards realtime systems at 40 Gbit/s and beyond," *Opt. Express* **16**(2), 866–872 (2008).
12. C. Xie, P. J. Winzer, G. Raybon, A. H. Gnauck, B. Zhu, T. Geisler, and B. Edvold, "Colorless coherent receiver using 3x3 coupler hybrids and single-ended detection," *Opt. Express* **20**(2), 1164–1171 (2012).

13. A. Moscoso-Mártir, I. Molina-Fernández, and A. Ortega-Monux, "Signal constellation distortion and BER degradation due to hardware impairments in six-port receivers with analog I/Q generation," *Prog. Electromagnetics Res.* **121**, 225–247 (2011).
- 5 14. I. Fatadin, S. J. Savory, and D. Ives, "Compensation of quadrature imbalance in an optical QPSK coherent receiver," *IEEE Photon. Technol. Lett.* **20**(20), 1733–1735 (2008).
15. A. Besse, M. Bachmann, H. Melchior, L. B. Soldano, and M. K. Smit, "Optical bandwidth and fabrication tolerances of multimode interference couplers," *J. Lightwave Technol.* **12**(6),  
10 1004–1009 (1994).
16. T. Pfau, S. Hoffmann, and R. Noé, "Hardware-efficient coherent digital receiver concept with feedforward carrier recovery for M-QAM constellations," *J. Lightwave Technol.* **27**(8), 989–999 (2009).



## REIVINDICACIONES

1. *Conversor inferior* de 120° integrado monolíticamente *acromático* que consiste en un conversor inferior de 120° integrado monolíticamente basado en un acoplador de interferencia multimodo (*multimode interference coupler, MMI*) 2x3 y con tres fotodiodos seguidos de sus respectivos *TIA*s con una estrategia de calibración lineal simple para corregir completamente errores del receptor caracterizado por que las componentes *IQ* de la señal recibida, previamente a su conversión digital en dos *ADC*s y a su procesamiento digital, son resueltas mediante la combinación lineal de las fotocorrientes de salida desde un circuito analógico previamente calibrado de forma que la combinación en el acoplador de 120° de la señal multicanal *WDM* y el OL permite describir las tres fotocorrientes de salida al detectar el canal *k*-ésimo como  $i_3^k$ ,  $i_4^k$  y  $i_5^k$  según la ecuación (8)

$$\begin{bmatrix} i_3^k \\ i_4^k \\ i_5^k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_{3k} \\ \alpha_{4k} \\ \alpha_{5k} \end{bmatrix} + \sum_{n=1}^N \begin{bmatrix} \gamma_{3n} \\ \gamma_{4n} \\ \gamma_{5n} \end{bmatrix} [I_n^2 + Q_n^2] + \begin{bmatrix} \text{Re}(u_{1k}) & \text{Im}(u_{1k}) \\ \text{Re}(u_{2k}) & \text{Im}(u_{2k}) \\ \text{Re}(u_{3k}) & \text{Im}(u_{3k}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_k \\ Q_k \end{bmatrix} \quad (8)$$

- obteniéndose finalmente, una vez resuelta dicha ecuación (8), las componentes *IQ* del canal demodulado sin distorsión cancelándose el término de interferencia inducido según la ecuación (9)

$$\begin{aligned} i_I^k &= A_{I3} i_3^k + A_{I4} i_4^k + A_{I5} i_5^k \\ i_Q^k &= A_{Q3} i_3^k + A_{Q4} i_4^k + A_{Q5} i_5^k \end{aligned} \quad (9)$$

- demostrándose para una implementación ideal que

$$A_{I3} = A_{I5} = -\frac{1}{2}, \quad A_{I4} = 1; \quad A_{Q3} = \frac{\sqrt{3}}{2}, \quad A_{Q4} = 0, \quad A_{Q5} = -\frac{\sqrt{3}}{2} \quad (10)$$

2. *Conversor inferior* de 120° integrado monolíticamente *acromático* según la reivindicación anterior caracterizado por que los coeficientes ( $A_{Ii}$ ,  $A_{Qi}$ ) se obtienen mediante un sencillo proceso de calibración a la longitud de onda central de la banda C (1550 nm), coeficientes que debido a la reducida dependencia con la longitud de onda de los parámetros del *MMI*

2x3 pueden usarse sobre toda la banda-C, cancelando prácticamente en toda ella los desbalances del receptor, lo que permite la regeneración eléctrica de las componentes  $I/Q$  de cualquier canal en la banda-C desde la implementación de la operación lineal analógica descrita por la ecuación (9) sin usar el algoritmo digital de ortonormalización *GSOP*, en tanto que la calibración analógica prácticamente compensa los desbalances del receptor sobre toda la banda-C y el número efectivo de bits (*ENoB*) del *ADC* en presencia de múltiples canales no se ve reducido.

3. *Conversor inferior* de 120° integrado monolíticamente *acromático* según la reivindicación anterior caracterizado por que tomando como partida las ecuaciones (8) y (9) la interferencia en banda base se puede expresar según la ecuación (11)

$$\begin{bmatrix} i_I^k \\ i_Q^k \end{bmatrix}_{Interf} = P_s \sum_{n=1}^N \begin{bmatrix} A_{I3} R_3 |S_{31}''|^2 + A_{I4} R_4 |S_{41}''|^2 + A_{I5} R_5 |S_{51}''|^2 \\ A_{Q3} R_3 |S_{31}''|^2 + A_{Q4} R_4 |S_{41}''|^2 + A_{Q5} R_5 |S_{51}''|^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_n^2 \\ Q_n^2 \end{bmatrix} \quad (11)$$

de forma que para una implementación ideal (con  $|S_{ij}|^2 = 1/3$  en toda la banda de trabajo), desde las ecuaciones (10) y (11), el término de interferencia multicanal se cancela y no limita la recepción *acromática*.

4. *Conversor inferior* de 120° integrado monolíticamente *acromático* según la reivindicación 1 caracterizado por que no siendo el acoplador de 120° ideal, las desviaciones respecto al funcionamiento ideal son parcialmente compensadas usando los coeficientes de calibración ( $A_{Ii}$ ,  $A_{Qi}$ ), de tal modo que la interferencia multicanal bajo transmisión *WDM* es altamente reducida.

5. Receptor óptico coherente que comprende un *conversor inferior* de 120° integrado monolíticamente *acromático* conforme cualquiera de las reivindicaciones anteriores.

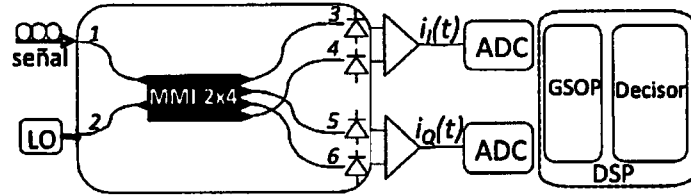
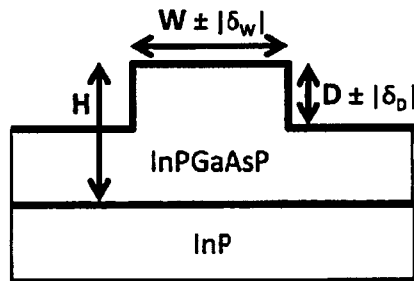
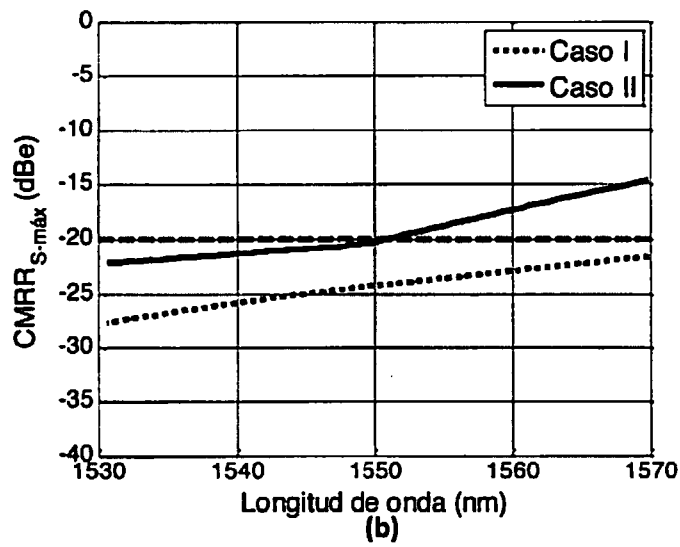


Figura 1



(a)



(b)

Figura 2

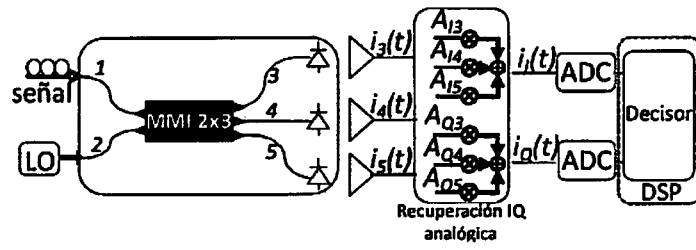


Figura 3

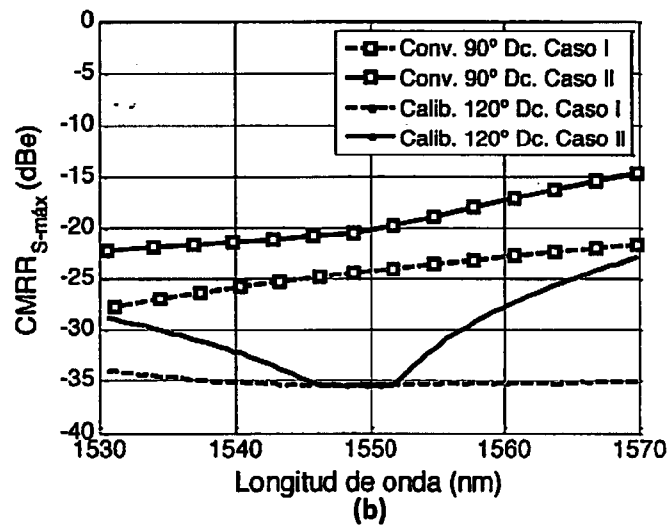
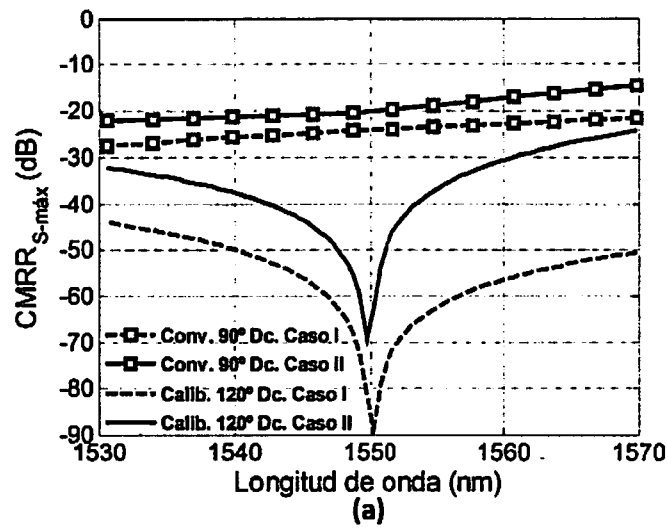


Figura 4

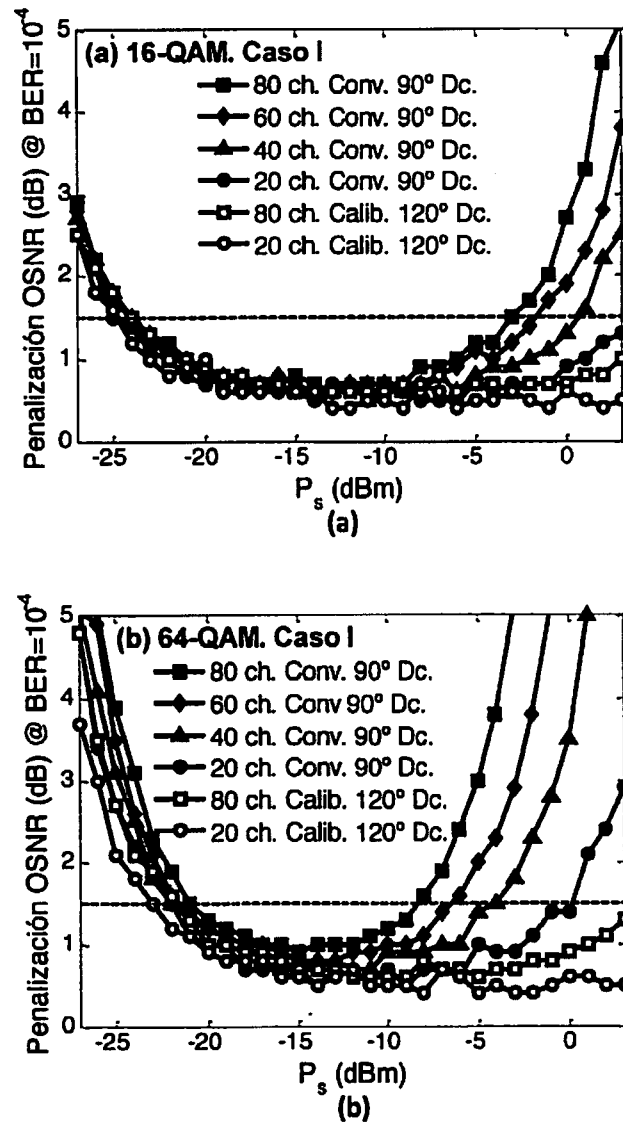


Figura 5

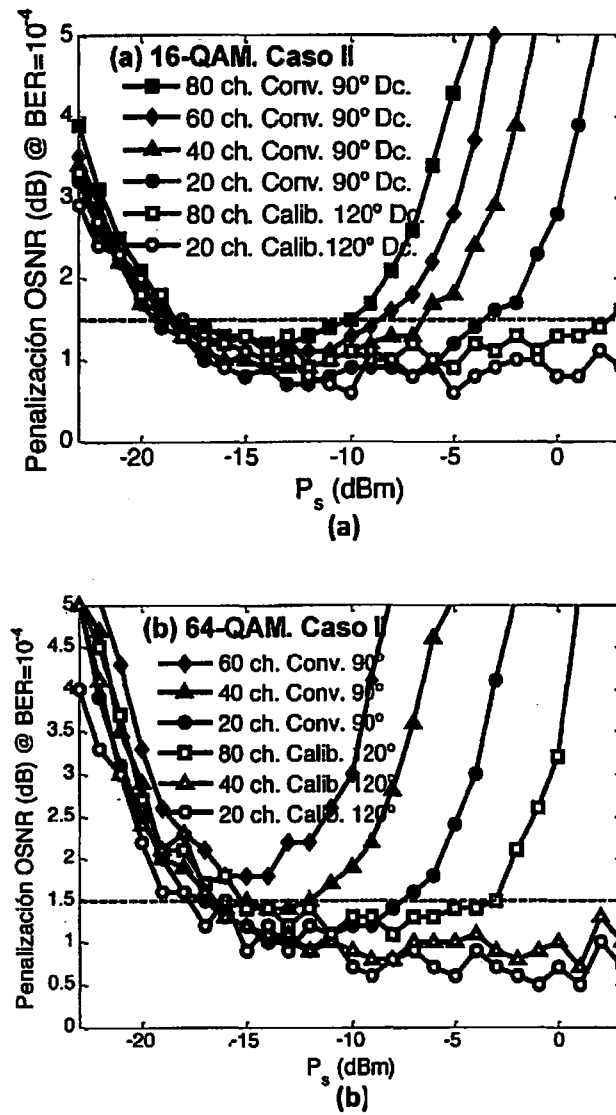


Figura 6

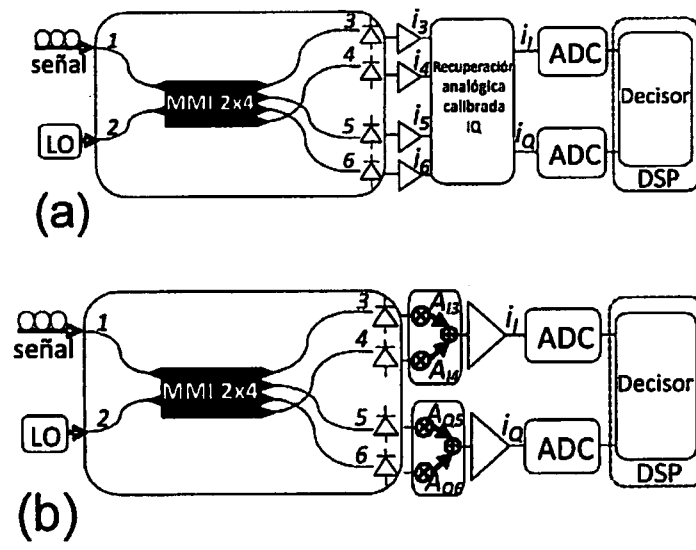


Figura 7

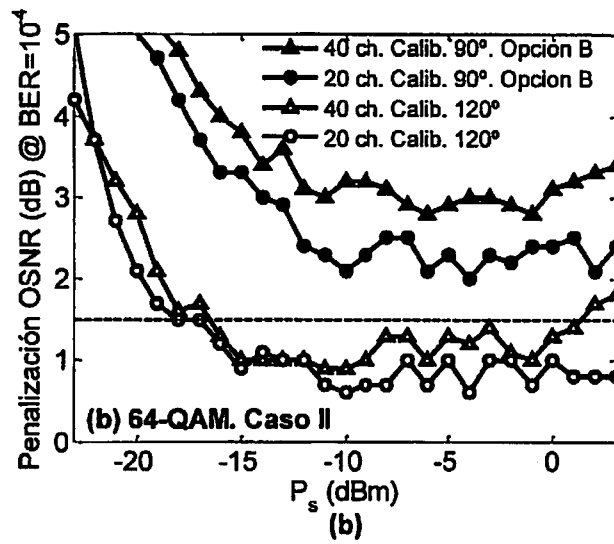
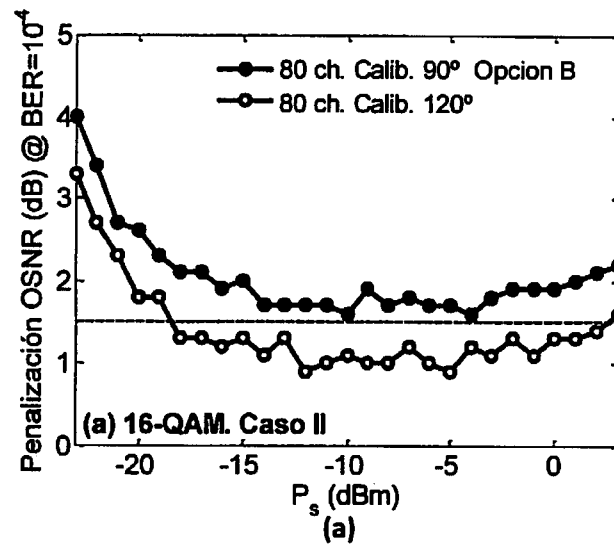


Figura 8





OFICINA ESPAÑOLA  
DE PATENTES Y MARCAS  
ESPAÑA

- ②① N.º solicitud: 201400279  
②② Fecha de presentación de la solicitud: 31.03.2014  
③② Fecha de prioridad:

INFORME SOBRE EL ESTADO DE LA TÉCNICA

⑤① Int. Cl.: **H04B1/06** (2006.01)  
**H03D7/14** (2006.01)

DOCUMENTOS RELEVANTES

Categoría	⑤⑥ Documentos citados	Reivindicaciones afectadas
A	EP 0752756 A2 (FUJITSU COMPOUND SEMICONDUCTOR, INC.) 08.01.1997, todo el documento.	1-5
A	US 20040002320 A1 (LIN, C.) 01.01.2004, todo el documento.	1-5
A	US 20040002319 A1 (LIN, C.) 01.01.2004, todo el documento.	1-5
A	US 4876744 A (ENDO, H. et al.) 24.10.1989, todo el documento.	1-5
A	US 4691376 A (WATANABE, H. et al.) 01.09.1987	

Categoría de los documentos citados

X: de particular relevancia

Y: de particular relevancia combinado con otro/s de la misma categoría

A: refleja el estado de la técnica

O: referido a divulgación no escrita

P: publicado entre la fecha de prioridad y la de presentación de la solicitud

E: documento anterior, pero publicado después de la fecha de presentación de la solicitud

El presente informe ha sido realizado

☒ para todas las reivindicaciones

☐ para las reivindicaciones nº:

Fecha de realización del informe  
12.01.2015

Examinador  
Ó. González Peñalba

Página  
1/4

Documentación mínima buscada (sistema de clasificación seguido de los símbolos de clasificación)

H04B, H03D

Bases de datos electrónicas consultadas durante la búsqueda (nombre de la base de datos y, si es posible, términos de búsqueda utilizados)

INVENES, EPODOC, WPI, INSPEC

Fecha de Realización de la Opinión Escrita: 12.01.2015

**Declaración****Novedad (Art. 6.1 LP 11/1986)**

Reivindicaciones 1-5  
Reivindicaciones

**SI**  
**NO**

**Actividad inventiva (Art. 8.1 LP11/1986)**

Reivindicaciones 1-5  
Reivindicaciones

**SI**  
**NO**

Se considera que la solicitud cumple con el requisito de aplicación industrial. Este requisito fue evaluado durante la fase de examen formal y técnico de la solicitud (Artículo 31.2 Ley 11/1986).

**Base de la Opinión.-**

La presente opinión se ha realizado sobre la base de la solicitud de patente tal y como se publica.

**1. Documentos considerados.-**

A continuación se relacionan los documentos pertenecientes al estado de la técnica tomados en consideración para la realización de esta opinión.

Documento	Número Publicación o Identificación	Fecha Publicación
D01	EP 0752756 A2 (FUJITSU COMPOUND SEMICONDUCTOR, INC.)	08.01.1997

**2. Declaración motivada según los artículos 29.6 y 29.7 del Reglamento de ejecución de la Ley 11/1986, de 20 de marzo, de Patentes sobre la novedad y la actividad inventiva; citas y explicaciones en apoyo de esta declaración**

Se ha considerado, dentro del límite de tiempo establecido al efecto, que la invención definida en las reivindicaciones 1-5 de la presente Solicitud tiene novedad y actividad inventiva por no estar incluida en el estado de la técnica ni poder deducirse de este de un modo evidente por un experto en la materia.

Se han encontrado en el estado de la técnica dispositivos de conversión en sentido descendente, integrados monolíticamente y acromáticos con algunas características similares a las recogidas en la primera reivindicación. Así, por ejemplo, el documento D01, citado en el Informe sobre el Estado de la Técnica (IET) con la categoría A como mero reflejo del estado de la técnica en el campo de los convertidores inferiores y considerado el antecedente tecnológico más próximo al objeto definido en las reivindicaciones, describe un chip semiconductor de circuito integrado de microondas monolítico (MMIC) para uso con un acoplador híbrido, en un convertidor en sentido descendente, que utiliza ciertos elementos funcionales recogidos en dicha primera reivindicación, como la combinación de señales de entrada, la reducción en frecuencia y la amplificación en la salida.

Este dispositivo, sin embargo, y al igual que otros encontrados en el estado de la técnica, carece de características que son esenciales en la estructura y el funcionamiento de la presente invención para la resolución de los problemas técnicos planteados, como la disposición equilibrada a 120° de los canales de entrada, o la combinación lineal específica de las fotocorrientes de salida recogidas en la primera reivindicación. Cabe concluir, por tanto, que esta reivindicación 1 tiene novedad y actividad inventiva respecto al estado de la técnica considerado, según los Artículos 6 y 8 de la vigente Ley de Patentes, al igual que las restantes reivindicaciones, dependientes directa o indirectamente de esta primera.