

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 446 844**

21 Número de solicitud: 201300742

51 Int. Cl.:

**H04B 10/64**

(2013.01)

12

PATENTE DE INVENCION CON EXAMEN PREVIO

B2

22 Fecha de presentación:

**31.07.2013**

43 Fecha de publicación de la solicitud:

**10.03.2014**

Fecha de la concesión:

**05.09.2014**

45 Fecha de publicación de la concesión:

**12.09.2014**

73 Titular/es:

**UNIVERSIDAD DE MÁLAGA (100.0%)  
Avda. Cervantes 2  
29071 Málaga (Málaga) ES**

72 Inventor/es:

**ALONSO RAMOS, Carlos Alberto;  
REYES IGLESIAS, Pedro;  
ORTEGA MOÑUX, Alejandro;  
MOLINA FERNÁNDEZ, Íñigo y  
HALIR, Robert**

54 Título: **Downconverter integrado con diversidad de polarización para receptor óptico coherente con multiplexación por polarización**

57 Resumen:

Downconverter con diversidad de polarización para receptor óptico coherente con multiplexación por polarización, susceptible de ser integrado monolíticamente. Dicho downconverter, la red de diversidad de polarización del estado de la técnica es sustituida por una red de acoplo y diversidad de polarización, asistida en fase, que reduce, o incluso elimina, la necesidad de utilizar rotadores y separadores de polarización con elevadas relaciones de extinción. Esto permite realizar la funcionalidad de diversidad de polarización con gran precisión basándose en componentes individuales de menores prestaciones (en cuanto a su capacidad de manipular la polarización), lo que facilita la integración monolítica del receptor completo en una única oblea. Asimismo es objeto de la invención un receptor óptico coherente que comprende dicho downconverter con diversidad de polarización para señales ópticas multiplexadas en polarización.

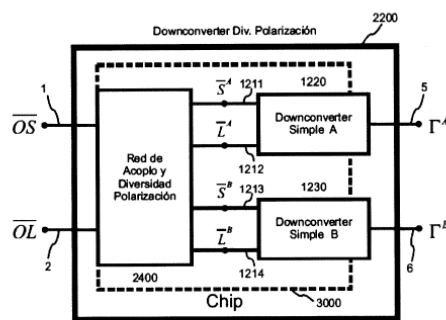


FIG. 11

ES 2 446 844 B2

## **DESCRIPCIÓN**

### **DOWNCONVERTER INTEGRADO CON DIVERSIDAD DE POLARIZACIÓN PARA RECEPTOR ÓPTICO COHERENTE CON MULTIPLEXACIÓN POR POLARIZACIÓN**

5

#### **OBJETO DE LA INVENCION**

La presente invención pertenece al campo de las telecomunicaciones y la  
óptica integrada, y más concretamente a los receptores integrados para  
10 sistemas de comunicaciones ópticas coherentes basados en multiplexación  
por polarización.

#### **ANTECEDENTES DE LA INVENCION**

15 El incremento de los requerimientos de ancho de banda de los sistemas de  
comunicación ópticos actuales ha hecho que éstos hayan evolucionado,  
desde los basados en división por longitud de onda con modulación de la  
amplitud de la señal, a los llamados sistemas coherentes que permiten  
detectar amplitud y fase de la señal, mejorando la eficiencia espectral del  
20 sistema. El siguiente paso en el camino hacia los sistemas de nueva  
generación es la utilización de esquemas basados en multiplexación por  
polarización. Estos sistemas, al mandar distinta información en dos  
polarizaciones ortogonales, permiten doblar la eficiencia espectral respecto a  
los sistemas convencionales.

25 Los receptores ópticos coherentes del estado de la técnica (1000) [E.  
Ip, A. P. Tao, D. J. F. Barros y J. M. Khan, Opt. Express, 16(2), pp. 753-791  
(2008)] para modulaciones basadas en multiplexación por polarización, como  
el descrito en la figura 1, se componen de tres subsistemas: el oscilador local  
(1100), un conversor inferior o 'downconverter' con diversidad de polarización  
30 (1200) y un de subsistema procesado de señal (1300).

El oscilador local es habitualmente un láser cuya longitud de onda se

ajusta a un valor cercano a la de la señal óptica que se desea demodular. La señal de oscilador local se introduce junto con la señal a demodular en el 'downconverter' con diversidad de polarización cuya función es trasladar a banda base la señal recibida. Esa señal en banda base se introduce a un  
 5 bloque de procesamiento de señal que realiza una gran variedad de funciones necesarias para la correcta recepción, entre las que se encuentran, la ortogonalización de las etapas anteriores, la recuperación de portadora, el sincronismo de símbolo, la demultiplexación de la polarización y la cancelación de la dispersión tal y como están descritos en el estado de la  
 10 técnica [S. J. Savory, IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron., 16(5), pp. 1164 (2010)].

A su vez, el 'downconverter' con diversidad de polarización, figura 2, está formado por un bloque que implementa la funcionalidad de diversidad de polarización (1210) y dos 'downconverters' simples (1220, 1230), cada uno de  
 15 los cuales incluye, según se muestra en la figura 3, una red de diversidad de fase (100), una etapa de conversión optoelectrónica (200) y una etapa de combinación lineal (300) que puede ser analógica o digital. Cuando en la entrada (1) del receptor se introduce la señal a demodular  $\overline{OS}$ , que contiene información (modulada en fase y cuadratura) sobre cada una de sus dos  
 20 polarizaciones (i.e.  $\overline{OS} = [OS_x, OS_y]^T$ ) y en la entrada (2) se introduce un oscilador local  $\overline{OL}$ , que tiene un estado de polarización arbitrario (i.e.  $\overline{OL} = [OL_x, OL_y]^T$ ) y cuya longitud de onda se escoge de forma que esté muy cercana a la longitud de onda central de la señal recibida, en las salidas (3,4) se obtienen las señales demoduladas que tratan de recuperar la información  
 25 de la señal original, de forma que idealmente  $\Gamma_x \sim OS_x$  y  $\Gamma_y \sim OS_y$ .

Los bloques de diversidad de fase y conversión optoelectrónica de cada uno de los 'downconverters' simples, (1220, 1230), están constituidos habitualmente, tal y como se muestra en la figura 4a, por un híbrido de 90° (110) seguido de dos fotodetectores balanceados (210) [R. Kunkel, H.G. Bach, D. Hoffmann, C.M. Weinert, I. Molina-Fernández, R. Halir, Proc. Int.

Conf. InP and Related Materials, pp. 167-170 (2009)]. Aunque también existen otras posibilidades, que se presentan en la figura 4, como por ejemplo un híbrido de  $90^\circ$  (110) y cuatro fotodetectores (220) [A. Carena, V. Curri, P. Poggiolini, F. Forghieri, IEEE Photon. Technol. Lett., 20(15), pp. 1281-1283 (2008)] figura 4b, o híbrido de  $120^\circ$  (120) seguidos de tres fotodetectores (220) [P.J. Reyes, A. Ortega-Moñux, I. Molina-Fernández, Opt. Express, 20(21), pp. 23013-23018 (2012)], figuras 4c y 4d.

El bloque de combinación lineal (300) toma como entradas las salidas de los fotodetectores y mediante combinaciones lineales de las mismas trata de generar el símbolo demodulado. Así, por ejemplo, en el caso de usar híbridos de  $90^\circ$  y 2 fotodetectores balanceados [R. Kunkel, H.G. Bach, D. Hoffmann, C.M. Weinert, I. Molina-Fernández, R. Halir, Proc. Int. Conf. InP and Related Materials, pp. 167-170 (2009)], los propios fotodiodos balanceados realizan la función de combinación lineal (resta), figura 4a, por lo que la funcionalidad de los bloques de conversión O/E (200) y combinación lineal (300) está siendo realizada por los fotodiodos balanceados (210). Por el contrario, en el caso de usar híbridos de  $90^\circ$  y fotodiodos simples [C.R. Doerr, L.L. Buhl, Y. Beayens, R. Aroca, s. Chandrasekhar, X. Liu, L. Chen, Y.K. Chen, IEEE Photon. Technol. Lett., 23(12), pp. 762-764] el bloque de combinación lineal se puede conseguir mediante el uso de amplificadores diferenciales de transimpedancia (ATI), figura 4b, que realizan la resta analógica de las señales de salida dos a dos. Por último, es necesario destacar que, para todos los casos, la combinación lineal de las salidas de los fotodetectores puede realizarse de forma analógica o digital. Esto se ilustra para el caso del híbrido de  $120^\circ$  en el cual existe la posibilidad de realizar la combinación lineal de las tres señales de salida de forma analógica tal y como ha sido propuesto en [C. Xie, P.J. Winzer, G. Raybon, A.H. Gnauck, B. Zhu, T. Geisler, B. Edvold, Proc. ECOC, (2011)], figura 4c, o bien pueden muestrearse las tres salidas y realizar la combinación lineal de forma digital tal y como se propone en [P.J. Reyes, A. Ortega-Moñux, I. Molina-Fernández, Opt. Express, 20(21), pp. 23013-23018 (2012)], figura 4d.

Todas estas arquitecturas, aunque diferentes, realizan sin embargo, la misma funcionalidad. Esta funcionalidad que es bien conocida en el estado de la técnica [S. J. Savory, IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron., 16(5), pp. 1164 (2010)], puede ser resumida diciendo que, si a cada una de las dos entradas  
 5 de un 'downconverter' simple (por ejemplo el A), le llegan respectivamente la señal de información con una única polarización y el oscilador local ( $\bar{S}^A$  y  $\bar{L}^A$  respectivamente), y estas entradas tienen la misma frecuencia y el mismo estado de polarización, a su salida se obtienen una serie de señales a partir de las cuales puede calcularse el símbolo  $\Gamma^A$  (5) que contiene información  
 10 sobre dicho estado de polarización de la señal. Por el contrario, si a las dos entradas de un 'downconverter' simple le llegan la señal de información y el oscilador local con estados de polarización ortogonales, se generan unas señales de salida nulas.

Para abaratar el coste de estos receptores existe un gran interés en  
 15 integrar el mayor número de bloques en un mismo circuito integrado o 'chip'. La integración de todos los componentes es actualmente muy complicada, y como paso intermedio se está trabajando en la posibilidad de integrar en el mismo 'chip' sólo el conversor inferior o 'downconverter' con diversidad de polarización (1200) [European FP7 Project Mirthe, (<http://www.iest-mirthe.eu>)].  
 20 Este tipo de 'downconverter' con diversidad de polarización integrado, cuyo diagrama se puede ver en la figura 5 trata de realizar en la misma oblea semiconductora (o 'chip'), los tres subsistemas que lo componen: el subsistema de diversidad de polarización (1210), y los dos 'downconverters' simples (1220) y (1230) junto con el subsistema de acoplo de potencia óptica  
 25 al 'chip' (necesario para inyectar la luz proveniente del exterior al 'chip' óptico), reduciendo así el esfuerzo necesario para su integración y ensamblaje y por lo tanto también su coste.

Aunque teóricamente es factible la integración monolítica de todos esos subsistemas en un mismo 'chip', sin embargo, la precisión requerida para la  
 30 implementación monolítica de la funcionalidad de diversidad de polarización según las propuestas del estado de la técnica hace los diseños

extremadamente sensibles a los pequeños errores de fabricación. Por ello, en la práctica, esta solución es ineficiente y no se utiliza comercialmente. Así, existen en el mercado receptores ópticos coherentes con multiplexación de polarización basados en diversas tecnologías [C.R. Doerr, L.L. Buhl, Y. Beayens, R. Aroca, s. Chandrasekhar, X. Liu, L. Chen, Y.K. Chen, IEEE Photon. Technol. Lett., 23(12), pp. 762-764 (2010), C.R. Doerr, L. Zhang, P.J. Winzer, N. Weimann, V. Houtsmá, T.C. Hu, N.J. Sauer, L.L. Buhl, D.T. Neilson, S. Chandrasekhar, Y.K. Chen, IEEE Photon. Technol. Lett., 23(11), pp. 694-696 (2011)] que incluso, en algunos casos, integran monolíticamente los subsistemas de inyección de potencia al 'chip', diversidad de fase y de conversión optoelectrónica [R. Kunkel, H.G. Bach, D. Hoffmann, C.M. Weinert, I. Molina-Fernández, R. Halir, Proc. Int. Conf. InP and Related Materials, pp. 167-170 (2009)], pero no la diversidad de polarización, que se implementa fuera del 'chip' en tecnología no integrada. Por lo tanto, la solución completamente integrada, incluyendo la diversidad de polarización, sigue siendo objeto de actividad de I+D [European FP7 Project Mirthe, (<http://www.iest-mirthe.eu>)], pues los citados problemas relacionados con las tolerancias de fabricación hacen que estas soluciones no sean interesantes debido a su elevado coste.

En la figura 5 se representa la arquitectura generalmente propuesta en el estado de la técnica para realizar los 'downconverters' con diversidad de polarización (1200) monolíticamente integrados [European FP7 Project Mirthe, (<http://www.iest-mirthe.eu>)]. El sistema presenta dos entradas ópticas una para la señal  $\overline{OS}$  (1) y otra para el oscilador local  $\overline{OL}$  (2), y dos salidas  $\Gamma^A$  (5),  $\Gamma^B$  (6) que pueden ser analógicas o digitales. Además consta de dos redes de acoplo de potencia óptica al 'chip', una para la señal (1410) y otra para el oscilador local (1420), una red de diversidad de polarización (1210) y dos 'downconverters' simples (1220, 1230). Por razones que se explicarán posteriormente, es conveniente agrupar las redes de acoplo y de diversidad de polarización en un solo bloque que aglutina las funciones de acoplo y diversidad de polarización (1400).

Las redes de acoplo de potencia óptica al 'chip' (1410, 1420) tienen la función principal de inyectar dentro del 'chip' (3000) la señal a demodular y el oscilador local. Como la situación más habitual es que los interfaces de la señal a demodular y el oscilador local sean en fibra óptica, las redes de acoplo de potencia óptica al 'chip' se concretan habitualmente en redes de acoplo chip-fibra. Es necesario que dichos interfaces permitan la inyección eficiente de potencia en las dos polarizaciones ortogonales del 'chip'. Existen en el estado de la técnica diversas formas de realizar esta función entre las que se encuentran los sistemas de acoplo por el borde del 'chip', basados en el uso de 'spot-size converters' [US 6240233 B1], o los sistemas de acoplo por la superficie, basados en rejillas de difracción [C. Alonso-Ramos, L. Zavargo-Peche, A. Ortega-Moñux, R. Halir, I. Molina-Fernández, P. Cheben, Opt. Lett., 37(17), pp.3663-3665 (2012)].

Un caso importante para la invención que se propone, es el sistema de inyección de potencia de fibra a 'chip' por el borde del 'chip' que se esquematiza en la figura 6. Este sistema tiene un principio de funcionamiento similar al que se puede encontrar en [US 6240233 B1].

El sistema consta de una fibra óptica monomodo mantenedora de la polarización (3100) y una guíaonda (3200) definida sobre un circuito óptico integrado o 'chip' (3000). La fibra tiene sus dos estados de polarización, lento y rápido, alineados según los ejes ortogonales  $x_1$  e  $y_1$ , respectivamente. El 'chip' tiene sus ejes horizontal y vertical alineados sobre los ejes ortogonales  $x$  e  $y$ , respectivamente y es capaz de transportar dos modos polarizados sobre esos dos ejes. La fibra y la guíaonda están alineados axialmente pero sus ejes respectivos están rotados un ángulo  $\theta$  (3300) que puede ser ajustado a un valor arbitrario.

La señal de entrada de la fibra  $\overline{OS}$  (1) transporta dos estados de polarización diferentes  $OS_x$  y  $OS_y$  sobre sus ejes de polarización  $x_1$  e  $y_1$ , es decir,

$$\overline{OS} = \begin{bmatrix} OS_x \\ OS_y \end{bmatrix} \quad (\text{Ecuación 1})$$

y estos estados de polarización se proyectan sobre la guíaonda para generar a su salida la señal  $\overline{S}$  (1411) que contiene dos estados de polarización diferentes  $S_x$  y  $S_y$  sobre sus ejes de polarización  $x$  e  $y$ , es decir,

$$\overline{S} = \begin{bmatrix} S_x \\ S_y \end{bmatrix} \quad (\text{Ecuación 2})$$

Bajo condiciones ideales de funcionamiento, en las que la eficiencia de inyección es total, la relación entre la señal en la fibra y en la guía se puede poner como

$$\overline{S} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \cdot \overline{OS} \quad (\text{Ecuación 3})$$

lo que corresponde a una rotación  $\theta$  (3300) de la polarización.

La red de diversidad de polarización (1210), figura 5, consta de dos puertos de entrada,  $\overline{S}$  (1411) para la señal a demodular y  $\overline{L}$  (1421) para el oscilador local, y cuatro puertos de salida, dos para cada 'downconverter' simple ( $\overline{S}^A$  y  $\overline{L}^A$ ,  $\overline{S}^B$  y  $\overline{L}^B$ ). Así las salidas (1211) y (1212) se inyectan al 'downconverter' simple A (1220) y las salidas (1213) y (1214) se inyectan al 'downconverter' simple B (1230).

En los sistemas del estado de la técnica, el objetivo de la red de diversidad de polarización (1210) es distribuir el oscilador local y la señal a demodular de forma que uno de los 'downconverters' simples funcione como receptor para una polarización y el otro funcione para la otra polarización. Para conseguir este funcionamiento las soluciones del estado de la técnica siempre han intentado que la red de diversidad de polarización separe los dos estados



de polarización de la señal de entrada de tal forma que a cada 'downconverter' simple sólo le llegue el estado de polarización deseado. Esto quiere decir que los diseños existentes siempre se han basado en que a la entrada del 'downconverter' simple A (1220) exista mucha cantidad de una polarización  $x$  y muy poca de la otra  $y$ , mientras que a la entrada del 'downconverter' simple B (1230) la polarización  $y$  debe tener mucha mayor amplitud que la  $x$ . Por este motivo, la calidad de la red de diversidad de polarización se ha medido siempre en términos de la relación de extinción, definida como

$$RE = 10 \cdot \log \left( \frac{\text{Potencia de la Polarizaciyn Deseada en la puerta de salida } i}{\text{Potencia de la Polarizaciyn Indeseada en la puerta de salida } i} \right)$$

(Ecuación 4)

Esta figura de merito, basada únicamente en las potencias de las diferentes polarizaciones a la salida de la red de diversidad de polarización, es la que se ha venido utilizando universalmente para evaluar su calidad. Debe destacarse que, en los diseños del estado de la técnica, nunca se ha tenido en cuenta la posible importancia que puedan tener las fases relativas de las diferentes polarizaciones existentes a la salida de la red y, por tanto, hasta la fecha no existen arquitecturas en las que el funcionamiento del receptor se base en las relaciones de fase existentes entre las diferentes polarizaciones a la entrada de los 'downconverters' simples.

Existen en el estado de la técnica varias arquitecturas diferentes para realizar la red de diversidad de polarización (1210). En la figura 7a se muestra una arquitectura muy utilizada [C.R. Doerr, L.L. Buhl, Y. Beayens, R. Aroca, s. Chandrasekhar, X. Liu, L. Chen, Y.K. Chen, IEEE Photon. Technol. Lett., 23(12), pp. 762-764 (2010)] compuesta por dos bloques separadores de polarización (410). La función del separador de polarización (410), figura 8, es separar las dos polarizaciones presentes en su puerta de entrada (411) en sus dos puertas de salida (412), (413) [H. Zhang, Y. Huang, S. Das, C. Li, M. Yu, P. Lo, M. Hong, J. Thong, Opt. Express, 21(3), pp. 3363-3369 (2013)].

Expresadas en términos de potencia y asumiendo que la potencia de entrada para cada polarización es  $P_x^{in}$  y  $P_y^{in}$  respectivamente, estas salidas quedan definidas como

$$\begin{aligned} P^A &= |a^A|^2 \cdot P_x^{in} + |b^A|^2 \cdot P_y^{in} \\ P^B &= |b^B|^2 \cdot P_x^{in} + |a^B|^2 \cdot P_y^{in} \end{aligned} \quad (\text{Ecuación 5})$$

5

donde  $|a^i|$ ,  $|b^i|$  con  $i = A, B$  representan respectivamente las fracciones de potencia de las polarizaciones deseada e indeseada en cada uno de los puertos de salida respecto a la potencia de entrada. En un buen separador de polarización se debe cumplir que  $|a^i| \gg |b^i|$ , por lo que la forma habitual de

10

medir la calidad de este componente es su relación de extinción [H. Zhang, Y. Huang, S. Das, C. Li, M. Yu, P. Lo, M. Hong, J. Thong, Opt. Express, 21(3), pp. 3363-3369 (2013)]

$$RE^{SepPol} = 10 \cdot \log \left( \min \left( \frac{P_x^A}{P_y^A}, \frac{P_y^B}{P_x^B} \right) \right) = 10 \cdot \log \left( \min \left( \frac{|a^i|^2}{|b^i|^2} \right) \right) \quad i = A, B$$

15

(Ecuación 6)

Idealmente,  $|a^i| = 1$  y  $|b^i| = 0$  ( $RE^{SepPol} = \infty$ ), garantizándose que en cada salida sólo existe la polarización deseada.

Volviendo a la figura 7a, asumiendo que a la entrada de la red de diversidad de polarización (1210), tanto la señal  $\bar{S}$  (1411) como el oscilador local  $\bar{L}$  (1421) tendrán en general componentes en ambas polarizaciones, según

25

$$\bar{S} = \begin{bmatrix} S_x \\ S_y \end{bmatrix}, \quad \bar{L} = \begin{bmatrix} L_x \\ L_y \end{bmatrix} \quad (\text{Ecuación 7})$$

y que ambos separadores polarización son ideales (i.e.  $|a^i| = 1$  y  $|b^i| = 0$ ), a la entrada de la red de diversidad de fase se tendrá  $\bar{S}^A$  (1211),  $\bar{S}^B$  (1213),  $\bar{L}^A$  (1212) y  $\bar{L}^B$  (1214) según

$$\bar{S}^A = \begin{bmatrix} S_x \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \bar{S}^B = \begin{bmatrix} 0 \\ S_y \end{bmatrix}, \quad \bar{L}^A = \begin{bmatrix} L_x \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \bar{L}^B = \begin{bmatrix} 0 \\ L_y \end{bmatrix} \quad (\text{Ecuación 8})$$

Por lo tanto, esta arquitectura garantiza que al 'downconverter' simple A (1220) llega sólo polarización  $x$ , y al 'downconverter' simple B (1230) sólo llega polarización  $y$ .

Una arquitectura alternativa a la anterior es la que se muestra en la figura 7b [OIF Optical Internetworking Forum, Implementation agreement for integrated dual polarization intradyne coherent receivers (2010)], en la que se ha sustituido el separador de polarización del oscilador local por un divisor de potencia al 50% (420). Este esquema funciona de forma similar al anterior, aunque en este caso los requerimientos del separador de polarización en términos de  $ER^{SepPol}$  se duplican respecto al caso anterior para mantener las mismas prestaciones del receptor.

Por último, en la figura 7c se muestra otra posibilidad encontrada en el estado de la técnica [H. Takahashi, SPIE Newsroom, DOI: 10.1117/2.1201104.003546] que hace uso de un separador de polarización (410), un divisor de potencia (420), y un rotador de polarización (430). El objetivo del rotador de polarización es tomar la señal recibida a su entrada y transformarla en la polarización ortogonal [C. Alonso-Ramos, S. Romero-García, A. Ortega-Moñux, I. Molina-Fernández, R. Zhang, H.G. Bach, M. Schell, Opt. Lett., 37(3), pp. 335-337 (2012)]. En este caso, la señal a demodular  $\bar{S}$  (1411) tendrá componentes en ambas polarizaciones, pero el oscilador local  $\bar{L}$  (1421), solo tendrá en una

$$\bar{S} = \begin{bmatrix} S_x \\ S_y \end{bmatrix}, \quad \bar{L} = \begin{bmatrix} L_x \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{Ecuación 9})$$

La salida  $\bar{S}^B$  (1213) es producto de la transformación de polarización realizada por el rotador (430). De este modo, asumiendo que tanto el  
 5 separador de polarización, como el divisor de potencia y el rotador de polarización son ideales, las entradas de los 'downconverters' simples,  $\bar{S}^A$  (1211),  $\bar{S}^B$  (1213),  $\bar{L}^A$  (1212) y  $\bar{L}^B$  (1214), quedarían

$$\bar{S}^A = \begin{bmatrix} S_x \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \bar{S}^B = \begin{bmatrix} S_y \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \bar{L}^A = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} L_x \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \bar{L}^B = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} L_x \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{Ecuación 10})$$

10

Así se consigue que cada uno de los 'downconverters' simples demodule una componente de la señal de entrada, pero realizando ambos dicho proceso en la misma polarización. Esto puede ser ventajoso en términos de diseño, puesto que ambos 'downconverters' simples pueden ser  
 15 exactamente iguales. La calidad de esta arquitectura viene determinada por las relaciones de extinción del separador y del rotador de polarización.

Un hecho destacable que tienen en común las soluciones previamente existentes es que la calidad total de la red de diversidad de polarización se basa únicamente en la calidad individual de sus componentes constitutivos  
 20 medidos en términos de  $ER$ , esto es, medidos como relaciones de potencia entre las polarizaciones deseada e indeseada. En ningún caso se consideran las relaciones de fase entre las polarizaciones a la entrada de cada uno de los 'downconverters' como una característica a diseñar o que pueda influir de alguna forma en el comportamiento del receptor, de manera que dichas  
 25 relaciones de fase son arbitrarias. Por ello, para garantizar un correcto funcionamiento del receptor, en las redes de diversidad de polarización del estado de la técnica es necesario contar con dispositivos separadores y/o rotadores de polarización con relaciones de extinción muy elevadas

(idealmente  $ER = \infty$ ). Este hecho ha limitado la posibilidad de integrar monolíticamente el subsistema de diversidad de polarización (1210) junto con el resto del 'downconverter' puesto que, si bien es cierto que existen un gran número de soluciones para realizar rotadores y separadores de polarización en tecnología óptica integrada [C. Alonso-Ramos, S. Romero-García, A. Ortega-Moñux, I. Molina-Fernández, R. Zhang, H.G. Bach, M. Schell, Opt. Lett., 37(3), pp. 335-337 (2012), D. Pérez-Galacho, R. Halir, A. Ortega-Moñux, C. Alonso-Ramos, R. Zhang, P. Runge, K. Janiak, H.G. Bach, A.G. Steffan y I. Molina-Fernández, Opt. Express, 21(12), pp. 14146-14151 (2013)], no es menos cierto que la consecución de las relaciones de extinción necesarias de estos componentes es incompatible con tolerancias y costes de fabricación aceptables.

Otra de las soluciones, propuestas en el estado de la técnica, para realizar 'downconverters' con diversidad de polarización monolíticamente integrados se describe en [C.R. Doerr, L.L. Buhl, Y. Beayens, R. Aroca, s. Chandrasekhar, X. Liu, L. Chen, Y.K. Chen, IEEE Photon. Technol. Lett., 23(12), pp. 762-764 (2010)]. En esta solución, figura 9, los acopladores, basados en redes de difracción o 'gratings', que realizan la función de acoplo de la potencia óptica al 'chip' realizan también simultáneamente la función de diversidad de polarización. Este caso es ilustrativo del hecho de que, en general, la funcionalidad de la diversidad de polarización se consigue con la acción combinada de las redes de acoplo de potencia óptica al 'chip' y de la redes de diversidad de polarización propiamente dichas, razón por la cual, como se mencionó anteriormente, es conveniente agrupar las funciones de acoplo y diversidad de polarización en un solo bloque (1400). Debe notarse, no obstante, que al igual que en las anteriores realizaciones del estado de la técnica, en este tipo de solución el correcto funcionamiento del receptor se basa también en que la función de diversidad de polarización, presente elevadas relaciones de extinción.

Como resumen, puede decirse que no existen soluciones que permitan, de una parte, obtener un funcionamiento adecuado del receptor

completo sin que exista una o varias redes que realicen la funcionalidad de diversidad de polarización basada en obtener elevadas relaciones de extinción; de otra parte, obtener un funcionamiento adecuado del receptor completo sin usar separadores y/o rotadores de polarización con elevadas relaciones de extinción y, como consecuencia, la integración monolítica del 'downconverter' completo es actualmente un problema insuficientemente resuelto. De este modo, una solución a estas cuestiones consistiría en un receptor que no necesite usar redes de diversidad de polarización de elevadas relaciones de extinción y que, consecuentemente, pueda ser integrado monolíticamente de forma sencilla.

## DESCRIPCIÓN DE LA INVENCION

Mediante la presente invención se resuelve el problema técnico anteriormente planteado. El objeto principal de la invención es un 'downconverter' con diversidad de polarización, susceptible de ser integrado monolíticamente, que puede ser utilizado en receptores ópticos coherentes para modulaciones con multiplexación en polarización. En este 'downconverter', la red de diversidad de polarización del estado de la técnica (tradicionalmente basada en dispositivos que requieren elevadas relaciones de extinción) es sustituida por una red de acoplo y diversidad de polarización, asistida en fase, que reduce (o incluso elimina) la necesidad de utilizar rotadores y separadores de polarización con elevadas relaciones de extinción. Esto permite realizar la funcionalidad de diversidad de polarización con gran precisión basándose en componentes individuales de menores prestaciones (en cuanto a su capacidad de manipular la polarización), lo que facilita la integración monolítica del receptor completo en una única oblea.

Asimismo es objeto de la invención un receptor óptico coherente (2000), que se describe en la figura 10, y está compuesto por tres subsistemas: un oscilador local (1100), un 'downconverter' con diversidad de polarización (2200) y un subsistema procesado de señal (1300). La señal

óptica recibida  $\overline{OS}$  (1) contiene información modulada en cada una de sus dos polarizaciones ( $OS_x$ ,  $OS_y$ , Ecuación 11), mientras que el oscilador local  $\overline{OL}$  (2) tiene un estado de polarización arbitrario ( $OL_x$ ,  $OL_y$ , Ecuación 12)

$$\overline{OS} = \begin{pmatrix} OS_x \\ OS_y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I_x + j \cdot Q_x \\ I_y + j \cdot Q_y \end{pmatrix} \quad (\text{Ecuación 11})$$

$$\overline{OL} = \begin{pmatrix} OL_x \\ OL_y \end{pmatrix} \quad (\text{Ecuación 12})$$

El 'downconverter' con diversidad de polarización (2200) tiene dos puertas de entrada ópticas  $\overline{OS}$  (1) y  $\overline{OL}$  (2) (señal y oscilador local respectivamente) y dos salidas eléctricas  $\Gamma^A$  (5) y  $\Gamma^B$  (6) que pueden ser analógicas o digitales. Este bloque se describirá en detalle posteriormente.

A partir  $\Gamma^A$  (5) y  $\Gamma^B$  (6), el sistema de procesado puede recuperar la información recibida por la puerta de señal  $\overline{OS}$  (1), de forma que a la salida del receptor  $\Gamma_x \sim OS_x$  y  $\Gamma_y \sim OS_y$ .

El 'downconverter' con diversidad de polarización está formado por dos bloques funcionales relevantes (figura 11): una red de acoplo y diversidad de polarización (2400) y una pareja de 'downconverters' simples (1220,1230). En el 'downconverter' objeto de la invención se encuentran monolíticamente integrados en el mismo 'chip' al menos la red de acoplo y diversidad de polarización (2400), y las redes de diversidad de fase (100) que forman parte de los 'downconverters' simples, figura 12. Los fotodiodos que realizan la conversión optoelectrónica podrán estar o no integrados, dependiendo de la tecnología que se emplee en la implementación del 'downconverter'.

Tal y como se muestra en la figura 13, la red de acoplo y diversidad de polarización (2400) es una red óptica que tiene como entradas la señal recibida  $\overline{OS}$  (1) y el oscilador local  $\overline{OL}$  (2) y se encarga de distribuir las dos polarizaciones de estas dos señales entre sus cuatro puertas de salida

$\overline{S}^A$  (1211),  $\overline{L}^A$  (1212),  $\overline{S}^B$  (1213) y  $\overline{L}^B$  (1214), que constituyen la entrada de los 'downconverters' simples A (1220) y B (1230) respectivamente. De forma general, la red de acoplo y diversidad de polarización (ver figura 13) queda definida por cuatro matrices de Jones ( $\overline{OJ}_S^A$ ,  $\overline{OJ}_S^B$ ,  $\overline{OJ}_L^A$ ,  $\overline{OJ}_L^B$ ) que

5 establecen las relaciones de amplitud y fase existentes, para los dos estados de polarización, entre las entradas y las salidas de esta red:

$$\begin{aligned} \overline{S}^A &= \overline{OJ}_S^A \cdot \overline{OS} & \overline{L}^A &= \overline{OJ}_L^A \cdot \overline{OL} \\ \overline{S}^B &= \overline{OJ}_S^B \cdot \overline{OS} & \overline{L}^B &= \overline{OJ}_L^B \cdot \overline{OL} \end{aligned} \quad (\text{Ecuación 13})$$

10 Los 'downconverters' simples (1220, 1230), figura 12, pueden ser diferentes, aunque tienen la misma funcionalidad, contemplándose diversas posibilidades, tales como:

15 que dichos 'downconverters' simples (1220, 1230) estén basados en un híbrido de 90°, pudiendo presentar dicho híbrido una conversión IQ analógica incluyendo una etapa de conversión optoelectrónica, dicha etapa de conversión optoelectrónica pudiendo comprender, por ejemplo, dos fotodetectores balanceados y dos amplificadores de transimpedancia no balanceados seguidos de dos

20 muestreadores (convertidores A/D), o cuatro fotodetectores y dos amplificadores de transimpedancia balanceados seguidos de dos muestreadores (convertidores A/D).

25 que dichos 'downconverters' simples (1220, 1230) estén basados en un híbrido de 90°, pudiendo presentar dicho híbrido una conversión IQ digital incluyendo una etapa de conversión optoelectrónica, dicha etapa de conversión optoelectrónica pudiendo comprender, por ejemplo, cuatro fotodetectores y cuatro amplificadores de transimpedancia,



cuatro muestreadores (convertidores A/D) y una red de combinación digital.

que dichos 'downconverters' simples (1220, 1230) estén basados en un híbrido de 120°, pudiendo presentar dicho híbrido una conversión IQ analógica incluyendo una etapa de conversión optoelectrónica, dicha etapa de conversión optoelectrónica pudiendo comprender, por ejemplo, tres fotodetectores y tres amplificadores de transimpedancia, una red de combinación analógica y dos muestreadores (convertidores A/D).

que dichos 'downconverters' simples (1220, 1230) estén basados en un híbrido de 120°, pudiendo presentar dicho híbrido una conversión IQ digital, incluyendo una etapa de conversión optoelectrónica, dicha etapa de conversión optoelectrónica pudiendo comprender, por ejemplo, tres fotodetectores y tres amplificadores de transimpedancia, una red de combinación digital y tres muestreadores (convertidores A/D).

Conforme a lo representado en la figura 12, el 'downconverter' A (1220) toma como entrada dos señales ópticas, una de la señal a demodular  $\bar{S}^A$  (1211) y otra de oscilador local  $\bar{L}^A$  (1212) y genera a su salida dos señales eléctricas,  $I^A$  (1221)  $Q^A$  (1222) en formato analógico o digital que constituyen la señal compleja  $\Gamma^A = I^A + j \cdot Q^A$  (5). El 'downconverter' B (1230) toma como entrada dos señales ópticas, una de la señal a demodular  $\bar{S}^B$  (1213) y otra de oscilador local  $\bar{L}^B$  (1214) y genera a su salida dos señales eléctricas,  $I^B$  (1231)  $Q^B$  (1232) en formato analógico o digital que constituyen la señal compleja  $\Gamma^B = I^B + j \cdot Q^B$  (6). De forma general, las señales a la salida de los 'downconverters' se pueden expresar como

$$\begin{aligned}\Gamma^A &= \overline{\overline{M_1^A}} \cdot \overline{S^A} + \overline{\overline{M_2^A}} \cdot \left( \overline{S^A} \right) \\ \Gamma^B &= \overline{\overline{M_1^B}} \cdot \overline{S^B} + \overline{\overline{M_2^B}} \cdot \left( \overline{S^B} \right)\end{aligned}\quad (\text{Ecuación 14})$$

donde  $(\ )^*$  denota el conjugado sin trasponer.

Esta expresión es la extensión al caso general (dos polarizaciones  
 5 ortogonales) de la conocida ecuación que caracteriza el funcionamiento de un  
 receptor coherente homodino para una polarización:  $\Gamma = M_1 \cdot S + M_2 \cdot S^*$  [J.  
 Tubbax, L. Van der Perre, S. Donnay, M. Engels, M. Moonen, H. De Man,  
 Proc. Radio Wireless Conf., pp. 283–292 (2003), H. Chung, S.H. Chang, K.  
 Kim, Opt. Fiber Technol., 16(5), pp.304-308 (2010), A. Moscoso-Martir, I.  
 10 Molina-Fernández, A. Ortega-Moñux, Prog. Electromagn. Res., Vol. 121, pp.  
 225-247 (2011)].  $\overline{S^{A,B}}$  son los símbolos que los ‘downconverters’ A (1220) y B  
 (1230) reciben en su entrada y  $\Gamma^{A,B}$  (5,6) los que generan a su salida. Las  
 matrices  $\overline{\overline{M_1^{A,B}}}$ ,  $\overline{\overline{M_2^{A,B}}}$  definen los ‘downconverter’ complejos en función de  
 sus parámetros de ‘Scattering’. Hay que destacar que la (Ecuación 14) es la  
 15 forma más conveniente de caracterizar un ‘downconverter’ simple en un  
 escenario con diversidad de polarización y que dicha expresión no aparece  
 recogida en la bibliografía, siendo en este sentido una aportación original de  
 esta invención. La (Ecuación 14) y las que a partir de ella se deducen son  
 fundamentales para la descripción de la invención que se detalla a  
 20 continuación.

Las matrices  $\overline{\overline{M_1^{A,B}}}$  y  $\overline{\overline{M_2^{A,B}}}$  dependen de las imperfecciones del  
 hardware (desbalanceos en amplitud y fase del ‘downconverter’) y del  
 oscilador local. En condiciones normales de operación (errores acotados del  
 hardware),  $\overline{\overline{M_2^{A,B}}} \approx 0$  [J. Tubbax, L. Van der Perre, S. Donnay, M. Engels, M.  
 25 Moonen, H. De Man, Proc. Radio Wireless Conf., pp. 283–292 (2003), H.  
 Chung, S.H. Chang, K. Kim, Opt. Fiber Technol., 16(5), pp.304-308 (2010)] y  
 la expresión anterior queda

$$\begin{aligned}\Gamma^A &\approx \overline{\overline{M_1^A}} \cdot \overline{S^A} = \left( \overline{\overline{L^A}} \right) \cdot \overline{\Sigma^A} \cdot \overline{S^A} \\ \Gamma^B &\approx \overline{\overline{M_1^B}} \cdot \overline{S^B} = \left( \overline{\overline{L^B}} \right) \cdot \overline{\Sigma^B} \cdot \overline{S^B}\end{aligned}\quad (\text{Ecuación 15})$$

donde  $(\overline{\phantom{x}})$  denota la transpuesta conjugada y las matrices características de los 'downconverters' A y B,  $\overline{\overline{\Sigma^{A,B}}}$ , expresadas de manera compacta para ambas polarizaciones y asumiendo que éstos no rotan la polarización, se definen como

$$\overline{\overline{\Sigma^A}} = \begin{bmatrix} \Sigma_x^A & 0 \\ 0 & \Sigma_y^A \end{bmatrix}, \quad \overline{\overline{\Sigma^B}} = \begin{bmatrix} \Sigma_x^B & 0 \\ 0 & \Sigma_y^B \end{bmatrix} \quad (\text{Ecuación 16})$$

siendo  $\Sigma_{x,y}^{A,B}$  números complejos que relacionan las entradas y salidas de dichos 'downconverters' A y B.

Idealmente  $\overline{\overline{\Sigma^{A,B}}}$  son iguales a la matriz identidad, pero en la práctica dependen de las imperfecciones del 'hardware' que implementa dicho 'downconverter' (esencialmente, de sus desbalanceos en amplitud y fase para cada polarización).

Combinando (Ecuación 13) y (Ecuación 15) se llega a la siguiente expresión, que caracteriza completamente el funcionamiento del 'downconverter' con diversidad de polarización

$$\overline{\overline{\Gamma}} = \begin{pmatrix} \Gamma^A \\ \Gamma^B \end{pmatrix} = \overline{\overline{M}} \cdot \overline{OS} \quad (\text{Ecuación 17})$$

$$\overline{\overline{M}} = \begin{bmatrix} \left( \overline{OL} \right) \cdot \overline{\overline{OJ_L^A}} \cdot \overline{\Sigma^A} \cdot \overline{\overline{OJ_S^A}} \\ \left( \overline{OL} \right) \cdot \overline{\overline{OJ_L^B}} \cdot \overline{\Sigma^B} \cdot \overline{\overline{OJ_S^B}} \end{bmatrix}$$

donde  $\overline{\overline{M}}$  es la matriz característica del 'downconverter' con diversidad de polarización.

A partir de  $\bar{\Gamma}$ , el sistema de procesamiento de señal puede recuperar la información contenida en la señal recibida ( $\overline{OS}$ ) realizando la siguiente operación

$$\begin{pmatrix} \Gamma_x \\ \Gamma_y \end{pmatrix} = (\overline{M})^{-1} \cdot \begin{pmatrix} \Gamma^A \\ \Gamma^B \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} OS_x \\ OS_y \end{pmatrix} \quad (\text{Ecuación 18})$$

donde  $( )^{-1}$  representa la matriz inversa.

Una condición suficiente (aunque no necesaria) para garantizar la invertibilidad de la matriz  $\overline{M}$  es la denominada condición de ortogonalidad, definida como

$$\overline{M} \cdot \overline{M}^T = \overline{I} \quad (\text{Ecuación 19})$$

donde  $( )^T$  representa la matriz traspuesta, e  $\overline{I}$  es la matriz identidad.

Tomando esta condición como figura de mérito, la calidad del receptor se puede evaluar a partir del grado de cumplimiento de la (Ecuación 19), de forma que si ésta se cumple estrictamente el receptor es ideal, degradándose su comportamiento conforme deja de cumplirse dicha condición de ortogonalidad.

Hay que destacar que  $\overline{M}$ , y por tanto la condición de ortogonalidad (Ecuación 19), depende de la red de acoplo y diversidad de polarización (2400) a través de sus matrices de Jones ( $\overline{OJ}_S^A$ ,  $\overline{OJ}_S^B$ ,  $\overline{OJ}_L^A$ ,  $\overline{OJ}_L^B$ ), de los 'downconverters' simples a través de sus matrices características ( $\overline{\Sigma}^A$  y  $\overline{\Sigma}^B$ ), así como de la entrada de oscilador local  $\overline{OL}$ .

En esta invención se propone maximizar el grado de cumplimiento de la condición de ortogonalidad (Ecuación 19) estableciendo relaciones precisas no solo en amplitud como en el estado anterior de la técnica, sino también de fase, entre los dos estados de polarización de las entradas y las salidas de la

red de acoplo y diversidad de polarización (2400). Es decir, se propone diseñar la red de acoplo y diversidad de polarización (2400) basándose no sólo en establecer los módulos de los elementos de sus matrices de Jones ( $\overline{OJ}_S^A$ ,  $\overline{OJ}_S^B$ ,  $\overline{OJ}_L^A$ ,  $\overline{OJ}_L^B$ ) sino también las fases adecuadas de estos parámetros.

En la figura 14 se muestra la red de acoplo y diversidad de polarización (2400) descompuesta en dos partes: la sección de acoplo fibra-chip (1430) y la denominada red de distribución de señales asistida en fase (2440). Esta última, que puede incorporar cualquier tipo de ajuste interno dentro del chip (térmico, electroóptico o cualquier otro) para modificar sus relaciones de fase entrada-salida, tiene dos entradas,  $\overline{S}$  (1411) y  $\overline{L}$  (1421), y cuatro salidas  $\overline{S}^A$  (1211),  $\overline{L}^A$  (1212),  $\overline{S}^B$  (1213),  $\overline{L}^B$  (1214), relacionadas entre sí como

$$\begin{aligned} \overline{S}^A &= \overline{J}_S^A \cdot \overline{S} & \overline{L}^A &= \overline{J}_L^A \cdot \overline{L} \\ \overline{S}^B &= \overline{J}_S^B \cdot \overline{S} & \overline{L}^B &= \overline{J}_L^B \cdot \overline{L} \end{aligned} \quad (\text{Ecuación 20})$$

donde  $\overline{J}_S^A$ ,  $\overline{J}_S^B$ ,  $\overline{J}_L^A$ ,  $\overline{J}_L^B$  son matrices de Jones que vienen dadas por las siguientes expresiones, en las que se ha impuesto por simplicidad que los elementos constitutivos de la red de distribución de señales asistida en fase no rotan la polarización.

(Ecuación 21)

$$\begin{aligned} \overline{J}_S^A &= \begin{bmatrix} |a_S^A| \exp(-j\varphi_{Sx}^A) & 0 \\ 0 & |b_S^A| \exp(-j\varphi_{Sy}^A) \end{bmatrix}, \\ \overline{J}_L^A &= \begin{bmatrix} |a_L^A| \exp(-j\varphi_{Lx}^A) & 0 \\ 0 & |b_L^A| \exp(-j\varphi_{Ly}^A) \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$$\overline{J}_S^B = \begin{bmatrix} |b_S^B| \exp(-j\varphi_{Sx}^B) & 0 \\ 0 & |a_S^B| \exp(-j\varphi_{Sy}^B) \end{bmatrix},$$

$$\overline{J}_L^B = \begin{bmatrix} |b_L^B| \exp(-j\varphi_{Lx}^B) & 0 \\ 0 & |a_L^B| \exp(-j\varphi_{Ly}^B) \end{bmatrix}$$

5 A partir de estas expresiones, se pueden definir las relaciones de extinción ( $RE$ ) de la forma habitual

$$RE_q^p = 10 \cdot \log \left( \min \left( \frac{|a_q^p|^2}{|b_q^p|^2} \right) \right) \quad p = A, B \quad q = S, L \quad (\text{Ecuación 22})$$

10 En las redes de acoplo, y bajo condiciones ideales de funcionamiento en las que la eficiencia de inyección es total, la relación entre la señal óptica en la fibra y en la guía integrada para las entradas de señal y oscilador local respectivamente se pueden escribir como

$$\overline{S} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_S) & -\sin(\theta_S) \\ \sin(\theta_S) & \cos(\theta_S) \end{bmatrix} \cdot \overline{OS} \quad (\text{Ecuación 23})$$

$$15 \quad \overline{L} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_L) & -\sin(\theta_L) \\ \sin(\theta_L) & \cos(\theta_L) \end{bmatrix} \cdot \overline{OL} \quad (\text{Ecuación 24})$$

donde  $\overline{S}$  (1411) y  $\overline{L}$  (1421) representan respectivamente la luz acoplada a la guíaonda de señal y de oscilador local en el interior del 'chip'.

20 Hay que indicar que las condiciones de idealidad de las redes de acoplo que se acaban de imponer simplifican la matemática que se describe a continuación, pero no restringen en modo alguno la validez de la propuesta que se describe en esta invención.

25 El ángulo de giro de polarización de la señal inyectada en el 'chip'  $\theta_S$  se superpone al giro arbitrario que sufre la señal en su propagación por la fibra óptica desde el transmisor hasta el receptor, por lo que se puede suponer sin

pérdida de generalidad que el bloque de procesamiento de señal es capaz de corregirlo. Por este motivo, en lo que sigue se asumirá que  $\theta_s = 0$ .

Respecto a la entrada de oscilador local, en esta invención se propone un sistema de inyección de luz ajustable, es decir, que el acoplador para el oscilador local (1420) permita ajustar de forma externa al 'chip' el ángulo  $\theta_L$  de proyección de la luz del oscilador local ( $\overline{OL}$ ) sobre la señal  $\overline{L}$  (1421), por ejemplo mediante 'edge coupling' (por el borde del 'chip') o 'grating' (a través de cualquiera de las superficies del 'chip' mediante acoplo por rejilla de difracción), de forma que el reparto de potencia óptica sobre cada una de las polarizaciones en dicha señal sea configurable. Este ajuste se podrá realizar de manera mecánica, electrónica, térmica o de cualquier otra forma que permita controlar el ángulo  $\theta_L$  de proyección de la luz en la guíaonda integrada.

Particularizando la condición de ortogonalidad (Ecuación 19) para (Ecuación 20), (Ecuación 23) y (Ecuación 24) y asumiendo  $\theta_s = 0$ , se obtiene

$$\overline{\overline{M}} \cdot \overline{\overline{M}}^T = \overline{\overline{I}} \quad (\text{Ecuación 25})$$

$$\overline{\overline{M}} = \begin{bmatrix} (\cos(\theta_L) - \sin(\theta_L)) \cdot \overline{\overline{J}}_L^A \cdot \overline{\overline{\Sigma}}^A \cdot \overline{\overline{J}}_S^A \\ (\cos(\theta_L) - \sin(\theta_L)) \cdot \overline{\overline{J}}_L^B \cdot \overline{\overline{\Sigma}}^B \cdot \overline{\overline{J}}_S^B \end{bmatrix}$$

Sustituyendo la (Ecuación 21) en la expresión anterior, asumiendo por simplicidad que los 'downconverters' simples son ideales (i.e.  $\overline{\overline{\Sigma}}^A = \overline{\overline{\Sigma}}^B = \overline{\overline{I}}$ ) y operando, se puede demostrar que la condición de ortogonalidad es equivalente al cumplimiento simultáneo de estas dos ecuaciones:

$$\left[ |a_L^A|^2 \cdot |a_S^A|^2 - |b_L^B|^2 \cdot |b_S^B|^2 \right] \cdot \cos^2(\theta_L) = \left[ |a_L^B|^2 \cdot |a_S^B|^2 - |b_L^A|^2 \cdot |b_S^A|^2 \right] \cdot \sin^2(\theta_L) \quad (\text{Ecuación 26})$$

$$|a_L^A| \cdot |a_S^A| \cdot |b_L^B| \cdot |b_S^B| \cdot \cos^2(\theta_L) \cdot \exp(-j\phi_{Dist}) + |a_L^B| \cdot |a_S^B| \cdot |b_L^A| \cdot |b_S^A| \cdot \sin^2(\theta_L) = 0 \quad (\text{Ecuación 27})$$

Donde  $\phi_{Dist}$  relaciona los desfases diferenciales de polarización en cada uno de los caminos de señal y OL según la siguiente expresión

$$\phi_{Dist} = (\Delta\phi_L^B - \Delta\phi_S^B) - (\Delta\phi_L^A - \Delta\phi_S^A) \quad (\text{Ecuación 28})$$

5

siendo  $\Delta\phi_q^p = \varphi_{qx}^p - \varphi_{qy}^p$  (con  $p=A,B$  y  $q=S,L$ ) los desfases diferenciales de polarización en cada uno de dichos caminos.

Para garantizar el cumplimiento de las ecuaciones (Ecuación 26) y (Ecuación 27), en la presente invención se propone elegir adecuadamente tanto el ángulo de proyección del oscilador local sobre el 'chip'  $\theta_L$ , como el desfase diferencial  $\phi_{Dist}$  (Ecuación 28) introducido por la red de distribución entre sus puertos de entrada y de salida. Actuando de esta forma, es posible relajar las restricciones sobre las relaciones de extinción ( $RE$ ) de los componentes que constituyen esta red de distribución, lo que permite proponer soluciones integradas en las que los separadores de polarización presenten relaciones de extinción muy bajas.

En la presente invención se contempla la posibilidad de descomponer la red de distribución de señales asistida en fase (2440) en dos repartidores de señal 'Split' S (440) y 'Split' L (450) y unos bloques de fase controlada o desfasadores (510), (520), (530), (540), (550), (560), según se muestra en la figura 15. Dicha red de distribución sigue quedando definida según las matrices de Jones presentadas en la Ecuación 21, pero en este caso los valores  $|a_q^p|, |b_q^p|$  quedan fijados por los repartidores de señal 'Split' S (440) y 'Split' L (450) y los desfases diferenciales de polarización en cada uno de los caminos de señal y OL ( $\Delta\phi_L^B, \Delta\phi_S^B, \Delta\phi_L^A, \Delta\phi_S^A$  en Ecuación 28) vienen determinados los bloques de fase controlada.

Los dos repartidores de señal 'Split' S (440) y 'Split' L (450) se pueden implementar mediante separadores de polarización (410), según se muestra en la figura 16, que pueden tener valores arbitrarios de relación de extinción sin por ello comprometer el buen funcionamiento del sistema,



siempre que el ángulo de proyección  $\theta_L$ , y el desfase diferencial  $\phi_{Dist}$  (Ecuación 28) se elijan adecuadamente. Es más, atendiendo a la presente invención se pueden incluso diseñar receptores con diversidad de polarización en los que los separadores de polarización puedan eliminarse por completo, sustituyéndolos por simples divisores de potencia i.e.

5  $|a_q^p| \approx |b_q^p| \approx 1/\sqrt{2}$ , mucho más fáciles de implementar y muy tolerantes a errores de fabricación. Centrándonos en este caso (ver figura 17), nótese que cuando se usan divisores de potencia (420)  $|a_q^p| = |b_q^p|$ , la condición (Ecuación 26) se cumple directamente para cualquier valor de  $\theta_L$ ,  $\phi_{Dist}$

10 mientras que el cumplimiento de (Ecuación 27) depende de  $\theta_L$  y  $\phi_{Dist}$ . Diseñando la red de distribución de señales asistida en fase (2440) para que se cumpla la condición de fase

$$\phi_{Dist} = \pm 180^\circ \quad (\text{Ecuación 29})$$

15

y ajustando la proyección del oscilador local en el 'chip' para cumplir la condición de proyección

$$\theta_L = (2k + 1) \cdot 45^\circ \quad (\text{Ecuación 30})$$

20

siendo  $k$  un número entero, se consigue cumplir la ecuación (Ecuación 27), con lo que en última instancia se cumple la condición de ortogonalidad (Ecuación 25) sin necesidad de usar separadores de polarización.

Por el contrario, en los receptores convencionales las relaciones de fase de la red de diversidad de polarización no se tienen en cuenta en el

25 proceso de diseño y por tanto  $\phi_{Dist}$  (Ecuación 28) puede tomar valores arbitrarios. De este modo, la única forma de garantizar el cumplimiento de la condición (Ecuación 27) es asegurar un ratio de extinción muy elevado (idealmente infinito), ya que de esta forma  $|b_q^p| \approx 0$ . Por supuesto, cuando la

relación de extinción de los separadores de polarización se reduce debido a errores de fabricación, la condición (Ecuación 27), y por tanto la condición de ortogonalidad (Ecuación 25), dejan de cumplirse, lo que degrada sensiblemente las prestaciones del receptor. Nótese también que, incluso  
 5 en el caso ideal de  $|b_q^p| = 0$ , la condición (Ecuación 26) depende de la precisión en el ángulo de inyección del oscilador local en el 'chip'  $\theta_L$ . Si no se utiliza el sistema de inyección ajustable propuesto en esta invención queda fijo en el proceso de montaje del receptor. Cualquier error en este proceso afectará negativamente al cumplimiento de la condición de  
 10 ortogonalidad (Ecuación 25) y redundará en un empeoramiento de las prestaciones del receptor, que no podrá solucionarse posteriormente si el receptor carece de un sistema de inyección ajustable del oscilador local en el 'chip'.

La potencia de los símbolos recibidos ( $\Gamma_x, \Gamma_y$ ) se puede expresar,  
 15 tomando la (Ecuación 25) y asumiendo por simplicidad que los 'downconverters' simples son ideales (i.e.  $\overline{\Sigma^A} = \overline{\Sigma^B} = \overline{I}$ ), como

$$\begin{aligned}
 |\Gamma^A|^2 &= |m_{11}|^2 \cdot |OS_x|^2 + |m_{12}|^2 \cdot |OS_y|^2 \\
 |\Gamma^B|^2 &= |m_{21}|^2 \cdot |OS_x|^2 + |m_{22}|^2 \cdot |OS_y|^2 \\
 |m_{11}|^2 &= |a_L^A|^2 \cdot |a_S^A|^2 \cdot \cos^2(\theta_L) \\
 |m_{12}|^2 &= |b_L^A|^2 \cdot |b_S^A|^2 \cdot \sin^2(\theta_L) \\
 |m_{21}|^2 &= |b_L^B|^2 \cdot |b_S^B|^2 \cdot \cos^2(\theta_L) \\
 |m_{22}|^2 &= |a_L^B|^2 \cdot |a_S^B|^2 \cdot \sin^2(\theta_L)
 \end{aligned}
 \tag{Ecuación 31}$$

20 En el caso de un receptor monolíticamente integrado del estado de la técnica basado en el uso de separadores de polarización ideales ( $|a_q^p| \approx 1$ ,  $|b_q^p| \approx 0$ ) la suma de los términos  $|m_{ij}|^2$  es 3dB mayor que para el caso del receptor objeto de nuestra invención con divisores de potencia ideales

( $|a_q^p| \approx |b_q^p| \approx 1/\sqrt{2}$ ). Si bien es cierto que para condiciones ideales de funcionamiento el receptor objeto de nuestra invención presenta una menor potencia de símbolo recibido y por tanto es más sensible al ruido, también lo es que para condiciones más realistas (teniendo en cuenta los errores de fabricación de los procesos estándar) el comportamiento de los divisores de potencia se aproximan mucho más al caso ideal que el de los separadores de polarización integrados. Esto reduce la diferencia de sensibilidades respecto al ruido entre un receptor monolíticamente integrado del estado de la técnica y el receptor objeto de nuestra invención.

Hay que destacar que las ecuaciones (Ecuación 26)-(Ecuación 28) son en realidad una formulación simplificada (asumiendo ideales algunos de los componentes) de la ecuación de ortogonalidad (Ecuación 19), que sí que tiene carácter general. Esta simplificación es conveniente a efectos de facilitar la descripción de la invención que se acaba de realizar. Sin embargo, es importante precisar que se puede llegar a un conjunto de ecuaciones equivalente a (Ecuación 26)-(Ecuación 28), aunque de formulación mucho más compleja, sin necesidad de asumir la idealidad de ninguno de los elementos que constituyen el receptor que se presentan a continuación.

$$\left[ |a_L^A|^2 \cdot |a_S^A|^2 \cdot |\Sigma_x^A|^2 - |b_L^B|^2 \cdot |b_S^B|^2 \cdot |\Sigma_x^B|^2 \right] \cdot \cos^2(\theta_L) =$$

$$\left[ |a_L^B|^2 \cdot |a_S^B|^2 \cdot |\Sigma_y^B|^2 - |b_L^A|^2 \cdot |b_S^A|^2 \cdot |\Sigma_y^A|^2 \right] \cdot \sin^2(\theta_L) \quad (\text{Ecuación 32})$$

$$|a_L^A| \cdot |a_S^A| \cdot |b_L^B| \cdot |b_S^B| \cdot |\Sigma_x^A|^2 \cdot |\Sigma_x^B|^2 \cdot \cos^2(\theta_L) \cdot \exp(-j\phi_{Dist}) +$$

$$+ |a_L^B| \cdot |a_S^B| \cdot |b_L^A| \cdot |b_S^A| \cdot |\Sigma_y^A|^2 \cdot |\Sigma_y^B|^2 \cdot \sin^2(\theta_L) = 0 \quad (\text{Ecuación 33})$$

$$\phi_{Dist} = (\Delta\phi_L^B - \Delta\phi_S^B) + (\varphi_x^B - \varphi_y^B) - (\Delta\phi_L^A - \Delta\phi_S^A) - (\varphi_x^A - \varphi_y^A) \quad (\text{Ecuación 34})$$

siendo  $\Delta\phi_q^p = \varphi_{qx}^p - \varphi_{qy}^p$  (con  $p=A,B$  y  $q=S,L$ ) los desfases diferenciales de polarización en cada uno de dichos caminos,  $\varphi_{qx}^p$ ,  $\varphi_{qy}^p$  (con  $p=A,B$  y  $q=S,L$ )

los desfases introducidos por la red de distribución de señales asistida en fase, definidos en la (Ecuación 21) y  $\varphi_{x,y}^{A,B} = \arg(\Sigma_{x,y}^{A,B})$  los desfases introducidos por los 'downconverters' A y B.

Por lo tanto, la consideración de 'downconverters' simples ideales o eficiencia de inyección total en las redes de acoplo al chip no limita la aplicabilidad de esta propuesta.

Asimismo, en la presente invención, se propone la implementación de un receptor óptico coherente para señales multiplexadas en polarización que comprende un 'downconverter' con diversidad de polarización para señales ópticas multiplexadas en polarización conforme se ha descrito anteriormente. Dicho receptor además podría comprender:

- Una puerta de entrada por donde se recibe la señal óptica a demodular  $\overline{OS}$  (1) que tiene una cierta longitud de onda central y contiene información en sus dos polarizaciones ( $OS_x$ ,  $OS_y$ );
- un oscilador local (1100) que genera una señal óptica  $\overline{OL}$  (2) cuya longitud de onda es cercana o idéntica a la longitud de onda central de la señal recibida y que tiene un estado de polarización arbitrario  $OL_x$ ,  $OL_y$ ; y
- un subsistema de procesamiento de señal (1300) analógico o digital que toma como entradas las señales electrónicas  $\Gamma^A$  (5) y  $\Gamma^B$  (6) provenientes del 'downconverter' (2200) y obtiene a su salida las señales demoduladas  $\Gamma_x$  (3) y  $\Gamma_y$  (4) que recuperan las señales de información de la señal original  $OS_x$  y  $OS_y$  respectivamente utilizando para ello los algoritmos habituales en los receptores ópticos coherentes para la ortogonalización, recuperación de portadora, sincronismo de símbolo, demultiplexación de la polarización y cancelación de la dispersión tal y como están descritos en el estado de la técnica.

El receptor óptico coherente objeto de la invención podría asimismo utilizar los algoritmos de demultiplexación de la polarización usados para corregir el giro arbitrario de polarización que introduce el canal de fibra óptica para obtener  $\Gamma_x$  (3) y  $\Gamma_y$  (4) a partir de  $\Gamma^A$  (5) y  $\Gamma^B$  (6).

5 El oscilador local (1100) puede ser monolíticamente integrable en el mismo 'chip' (3000) junto con las redes de diversidad de polarización y de diversidad de fase, o puede ser externo al 'chip' (3000), por lo que no se encuentra monolíticamente integrado junto con las redes de diversidad de polarización y de diversidad de fase.

10 El receptor óptico coherente para señales multiplexadas en polarización objeto de la invención puede presentar un subsistema de frecuencia intermedia y un segundo 'downconverter' realizado por medios electrónicos para trasladar la señal de frecuencia intermedia a banda base. Además puede presentar cualquier subsistema analógico o digital que  
15 permite llevar a cabo la demultiplexación de la polarización mediante la realización de un giro de polarización que pueda reaprovecharse para la obtención de  $\Gamma_x$  (3) y  $\Gamma_y$  (4) a partir de  $\Gamma^A$  (5) y  $\Gamma^B$  (6).

## DESCRIPCIÓN DE LAS FIGURAS

20

Para complementar la descripción que se está realizando y con objeto de ayudar a una mejor comprensión de las características de la invención, de acuerdo con unos ejemplos preferentes de realización práctica de la misma, se acompaña como parte integrante de dicha descripción, un juego de dibujos  
25 en donde con carácter ilustrativo y no limitativo, se ha representado lo siguiente:

Figura 1.- Muestra una vista esquemática de un receptor coherente del estado de la técnica para modulaciones basadas en multiplexación por polarización.

30

Figura 2.- Muestra una vista esquemática de un 'downconverter' con diversidad de polarización del estado de la técnica.

Figura 3.- Muestra una vista esquemática de 'downconverters' simples del estado de la técnica.

Figura 4.- Muestra una vista esquemática de cuatro posibles implementaciones de un 'downconverter' simple del estado de la técnica.

5       Figura 5.- Muestra una vista esquemática de un 'downconverter' con diversidad de polarización integrado del estado de la técnica.

Figura 6.- Muestra una vista esquemática de un sistema inyección de potencia de fibra a 'chip' del estado de la técnica.

10       Figura 7.- Muestra una vista esquemática de distintas implementaciones de la diversidad de polarización del estado de la técnica.

Figura 8.- Muestra una vista esquemática de un separador de polarización del estado de la técnica.

Figura 9.- Muestra una vista esquemática de una implementación de un 'downconverter' con diversidad de polarización del estado de la técnica.

15       Figura 10.- Muestra una vista esquemática de receptor coherente objeto de la invención para modulaciones basadas en multiplexación por polarización.

Figura 11.- Muestra una vista esquemática del 'downconverter' con diversidad de polarización objeto de la invención.

20       Figura 12.- Muestra una vista esquemática del 'downconverter' con diversidad de polarización integrado objeto de la invención.

Figura 13.- Muestra una vista esquemática de la red de acoplo y diversidad de polarización objeto de la invención.

25       Figura 14.- Muestra una vista esquemática de la red de acoplo y diversidad de polarización objeto de la invención descompuesta en una sección de acoplo chip-fibra y una red de distribución de señales asistida en fase.

Figura 15.- Muestra una vista esquemática de la red de distribución asistida en fase objeto de la invención.

30       Figura 16.- Muestra una vista esquemática de una implementación, basada en separadores de polarización, de la red de acoplo y diversidad de

polarización objeto de la invención descompuesta en una sección de acoplo chip-fibra y una red de distribución de señales asistida en fase.

Figura 17.- Muestra una vista esquemática de una implementación, basada en divisores de potencia, de la red de acoplo y diversidad de polarización objeto de la invención descompuesta en una sección de acoplo chip-fibra y una red de distribución de señales asistida en fase.

Figura 18.- Muestra una vista esquemática de la primera realización preferida del receptor óptico coherente para señales multiplexadas en polarización objeto de la invención.

Figura 19.- Muestra una vista esquemática de sistema de ajuste de ángulo de proyección de la luz del oscilador local.

Figura 20.- Muestra una vista esquemática de geometría transversal de guía 'deeply-etched' en tecnología III-V.

Figura 21.- Muestra estudio de la birrefringencia propuesta en función de su ancho, la temperatura y la longitud de onda.

Figura 22.- Muestra estudio de variación de la condición de fase para errores en el ancho de las guías.

Figura 23.- Muestra una vista esquemática de la segunda realización preferida del receptor óptico coherente para señales multiplexadas en polarización objeto de la invención.

Figura 24.- Muestra una vista esquemática de la tercera realización preferida del receptor óptico coherente para señales multiplexadas en polarización objeto de la invención.

## **REALIZACIÓN PREFERENTE DE LA INVENCION**

Se describen a continuación varios ejemplos de realizaciones preferidas, haciendo mención a las figuras arriba citadas, sin que ello suponga limitación alguna en el ámbito de protección de la presente invención.

En una primera realización preferente, se describe el receptor óptico coherente para señales multiplexadas en polarización objeto de la invención

(2000) implementado según se muestra en la figura 18. El sistema de inyección de luz sobre el 'chip' (1430) incluye un acoplador para la señal (1410) y otro para el oscilador local (1420), ambos implementados mediante 'tapers' inversos (610) [V. Alemida, R. Panepucci, y M. Lipson, Opt. Lett., 28(15), pp.1302-1304 (2003)]. Además, la entrada de oscilador local (1420) permite ajustar de forma externa al 'chip' el ángulo  $\theta_L$  de proyección de la luz del oscilador local (2) sobre la señal  $\bar{L}$  (1421), según se define en la (Ecuación 24), mediante un sistema de giro de fibra (620), como se muestra en la figura 19. Este sistema permite ajustar fácilmente el ángulo de proyección óptimo  $\theta_L = (2k + 1) \cdot 45^\circ$ , cumpliendo la condición de proyección (Ecuación 30).

La red de distribución de señales asistida en fase (2440) consta de dos divisores de potencia implementados con sendos dispositivos de interferencia multimodal (MMI) 1x2 (630) y unos bloques de fase controlada o desfasadores implementados mediante cuatro guíaondas de interconexión  $Wg_S^A$  (2123),  $Wg_S^B$  (2124),  $Wg_L^A$  (2125),  $Wg_L^B$  (2126). La red de diversidad de fase se implementa mediante dos dispositivos de interferencia multimodal (MMI) 4x4 (640), cuyas salidas se dirigen a dos parejas de fotodiodos balanceados (210). El bloque de procesamiento de señal (1300) implementa los algoritmos convencionales en cualquier receptor coherente y a su salida se obtiene el símbolo demodulado para cada polarización.

Las cuatro guías de onda de la red de distribución tendrán secciones transversales y/o longitudes físicas diferentes. Los desfases introducidos por la red de distribución (2440) se pueden calcular como:

25

$$\begin{aligned}\phi_{qx}^p &= \beta_{qx}^p \cdot \rho_q^p \\ \phi_{qy}^p &= \beta_{qy}^p \cdot \rho_q^p\end{aligned}\quad \text{con } p=A,B \text{ y } q=S,L \quad (\text{Ecuación 35})$$

donde  $\rho_q^p$  son las longitudes físicas de cada una de las guías y  $\beta_{qx}^p, \beta_{qy}^p$  las constantes de propagación de los modos alineados según el eje  $x$  ('in-



plane') e  $y$  ('out-of-plane') del 'chip' respectivamente.

El desfase diferencial entre ambas polarizaciones para cada guíaonda queda entonces como

$$\Delta\phi_q^p = \phi_{qx}^p - \phi_{qy}^p = (\beta_{qx}^p - \beta_{qy}^p) \rho_q^p = \Delta\beta_q^p \cdot \rho_q^p \quad (\text{Ecuación 36})$$

siendo  $\Delta\beta_q^p$  la birrefringencia de cada guía de la red de distribución, que depende directamente de su geometría transversal.

Asumiendo el cumplimiento de la condición de proyección (Ecuación 30), para cumplir la condición de ortogonalidad (Ecuación 25) ha de cumplirse la condición de fase (Ecuación 29) y por tanto las longitudes ( $\rho_q^p$ ) y birrefringencias ( $\Delta\beta_q^p$ ) de las guías de la red de distribución tienen que cumplir la siguiente relación

$$\phi_{Dist} = (\Delta\beta_L^B \cdot \rho_L^B - \Delta\beta_S^B \cdot \rho_S^B) - (\Delta\beta_L^A \cdot \rho_L^A - \Delta\beta_S^A \cdot \rho_S^A) = \pm 180^\circ \quad (\text{Ecuación 37})$$

Para ello hay que diseñar cuidadosamente tanto la longitud física de cada una de las guías de la red de distribución como sus geometrías transversales.

De la (Ecuación 37) se deduce que el cumplimiento de la condición de ortogonalidad depende en última instancia del control del desfase introducido por una de las guías de la red de distribución. Por ejemplo, reescribiendo la (Ecuación 37) como:

$$\Delta\beta_S^A \cdot \rho_S^A = \pm 180 + \Delta\beta_L^A \cdot \rho_L^A + \Delta\beta_S^B \cdot \rho_S^B - \Delta\beta_L^B \cdot \rho_L^B \quad (\text{Ecuación 38})$$

se ve claramente que controlando el desfase introducido por la guíaonda  $Wg_S^A$  (2123) se puede asegurar el cumplimiento de la condición de fase (Ecuación 29) para cualquier valor del desfase introducido por el resto de las

guíaondas (2124, 2125, 2126) de la red de distribución. De este modo se puede introducir un control activo de fase (650) en una de las guíaondas de la red de distribución, según se muestra en la figura 18, de manera que se asegure el cumplimiento de la condición de fase (Ecuación 29) frente a errores de fabricación. Este bloque de control activo de fase, que es opcional para esta implementación preferente, es implementado según el estado de la técnica aprovechando el efecto termo-óptico [A. Melloni, A. Canciamilla, C. Ferrari, F. Morichetti, L. O'Faolain, T.F. Krauss, R. De La Rue, A. Samarelli, M. Sorel, IEEE Photonics J., 2(3), pp. 181-194 (2010)].

En este caso se ha decidido utilizar guías 'deeply-etched' en tecnología III-V (ver figura 20), en las que la profundidad de grabado ( $H_{wg}$ ) se mantiene constante. El ancho de las guías ( $W_{wg}$ ) se diseña para conseguir la birrefringencia deseada y al mismo tiempo minimizar la sensibilidad de la birrefringencia ante errores de fabricación u otros parámetros como la longitud de onda o la temperatura.

En la figura 21a se presenta la variación de la birrefringencia ( $\Delta\beta = \beta_x - \beta_y$ ) de la guía propuesta en función de su ancho  $W_{wg}$  (definido en la figura 20). De los valores de birrefringencia obtenidos se deduce que es posible conseguir el cumplimiento de la (Ecuación 37) para longitudes de guía razonables, del orden de las decenas o centenas de micrómetros. Puede observarse también, que al aumentar el ancho de la guía, esta se hace más robusta a variaciones en el ancho. Del estudio de la birrefringencia en función de la longitud de onda de trabajo (figura 21b) y la temperatura (figura 21c) se deduce que la birrefringencia es muy robusta respecto a variaciones en dichos parámetros.

En la figura 22, se estudia como varía la fase  $\phi_{Dist}$  con errores en el ancho de las guías. Este estudio se hace para errores comunes (todas las guías varían su ancho) y diferenciales (solo una de las guías varía su ancho). La variación de esta fase determina la robustez del diseño en el cumplimiento de la condición de fase (Ecuación 29) y por tanto de la

condición de ortogonalidad (Ecuación 25).

En una segunda realización preferente se describe el receptor óptico coherente para señales multiplexadas en polarización objeto de la invención (2000) implementado según se muestra en la figura 23. Se utilizan los mismos  
 5 elementos que en la realización anterior, disponiéndolos según la topología descrita en la figura 23. Esta topología permite evitar los cruces de entre guíaondas en la red de distribución asistida en fase (2440). En esta realización, todas las guíaondas de la red de distribución tienen la misma geometría transversal y el cumplimiento de la condición de fase (Ecuación 37)  
 10 se basa en la correcta elección de las longitudes de dichas guías. Además se contempla la posibilidad de incluir un control activo de fase (650) en una de las guíaondas de la red de distribución, según se muestra en la figura 23, de manera que asegure el cumplimiento de la condición de fase frente a errores de fabricación. Este bloque de control activo de fase, que es opcional para  
 15 esta implementación preferente, es implementado según el estado de la técnica aprovechando el efecto termo-óptico [A. Melloni, A. Canciamilla, C. Ferrari, F. Morichetti, L. O'Faolain, T.F. Krauss, R. De La Rue, A. Samarelli, M. Sorel, IEEE Photonics J., 2(3), pp. 181-194 (2010)].

En una tercera realización preferente se describe el receptor óptico  
 20 coherente para señales multiplexadas en polarización objeto de la invención (2000) implementado según se muestra en la figura 24. Se utilizan los mismos elementos que en la realización anterior, disponiéndolos según la topología descrita en la figura 24. Esta topología permite evitar los cruces entre  
 25 guíaondas en la red de distribución asistida en fase (2440). En esta realización, todas las guíaondas de la red de distribución tienen la misma geometría transversal y la misma longitud. El cumplimiento de la condición de fase (Ecuación 37) se basa únicamente en el uso de un control activo de fase (650) en una de las guíaondas de la red de distribución, según se muestra en  
 la figura 24. Este bloque de control activo de fase, que es necesario para esta  
 30 implementación preferente, es implementado según el estado de la técnica aprovechando el efecto termo-óptico [A. Melloni, A. Canciamilla, C. Ferrari, F.

Morichetti, L. O'Faolain, T.F. Krauss, R. De La Rue, A. Samarelli, M. Sorel, IEEE Photonics J., 2(3), pp. 181-194 (2010)].

Mientras que la invención ha sido presentada y descrita en referencia a una realización concreta, la invención no está limitada a dicha realización.

5 Aquellos familiarizados con el estado de la técnica comprenderán que se pueden realizar distintos cambios en la forma y el detalle de la realización de la invención sin apartarse del espíritu y objetivo de la presente invención según se define en las reivindicaciones.

## **REIVINDICACIONES**

1. 'Downconverter' con diversidad de polarización para señales ópticas  
5 multiplexadas en polarización que comprende:

- Dos puertas de entrada, por donde se recibe la señal óptica a demodular  $\overline{OS}$  (1) que contiene información en sus dos polarizaciones ( $OS_x$ ,  $OS_y$ , Ecuación 11) y otra por donde se recibe el  
10 oscilador local  $\overline{OL}$  (2) que tiene un estado de polarización arbitrario ( $OL_x$ ,  $OL_y$ , Ecuación 12);

$$\overline{OS} = \begin{pmatrix} OS_x \\ OS_y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I_x + j \cdot Q_x \\ I_y + j \cdot Q_y \end{pmatrix} \quad (\text{Ecuación 11})$$

$$\overline{OL} = \begin{pmatrix} OL_x \\ OL_y \end{pmatrix} \quad (\text{Ecuación 12})$$

15

- Una red de acoplo y diversidad de polarización (2400), que es una red óptica que tiene como entradas la señal recibida (1) y el oscilador local (2) y se encarga de distribuir las dos polarizaciones de estas dos señales entre sus cuatro puertas de salida  $\overline{S}^A$  (1211),  $\overline{L}^A$  (1212),  $\overline{S}^B$  (1213) y  $\overline{L}^B$  (1214) que constituyen la entrada de dos  
20 'downconverters' simples (1220, 1230); dicha red (2400) definida por las cuatro matrices de Jones ( $\overline{OJ}_S^A$ ,  $\overline{OJ}_S^B$ ,  $\overline{OJ}_L^A$ ,  $\overline{OJ}_L^B$ ) que establecen las relaciones de amplitud y fase existentes, para los dos estados de polarización, entre las entradas y las salidas de la red  
25 (Ecuación 13);

$$\begin{aligned}\overline{S^A} &= \overline{OJ_S^A} \cdot \overline{OS} & \overline{L^A} &= \overline{OJ_L^A} \cdot \overline{OL} \\ \overline{S^B} &= \overline{OJ_S^B} \cdot \overline{OS} & \overline{L^B} &= \overline{OJ_L^B} \cdot \overline{OL}\end{aligned}\quad (\text{Ecuación 13})$$

- Y dos ‘Downconverter’ simples (1220, 1230) que toman como entrada dos señales ópticas, una de señal ( $\overline{S^A}$ ,  $\overline{S^B}$ ; 1211, 1213) y otra de oscilador local ( $\overline{L^A}$ ,  $\overline{L^B}$ ; 1212, 1214), y genera a la salida dos señales eléctricas ( $I^A, I^B, Q^A, Q^B$ ; 1221, 1231, 122, 1232), en formato analógico o digital, que constituyen las señales complejas ( $\Gamma^A, \Gamma^B$ ; 5, 6) definidas por la (Ecuación 14),  $\Gamma^A = \overline{M_1^A} \cdot \overline{S^A} + \overline{M_2^A} \cdot (\overline{S^A})^*$ ,  $\Gamma^B = \overline{M_1^B} \cdot \overline{S^B} + \overline{M_2^B} \cdot (\overline{S^B})^*$  donde  $( )^*$  denota el conjugado sin trasponer; trabajando dichos ‘downconverters’ simples A (1220) y B (1230) en condiciones normales de operación (errores acotados del hardware),  $\overline{M_2^{A,B}} \approx 0$ , quedando las señales complejas  $\Gamma^A$  (5),  $\Gamma^B$  (6) definidas por la (Ecuación 15),  $\Gamma^A \approx \overline{M_1^A} \cdot \overline{S^A} = (\overline{L^A})^T \cdot \overline{\Sigma^A} \cdot \overline{S^A}$ ,  $\Gamma^B \approx \overline{M_1^B} \cdot \overline{S^B} = (\overline{L^B})^T \cdot \overline{\Sigma^B} \cdot \overline{S^B}$ , donde  $( )^T$  denota la transpuesta conjugada y  $\overline{\Sigma^{A,B}}$  son las matrices características de los ‘downconverters’ A (1220) y B (1230), según se define en la (Ecuación 16);

$$\overline{\Sigma^A} = \begin{bmatrix} \Sigma_x^A & 0 \\ 0 & \Sigma_y^A \end{bmatrix}, \quad \overline{\Sigma^B} = \begin{bmatrix} \Sigma_x^B & 0 \\ 0 & \Sigma_y^B \end{bmatrix} \quad (\text{Ecuación 16})$$

donde  $\Sigma_{x,y}^{A,B}$  números complejos que relacionan las entradas y salidas de dichos ‘downconverters’ A (1220) y B (1230);

dicho “downconverter” caracterizado por que la red de acoplo y diversidad de polarización (2400) opera de tal forma que, para los ‘downconverters’ simples A (1220) y B (1230), caracterizados por  $\overline{\Sigma^{A,B}}$ , y la señal del oscilador

local  $\overline{OL}$  (2) utilizados, maximiza el cumplimiento de la condición de ortogonalidad (Ecuación 19)

$$\overline{\overline{M}} \cdot \overline{\overline{M}}^T = \overline{\overline{I}} \quad (\text{Ecuación 19})$$

5

$$\overline{\overline{M}} = \begin{bmatrix} \overline{\overline{OL}} \cdot \overline{\overline{OJ_L^A}} \cdot \overline{\overline{\Sigma^A}} \cdot \overline{\overline{OJ_S^A}} \\ \overline{\overline{OL}} \cdot \overline{\overline{OJ_L^B}} \cdot \overline{\overline{\Sigma^B}} \cdot \overline{\overline{OJ_S^B}} \end{bmatrix} \quad (\text{Ecuación 17})$$

basándose para ello en establecer relaciones precisas en amplitud y fase entre los dos estados de polarización de las entradas y las salidas de la red, es decir, en establecer los módulos de los elementos de sus matrices de Jones ( $\overline{\overline{OJ_S^A}}$ ,  $\overline{\overline{OJ_S^B}}$ ,  $\overline{\overline{OJ_L^A}}$ ,  $\overline{\overline{OJ_L^B}}$ ) (Ecuación 17) así como las fases adecuadas de dichos elementos.

2. 'Downconverter' con diversidad polarización según la reivindicación anterior caracterizado por que al menos la red de acoplo y diversidad de polarización (2400), y las redes de diversidad de fase (100) que forman parte de los 'downconverters' simples, son monolíticamente integrables en el mismo 'chip'

3. 'Downconverter' según cualquiera de las reivindicaciones 1 ó 2 caracterizado por que la red de acoplo y diversidad de polarización (2400) comprende una sección de acoplo chip-fibra (1430) y una red de distribución de señales asistida en fase (2440).

4. 'Downconverter' según la reivindicación anterior caracterizado por que la red de acoplo chip-fibra (1430) comprende un acoplador para la señal (1410) y otro para el oscilador local (1420) que relacionan la señal a demodular  $\overline{OS}$  (1) y el oscilador local  $\overline{OL}$  (2) con las entradas  $\overline{S}$  (1411) y  $\overline{L}$  (1421) de la red de distribución asistida en fase (2440) según (Ecuación 23) y (Ecuación 24)

$$\overline{S} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_S) & -\sin(\theta_S) \\ \sin(\theta_S) & \cos(\theta_S) \end{bmatrix} \cdot \overline{OS} \quad (\text{Ecuación 23})$$

$$\overline{L} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_L) & -\sin(\theta_L) \\ \sin(\theta_L) & \cos(\theta_L) \end{bmatrix} \cdot \overline{OL} \quad (\text{Ecuación 24})$$

5. 'Downconverter' según cualquiera de las reivindicaciones 3 ó 4 caracterizado por que la red de distribución asistida en fase (2440) presenta dos entradas ( $\overline{S}$ ,  $\overline{L}$ ; 1411, 1421) y cuatro salidas ( $\overline{S}^A$ ,  $\overline{L}^A$ ,  $\overline{S}^B$ ,  $\overline{L}^B$ ; 1211, 1212, 1213, 1214), relacionadas entre sí por cuatro matrices de Jones ( $\overline{\overline{J}}_S^A$ ,  $\overline{\overline{J}}_S^B$ ,  $\overline{\overline{J}}_L^A$ ,  $\overline{\overline{J}}_L^B$ ) que establecen las relaciones de amplitud y fase existentes, para los dos estados de polarización, entre las entradas y las salidas de la red conforme a la (Ecuación 20),

$$\begin{aligned} \overline{S}^A &= \overline{\overline{J}}_S^A \cdot \overline{S} & \overline{L}^A &= \overline{\overline{J}}_L^A \cdot \overline{L} \\ \overline{S}^B &= \overline{\overline{J}}_S^B \cdot \overline{S} & \overline{L}^B &= \overline{\overline{J}}_L^B \cdot \overline{L} \end{aligned} \quad (\text{Ecuación 20})$$

6. 'Downconverter' según la reivindicación anterior caracterizado por que la red de acoplo y diversidad de polarización (2400) opera de tal forma que maximiza el cumplimiento de la condición de ortogonalidad, particularizada usando la (Ecuación 24) y la (Ecuación 20), según se define en la (Ecuación 25)

$$\overline{\overline{M}} \cdot \overline{\overline{M}}^T = \overline{\overline{I}} \quad (\text{Ecuación 25})$$

$$\overline{\overline{M}} = \begin{bmatrix} (\cos(\theta_L) - \sin(\theta_L)) \cdot \overline{\overline{J}}_L^A \cdot \overline{\overline{\Sigma}}^A \cdot \overline{\overline{J}}_S^A \\ (\cos(\theta_L) - \sin(\theta_L)) \cdot \overline{\overline{J}}_L^B \cdot \overline{\overline{\Sigma}}^B \cdot \overline{\overline{J}}_S^B \end{bmatrix}$$



donde  $\overline{\Sigma^{A,B}}$  son las matrices características de los 'downconverters' A (1220) y B (1230) según se define en la (Ecuación 16).

7. 'Downconverter' según la reivindicación anterior caracterizado por que el  
 5 ángulo de proyección del oscilador local sobre el 'chip'  $\theta_L$  y el desfase diferencial  $\phi_{Dist}$  se eligen de manera que se maximiza el cumplimiento de la (Ecuación 32) y (Ecuación 33),

$$\left[ |a_L^A|^2 \cdot |a_S^A|^2 \cdot |\Sigma_x^A|^2 - |b_L^B|^2 \cdot |b_S^B|^2 \cdot |\Sigma_x^B|^2 \right] \cdot \cos^2(\theta_L) =$$

$$\left[ |a_L^B|^2 \cdot |a_S^B|^2 \cdot |\Sigma_y^B|^2 - |b_L^A|^2 \cdot |b_S^A|^2 \cdot |\Sigma_y^A|^2 \right] \cdot \sin^2(\theta_L)$$

(Ecuación 32)

$$|a_L^A| \cdot |a_S^A| \cdot |b_L^B| \cdot |b_S^B| \cdot |\Sigma_x^A|^2 \cdot |\Sigma_x^B|^2 \cdot \cos^2(\theta_L) \cdot \exp(-j\phi_{Dist}) +$$

$$+ |a_L^B| \cdot |a_S^B| \cdot |b_L^A| \cdot |b_S^A| \cdot |\Sigma_y^A|^2 \cdot |\Sigma_y^B|^2 \cdot \sin^2(\theta_L) = 0$$

(Ecuación 33)

y por tanto se maximiza el cumplimiento de la condición de ortogonalidad definida en la (Ecuación 25); dicho desfase diferencial  $\phi_{Dist}$  definido según la (Ecuación 34),

$$\phi_{Dist} = (\Delta\phi_L^B - \Delta\phi_S^B) + (\varphi_x^B - \varphi_y^B) - (\Delta\phi_L^A - \Delta\phi_S^A) - (\varphi_x^A - \varphi_y^A)$$

(Ecuación 34)

donde  $\Delta\phi_q^p = \varphi_{qx}^p - \varphi_{qy}^p$  (con  $p=A,B$  y  $q=S,L$ ) son los desfases diferenciales de polarización en cada uno de dichos caminos,  $\varphi_{qx}^p, \varphi_{qy}^p$  (con  $p=A,B$  y  $q=S,L$ )  
 20 los desfases introducidos por la red de distribución de señales asistida en fase, definidos en la (Ecuación 21), y  $\varphi_{x,y}^{A,B} = \arg(\Sigma_{x,y}^{A,B})$  los desfases introducidos por los 'downconverters' A (1220) y B (1230).

8. 'Downconverter' según la reivindicación 7 caracterizado por que se eligen el ángulo de proyección del oscilador local sobre el 'chip'  $\theta_L = (2k + 1) \cdot 45^\circ$ , siendo  $k$  un número entero, y el desfase diferencial  $\phi_{Dist} = \pm 180^\circ$ , para maximizar el cumplimiento de la condición de ortogonalidad definida en la (Ecuación 25).

9. 'Downconverter' según cualquiera de las reivindicaciones 3 a 5 caracterizado por que los 'downconverter' simples (1220) ó (1230), presentan un comportamiento ideal y por tanto  $\overline{M_2^{A,B}} = 0$ ,  $\overline{\Sigma^{A,B}} = \overline{I}$  (con  $\overline{I}$  la matriz identidad), siendo  $\overline{\Sigma^{A,B}}$  las matrices características de los 'downconverters' A (1220) y B (1230), según se define en la (Ecuación 16).

10. 'Downconverter' según la reivindicación anterior caracterizado por que el ángulo de proyección del oscilador local sobre el 'chip'  $\theta_L$  y el desfase diferencial, se eligen de manera que se maximice el cumplimiento de (Ecuación 26) y (Ecuación 27),

$$\left[ |a_L^A|^2 \cdot |a_S^A|^2 - |b_L^B|^2 \cdot |b_S^B|^2 \right] \cdot \cos^2(\theta_L) = \left[ |a_L^B|^2 \cdot |a_S^B|^2 - |b_L^A|^2 \cdot |b_S^A|^2 \right] \cdot \sin^2(\theta_L) \quad (\text{Ecuación 26})$$

$$\left[ |a_L^A| \cdot |a_S^A| \cdot |b_L^B| \cdot |b_S^B| \cdot \cos^2(\theta_L) \cdot \exp(-j\phi_{Dist}) + |a_L^B| \cdot |a_S^B| \cdot |b_L^A| \cdot |b_S^A| \cdot \sin^2(\theta_L) \right] = 0 \quad (\text{Ecuación 27})$$

y por tanto se maximice el cumplimiento de la condición de ortogonalidad definida en la (Ecuación 25); dicho desfase diferencial  $\phi_{Dist}$  definido según la (Ecuación 28)

$$\phi_{Dist} = (\Delta\phi_L^B - \Delta\phi_S^B) - (\Delta\phi_L^A - \Delta\phi_S^A) \quad (\text{Ecuación 28})$$

siendo  $\Delta\phi_q^p = \varphi_{qx}^p - \varphi_{qy}^p$  (con  $p=A,B$  y  $q=S,L$ ) los desfases diferenciales de polarización en cada uno de dichos caminos y  $\varphi_{qx}^p, \varphi_{qy}^p$  (con  $p=A,B$  y  $q=S,L$ ) los desfases introducidos por la red de distribución de señales asistida en fase, definidos en la (Ecuación 21).

5

11. 'Downconverter' según cualquiera de las reivindicaciones 3 a 10 caracterizado por que la red de distribución de señales asistida en fase (2440) comprende dos repartidores de señal 'Split' S (440) y 'Split' L (450) y unos bloques de fase controlada o desfasadores (510), (520), (530), (540), (550),  
10 (560).

12. 'Downconverter' según la reivindicación anterior caracterizado por que los repartidores de señal 'Split' S (440) y 'Split' L (450) se implementan con divisores de potencia (420).

15

13. 'Downconverter' según la reivindicación 11 caracterizado por que los repartidores de señal 'Split' S (440) y 'Split' L (450) se implementan con separadores de polarización (410).

20 14. 'Downconverter' según cualquiera de las reivindicaciones 11 a 13 caracterizado por que los bloques de fase controlada o desfasadores (510), (520), (530), (540), (550), (560) se implementan con guías-ondas de interconexión  $Wg_S^A$  (2123),  $Wg_S^B$  (2124),  $Wg_L^A$  (2125),  $Wg_L^B$  (2126).

25 15. 'Downconverter' según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 14 caracterizado por que el sistema de inyección de luz sobre el 'chip' se realiza por el borde del "chip" ('edge coupling').

30 16. 'Downconverter' según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 14 caracterizado por que el sistema de inyección de luz sobre el "chip" está realizado a través de cualquiera de las superficies del 'chip' mediante acoplo

por rejilla de difracción o 'grating'.

17. 'Downconverter' según cualquiera de las reivindicaciones 4 a 16  
caracterizado por que el ajuste del ángulo  $\theta_L$  se realiza de forma mecánica,  
5 electrónica o térmica.

18. 'Downconverter' según cualquiera de las reivindicaciones 3 a 17 en el  
que la red de distribución de señales asistida en fase (2440) incorpora  
cualquier tipo de ajuste interno dentro del chip (térmico, electroóptico o  
10 cualquier otro) para modificar sus relaciones de fase entrada-salida.

19. 'Downconverter' según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 18  
caracterizado por que cada uno de los 'downconverters' simples (1220,  
1230) está basado en un híbrido de 90°.

15 20. 'Downconverter' según la reivindicación anterior caracterizado por que  
cada uno de los 'downconverters' simples (1220, 1230) presenta conversión  
IQ analógica, incluyendo una etapa de conversión optoelectrónica.

20 21. 'Downconverter' según la reivindicación anterior caracterizado por que la  
etapa de conversión optoelectrónica comprende dos fotodetectores  
balanceados y dos amplificadores de transimpedancia no balanceados  
seguidos de dos muestreadores (convertidores A/D).

25 22. 'Downconverter' según la reivindicación 20 caracterizado por que la  
etapa de conversión optoelectrónica comprende cuatro fotodetectores y dos  
amplificadores de transimpedancia balanceados seguidos de dos  
muestreadores (convertidores A/D).

30 23. 'Downconverter' según la reivindicación 19 caracterizado por que cada  
uno de los 'downconverters' simples (1220, 1230) presenta conversión IQ

digital, incluyendo una etapa de conversión optoelectrónica.

24. 'Downconverter' según la reivindicación anterior caracterizado por que la etapa de conversión optoelectrónica comprende cuatro fotodetectores y  
5 cuatro amplificadores de transimpedancia, cuatro muestreadores (convertidores A/D) y una red de combinación digital.

25. 'Downconverter' según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 18 caracterizado por que cada uno de los 'downconverters' simples (1220,  
10 1230) está basado en un híbrido de 120°.

26. 'Downconverter' según la reivindicación anterior caracterizado por que cada uno de los 'downconverters' simples (1220, 1230) presenta conversión IQ analógica, incluyendo una etapa de conversión optoelectrónica.

15 27. 'Downconverter' según la reivindicación anterior caracterizado por que la etapa de conversión optoelectrónica comprende tres fotodetectores y tres amplificadores de transimpedancia, una red de combinación analógica y dos muestreadores (convertidores A/D).

20 28. 'Downconverter' según la reivindicación 25 caracterizado por que cada uno de los 'downconverters' simples (1220, 1230) presenta conversión IQ digital, incluyendo una etapa de conversión optoelectrónica.

25 29. 'Downconverter' según la reivindicación anterior caracterizado por que la etapa de conversión optoelectrónica comprende tres fotodetectores, tres amplificadores de transimpedancia, tres muestreadores (convertidores A/D) y una red de combinación digital.

30 30. Receptor óptico coherente para señales multiplexadas en polarización que comprende un 'downconverter' con diversidad de polarización para

señales ópticas multiplexadas en polarización conforme cualquiera de las reivindicaciones anteriores 1 a 29.

31. Receptor óptico coherente según la reivindicación anterior que además  
5 comprende:

- Una puerta de entrada por donde se recibe la señal óptica a demodular  $\overline{OS}$  (1) que tiene una cierta longitud de onda central y contiene información en sus dos polarizaciones ( $OS_x$ ,  $OS_y$ );
- 10 • un oscilador local (1100) que genera una señal óptica  $\overline{OL}$  (2) cuya longitud de onda es cercana o idéntica a la longitud de onda central de la señal recibida y que tiene un estado de polarización arbitrario  $OL_x$ ,  $OL_y$ ; y
- 15 • un subsistema de procesamiento de señal (1300) analógico o digital que toma como entradas las señales electrónicas  $\Gamma^A$  (5) y  $\Gamma^B$  (6) provenientes del 'downconverter' (2200) y obtiene a su salida las señales demoduladas  $\Gamma_x$  (3) y  $\Gamma_y$  (4) que recuperan las señales de
- 20 información de la señal original  $OS_x$  y  $OS_y$  respectivamente utilizando para ello los algoritmos habituales en los receptores ópticos coherentes para la ortogonalización, recuperación de portadora, sincronismo de símbolo, demultiplexación de la polarización y cancelación de la dispersión tal y como están descritos
- 25 en el estado de la técnica.

32. Receptor óptico coherente según cualquiera de las reivindicaciones 30 ó 31 caracterizado por que para la obtención de  $\Gamma_x$  (3) y  $\Gamma_y$  (4) a partir de  $\Gamma^A$  (5) y  $\Gamma^B$  (6) se utilizan los algoritmos de demultiplexación de la polarización  
30 usados para corregir el giro arbitrario de polarización que introduce el canal

de fibra óptica.

33. Receptor óptico coherente según cualquiera de las reivindicaciones 30 a 32 caracterizado por que el oscilador local (1100) es monolíticamente integrable en el mismo 'chip' (3000) junto con las redes de diversidad de polarización y de diversidad de fase.

34. Receptor óptico coherente para señales multiplexadas en polarización según cualquiera de las reivindicaciones 30 a 32 caracterizado por que el que el oscilador local (1100) es externo al 'chip' (3000), por lo que no se encuentra monolíticamente integrado junto con las redes de diversidad de polarización y de diversidad de fase.

35. Receptor óptico coherente para señales multiplexadas en polarización según cualquiera de las reivindicaciones 30 a 34 caracterizado por que presenta un subsistema de frecuencia intermedia y un segundo 'downconverter' realizado por medios electrónicos para trasladar la señal de frecuencia intermedia a banda base

36. Receptor óptico coherente para señales multiplexadas en polarización según cualquiera de las reivindicaciones 30 a 35 caracterizado por que presenta cualquier subsistema analógico o digital que permite llevar a cabo la demultiplexación de la polarización mediante la realización de un giro de polarización que pueda reaprovecharse para la obtención de  $\Gamma_x$  (3) y  $\Gamma_y$  (4) a partir de  $\Gamma^A$  (5) y  $\Gamma^B$  (6).

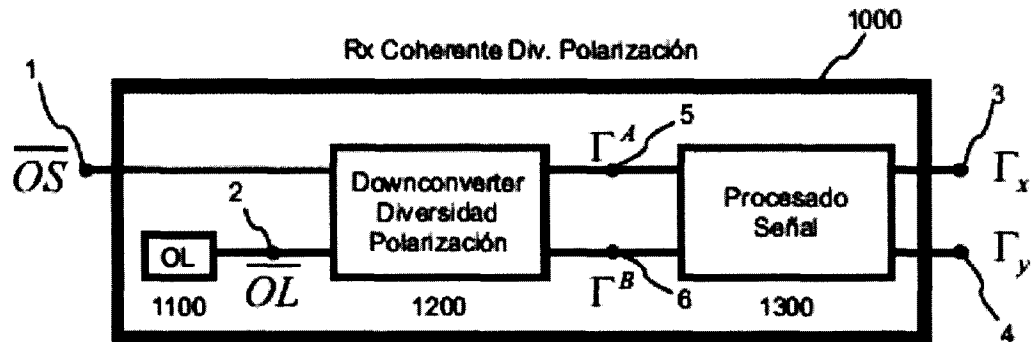


FIG. 1

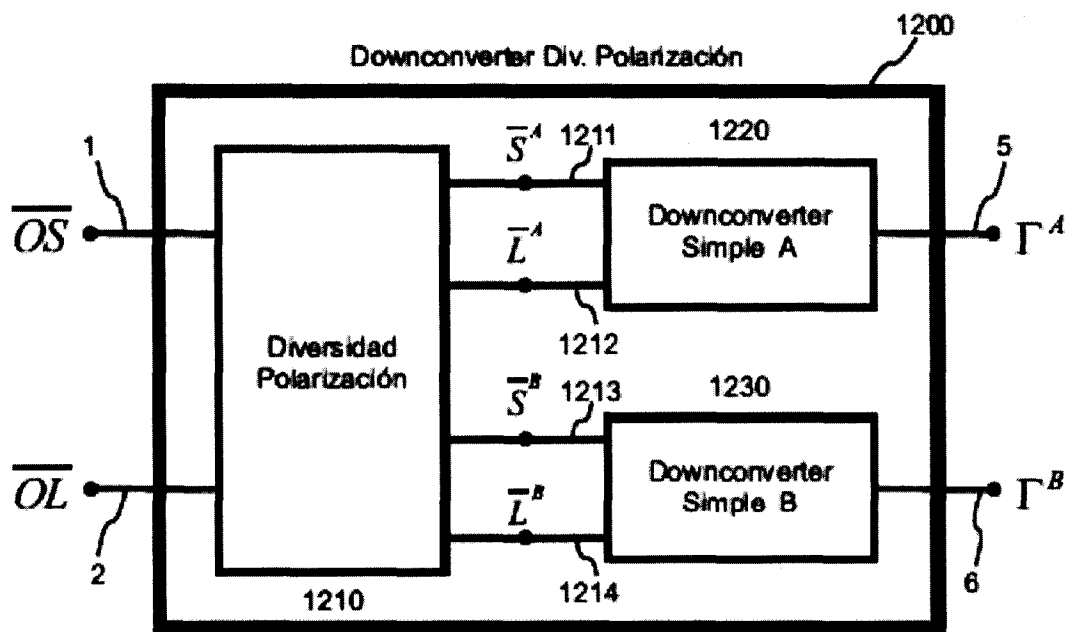


FIG. 2



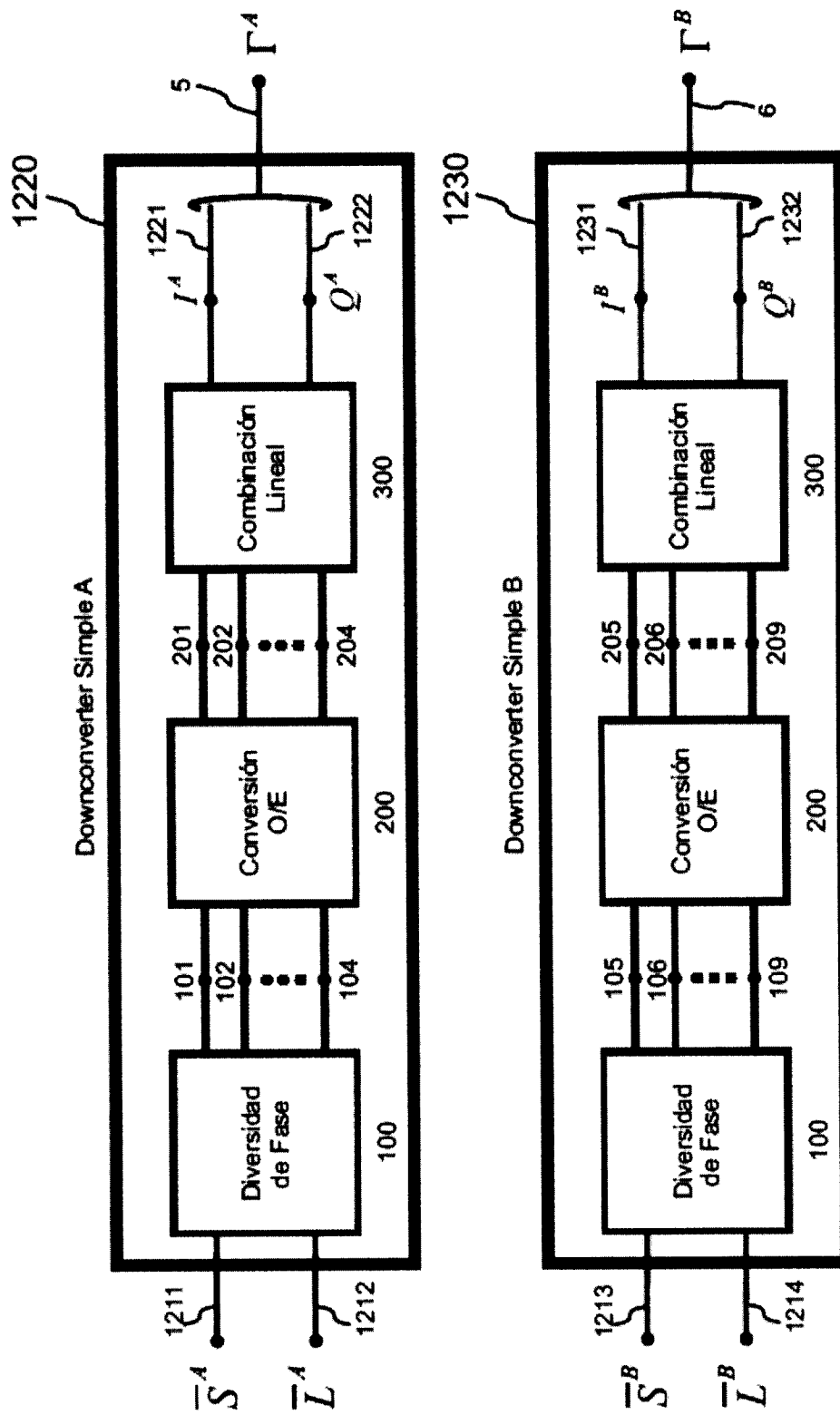


FIG. 3

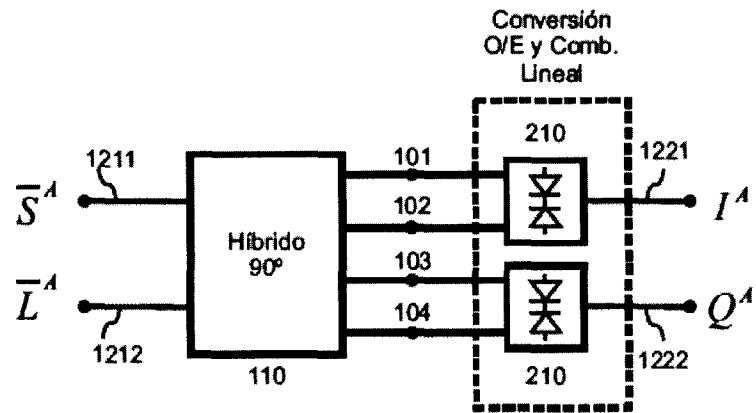


FIG. 4a

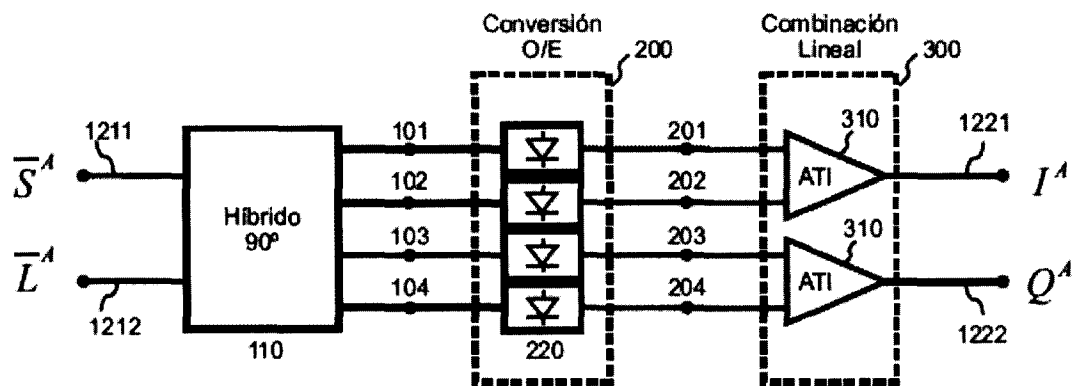


FIG. 4b

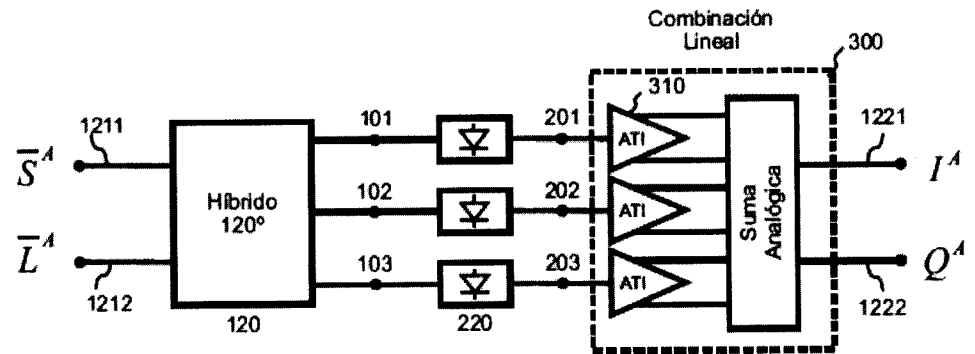


FIG. 4c

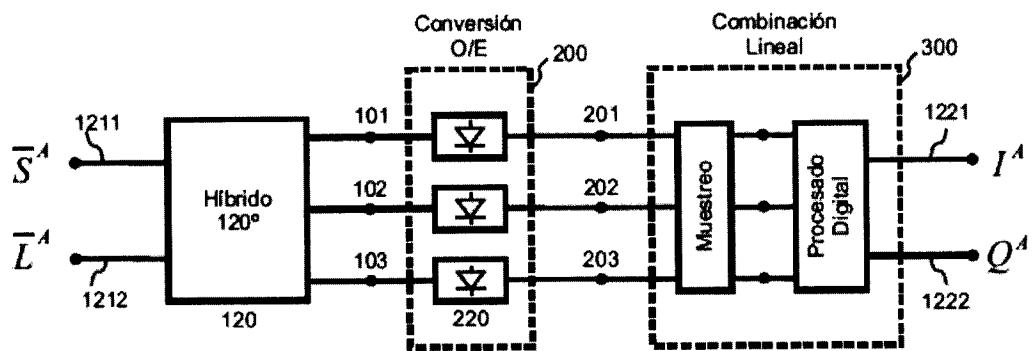


FIG. 4d

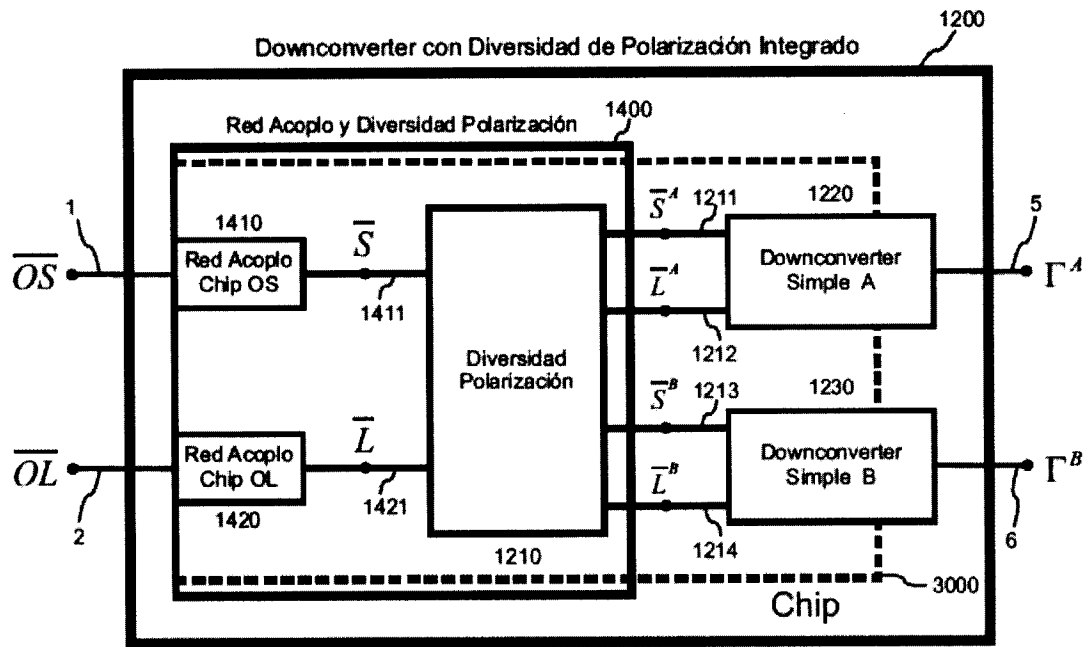


FIG. 5

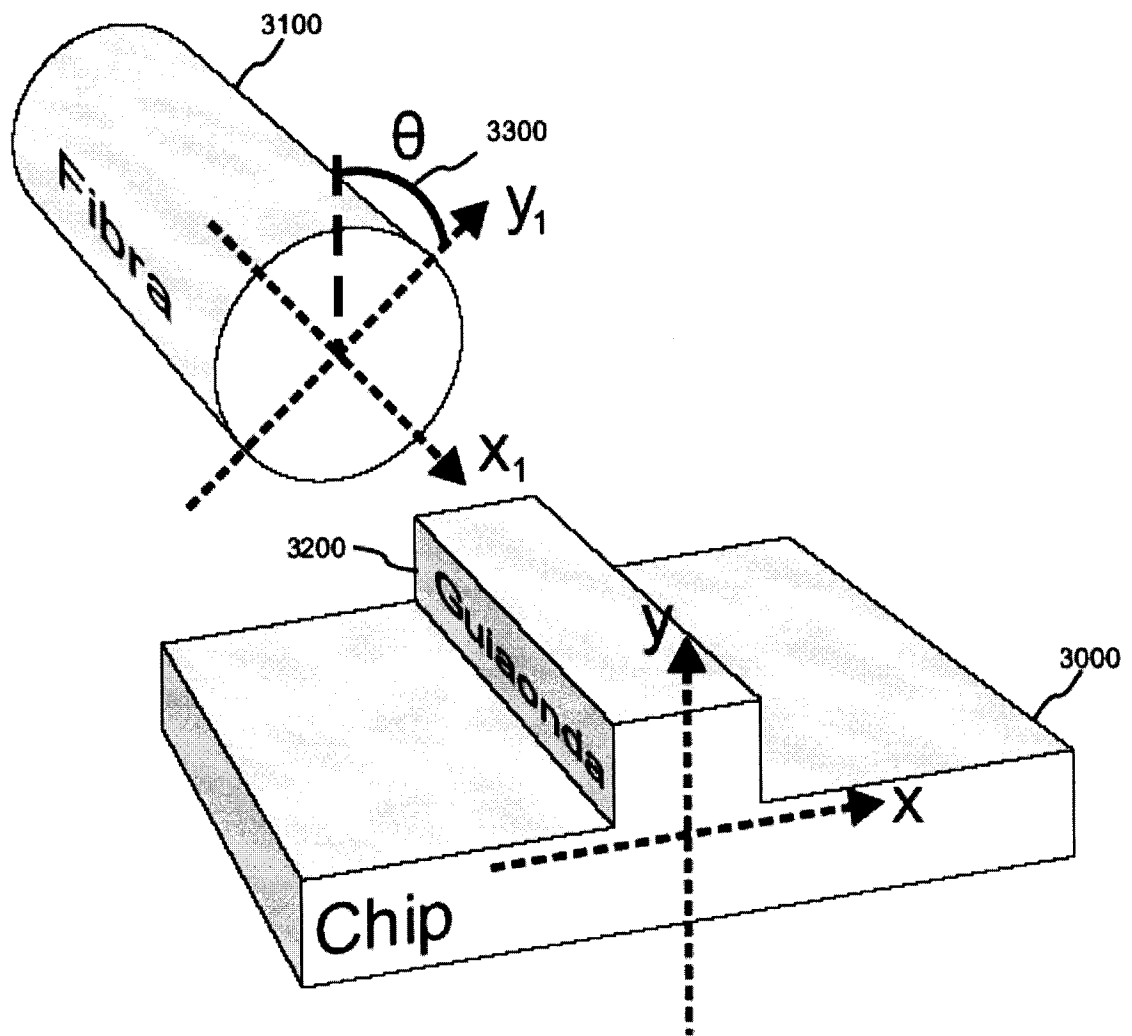


FIG. 6

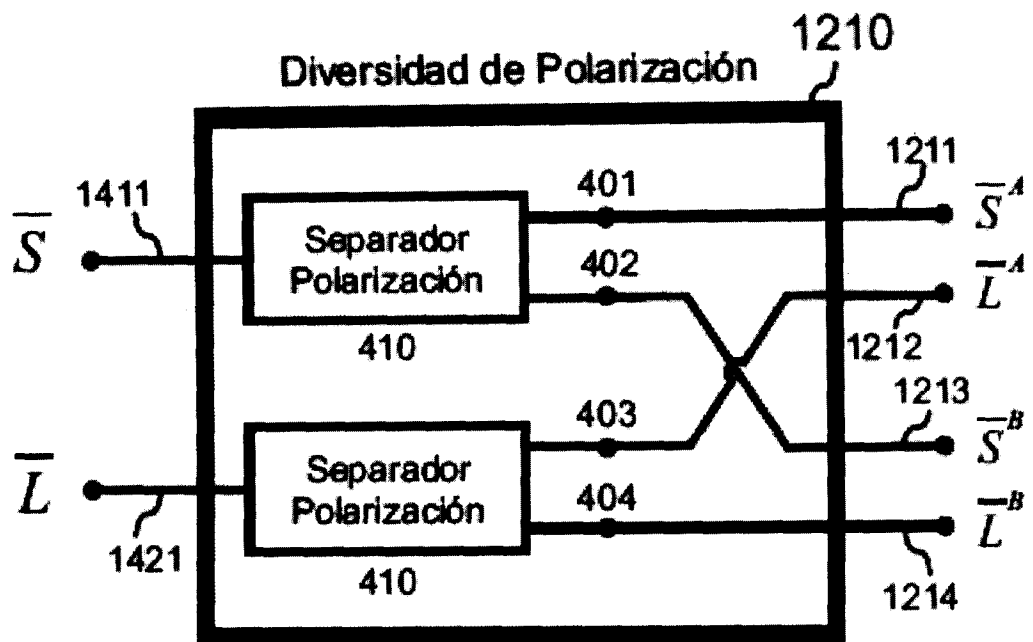


FIG. 7a

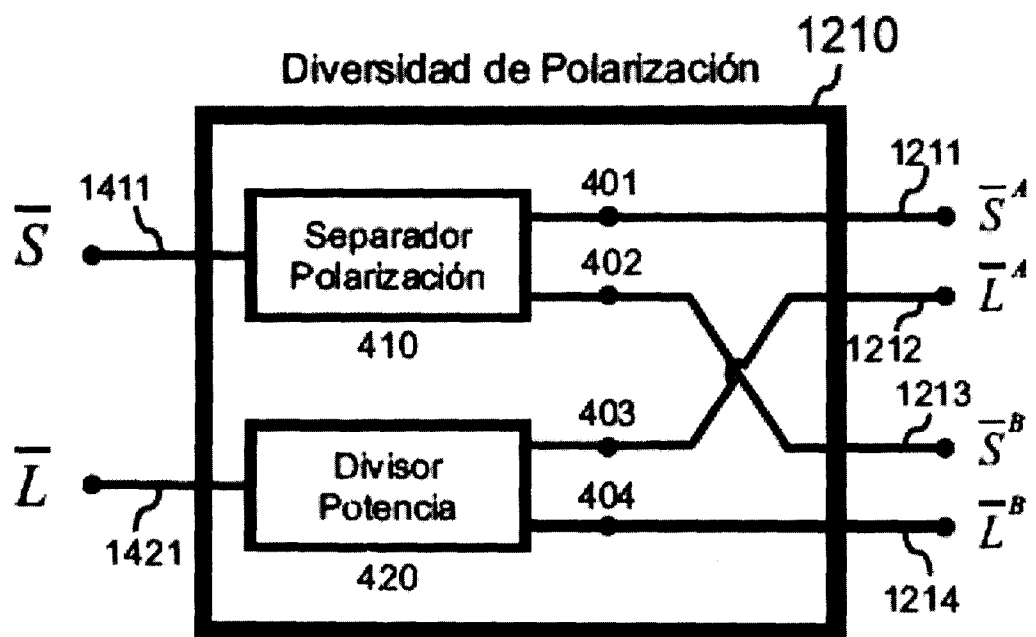


FIG. 7b

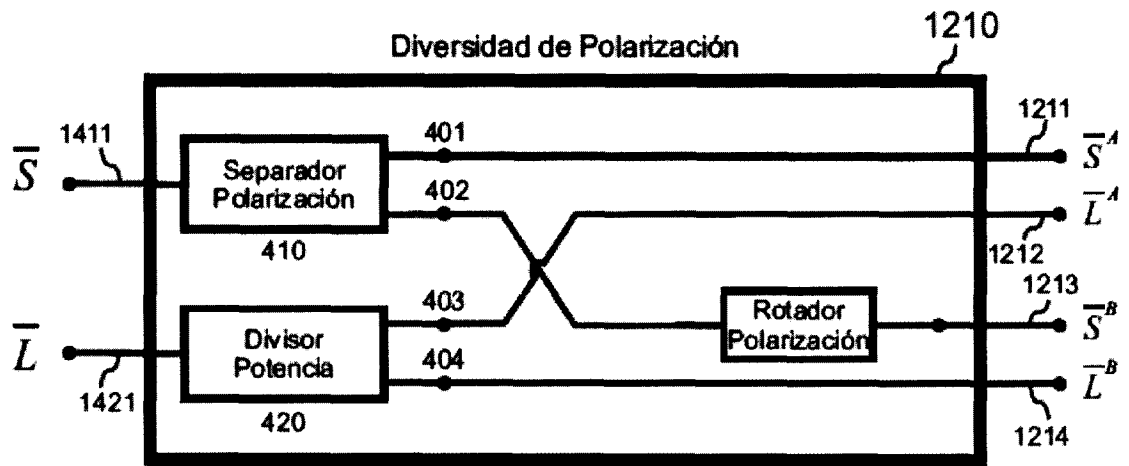


FIG. 7c

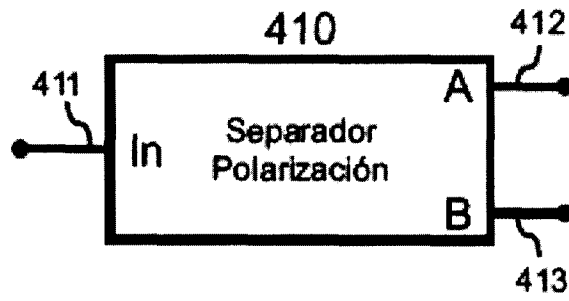


FIG. 8

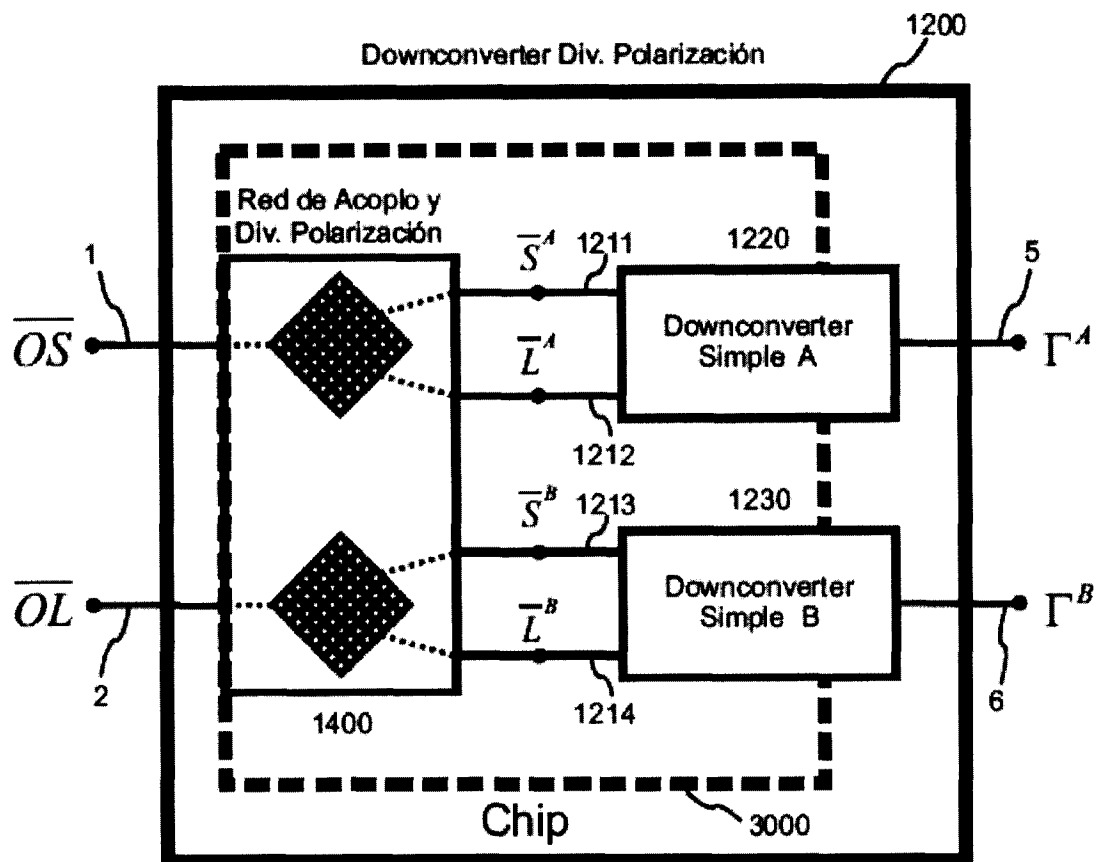


FIG. 9

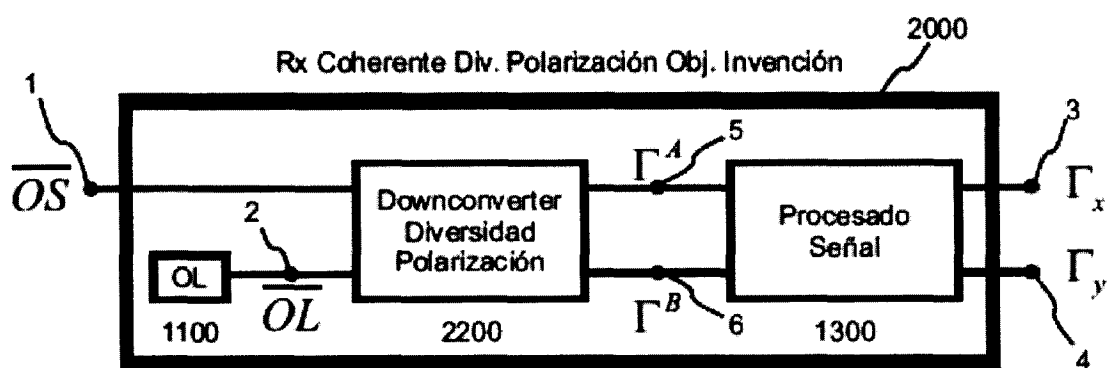


FIG. 10



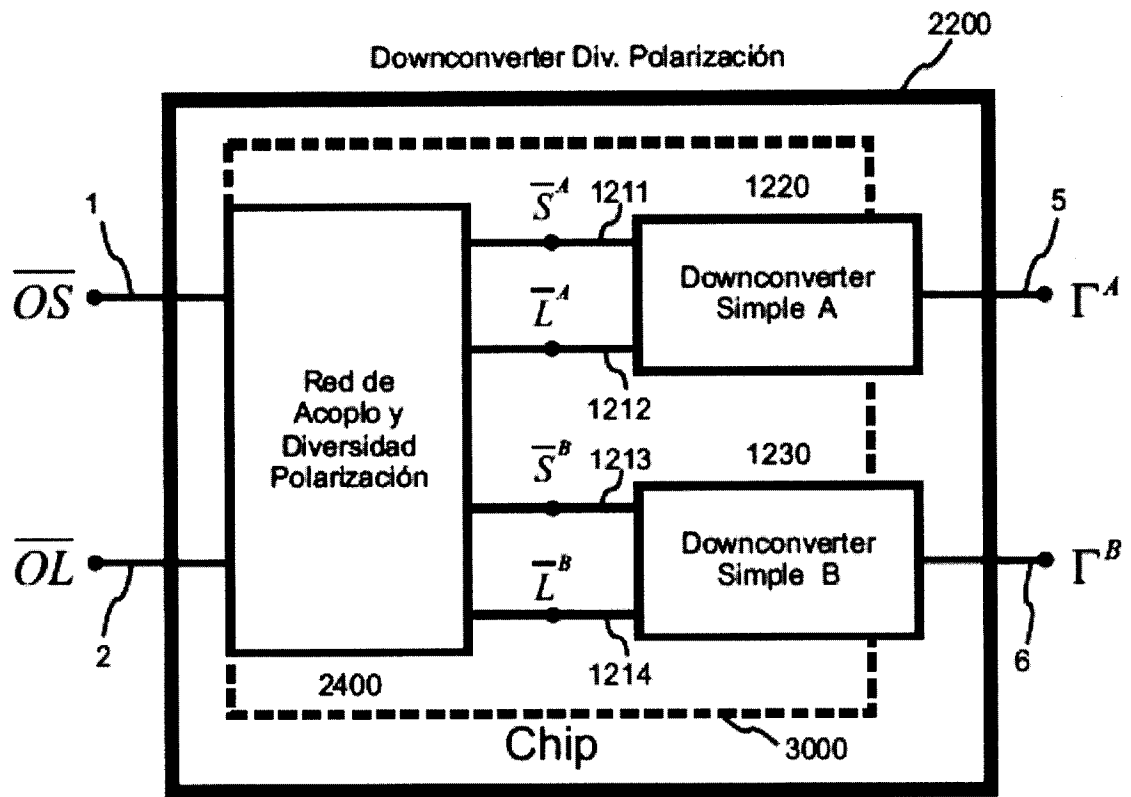


FIG. 11

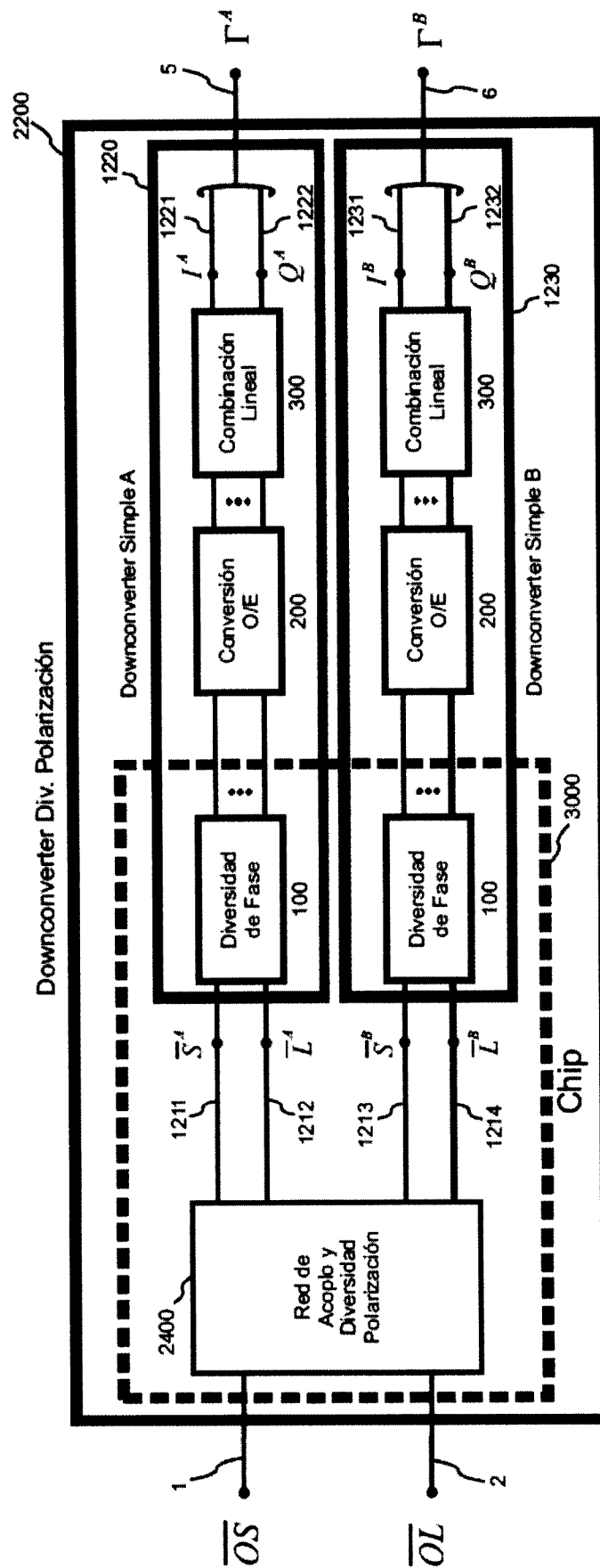


FIG. 12

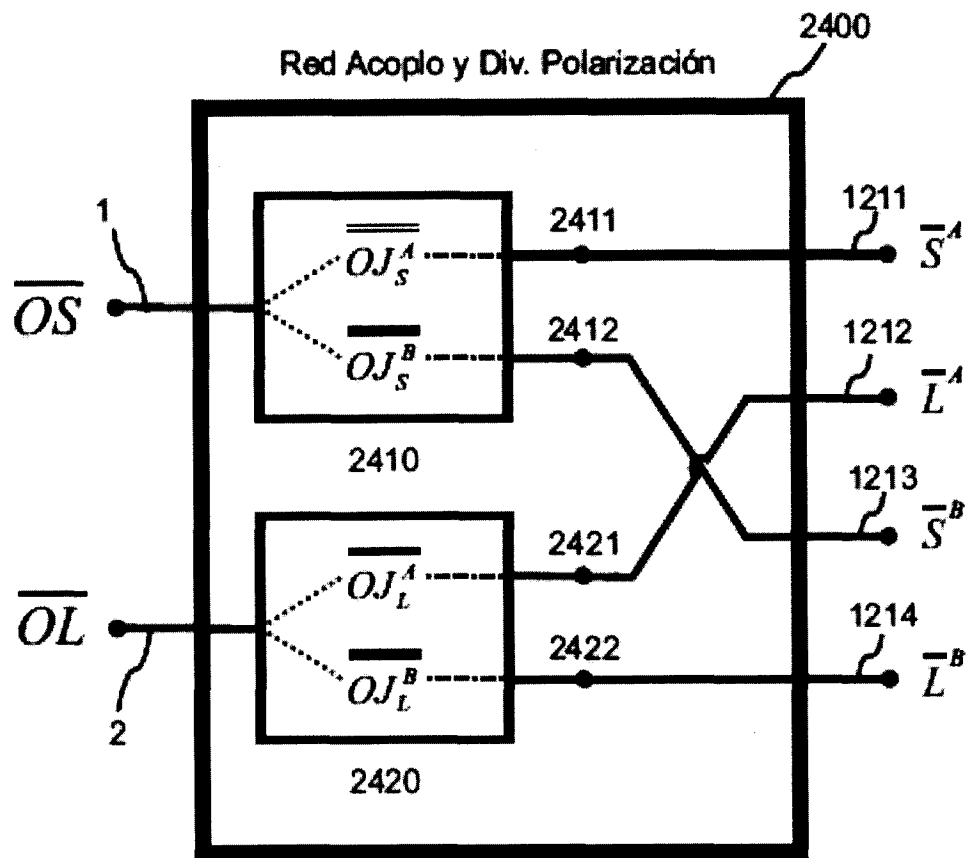
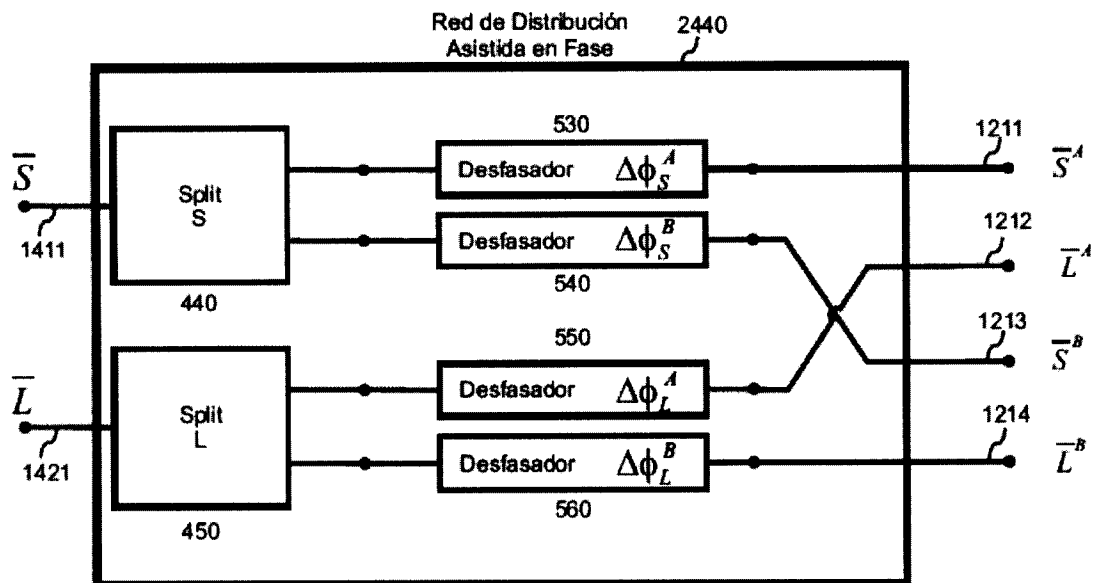
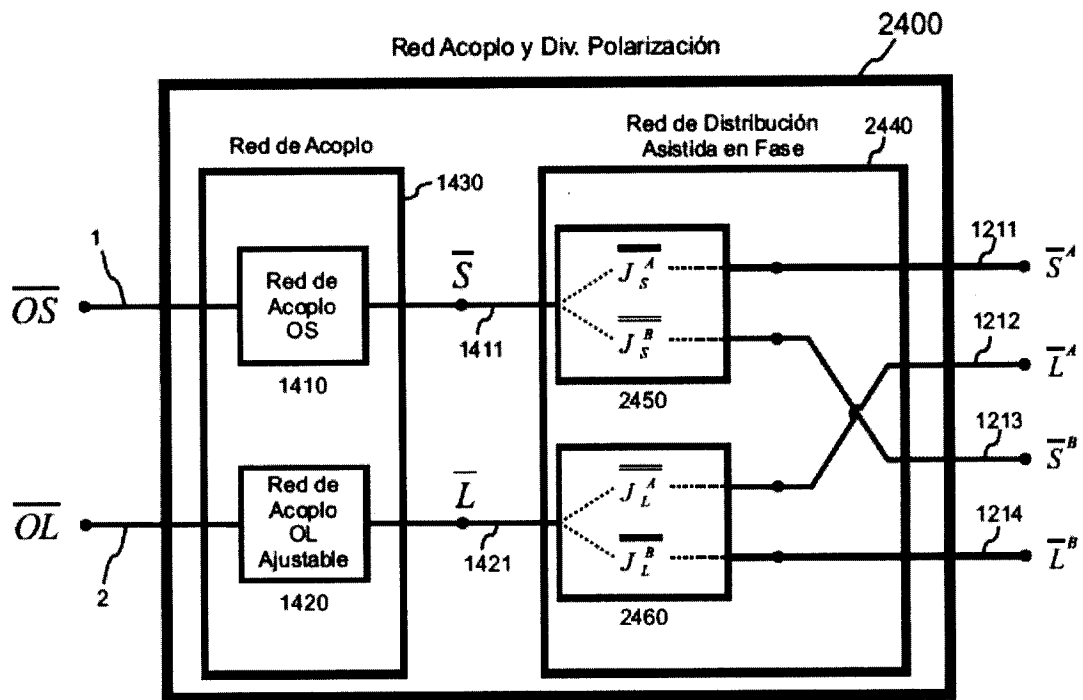


FIG. 13



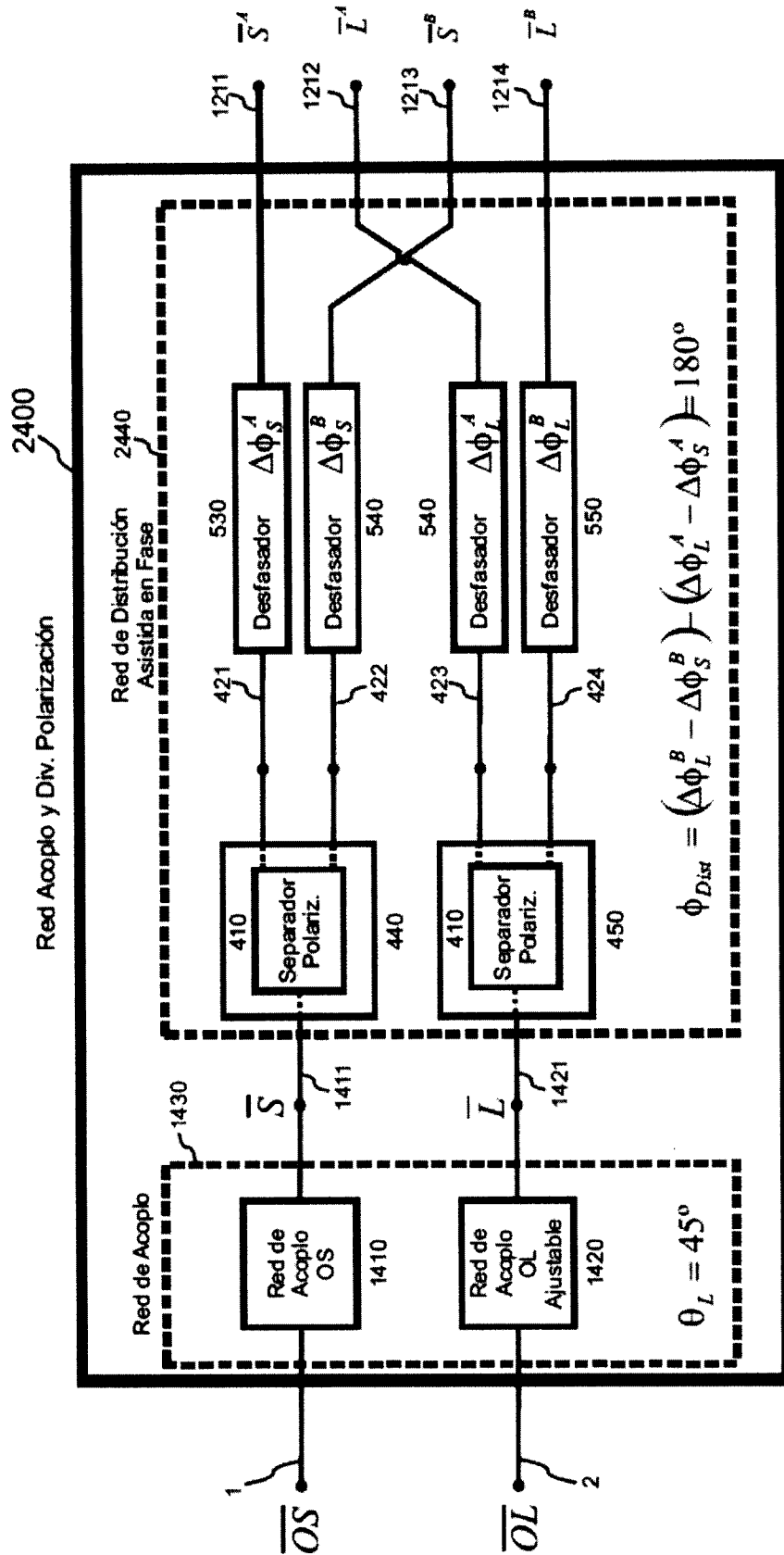


FIG. 16

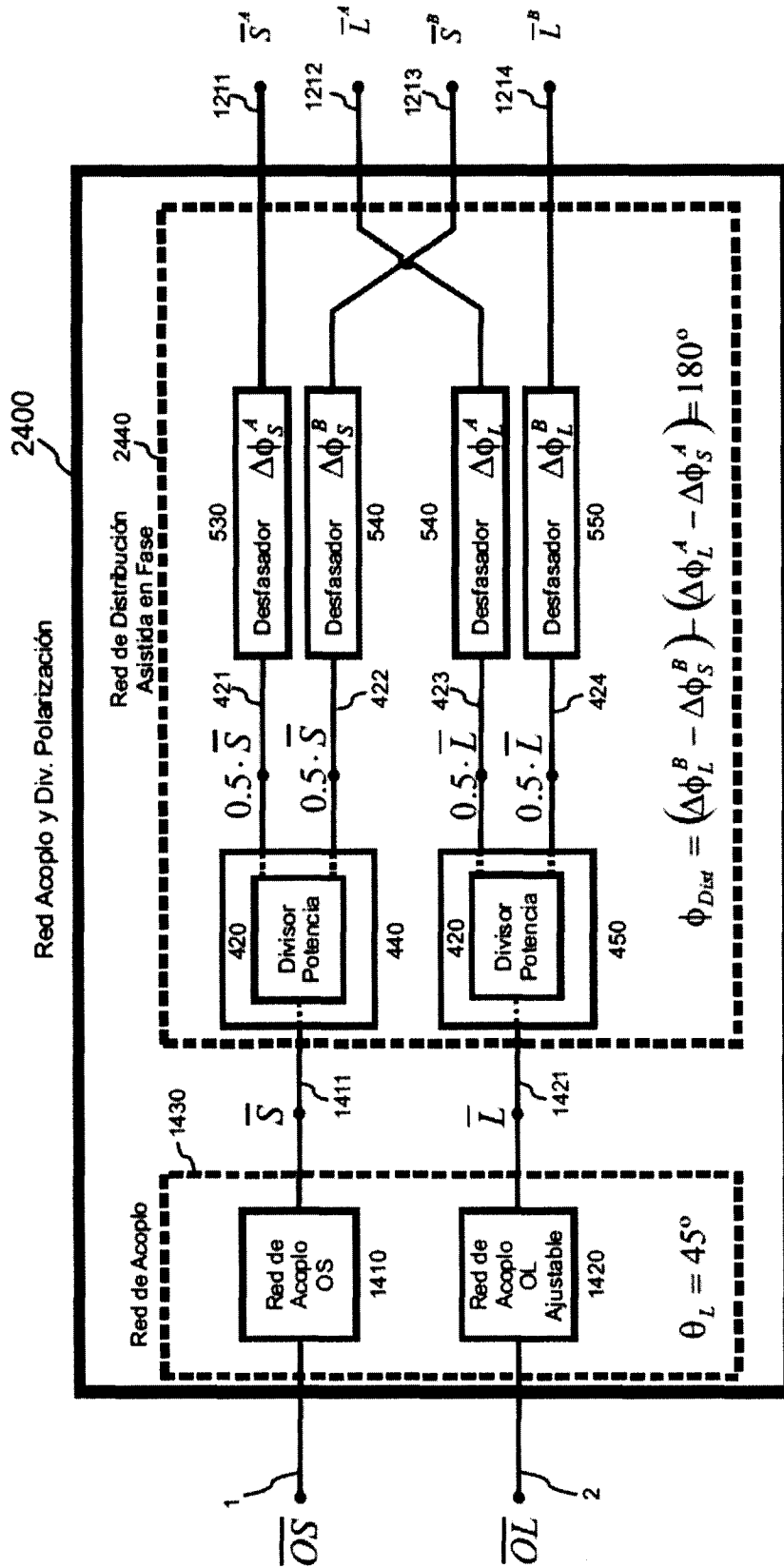


FIG. 17

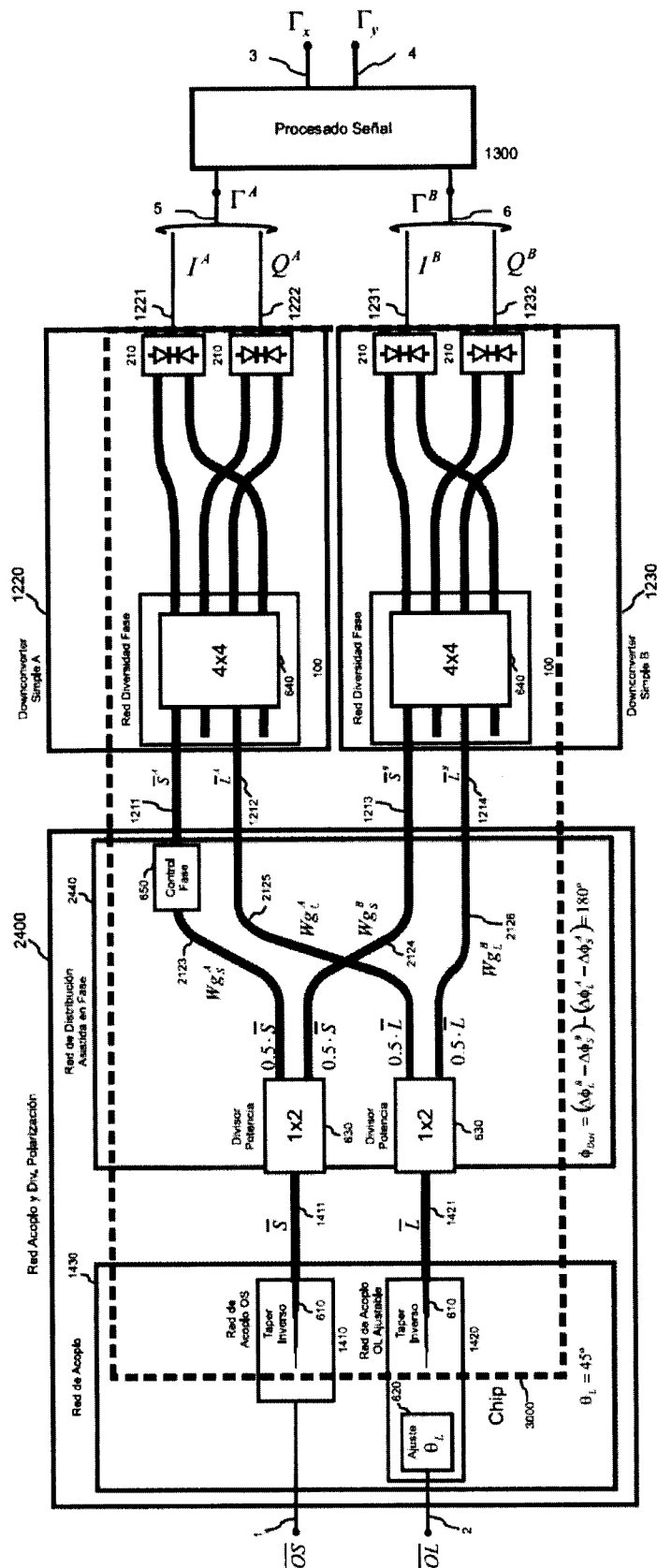


FIG. 18

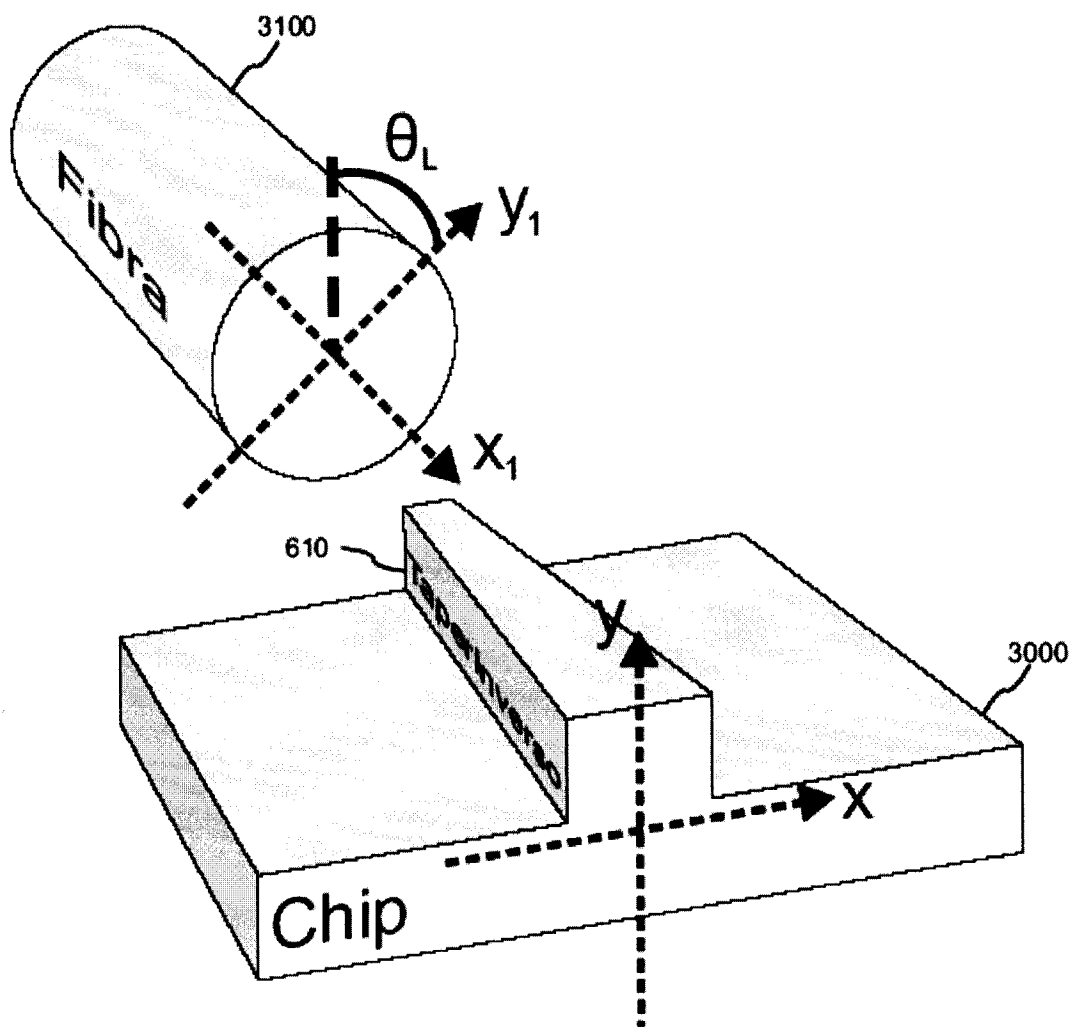
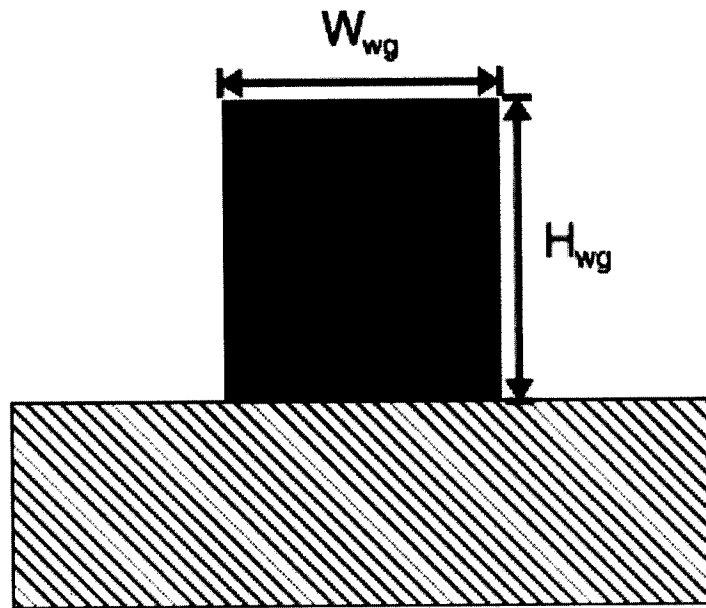


FIG. 19





**FIG. 20**

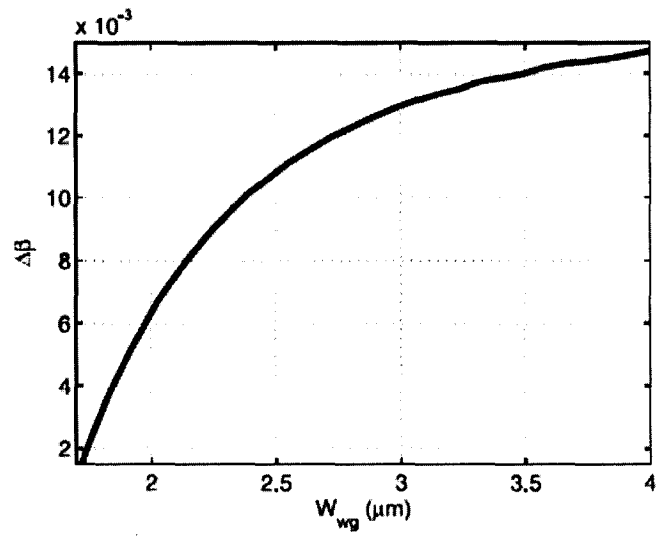


FIG. 21a

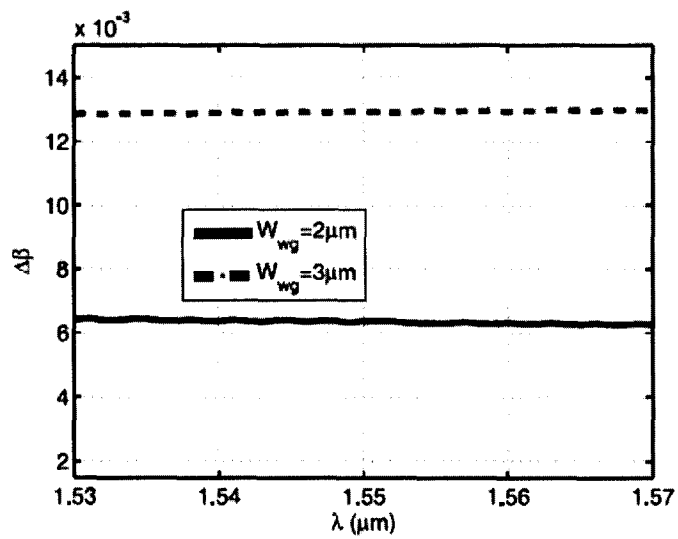


FIG. 21b

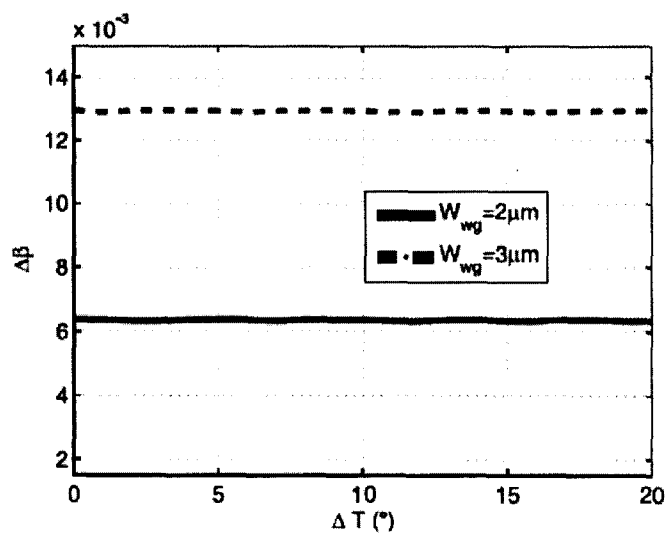


FIG. 21c

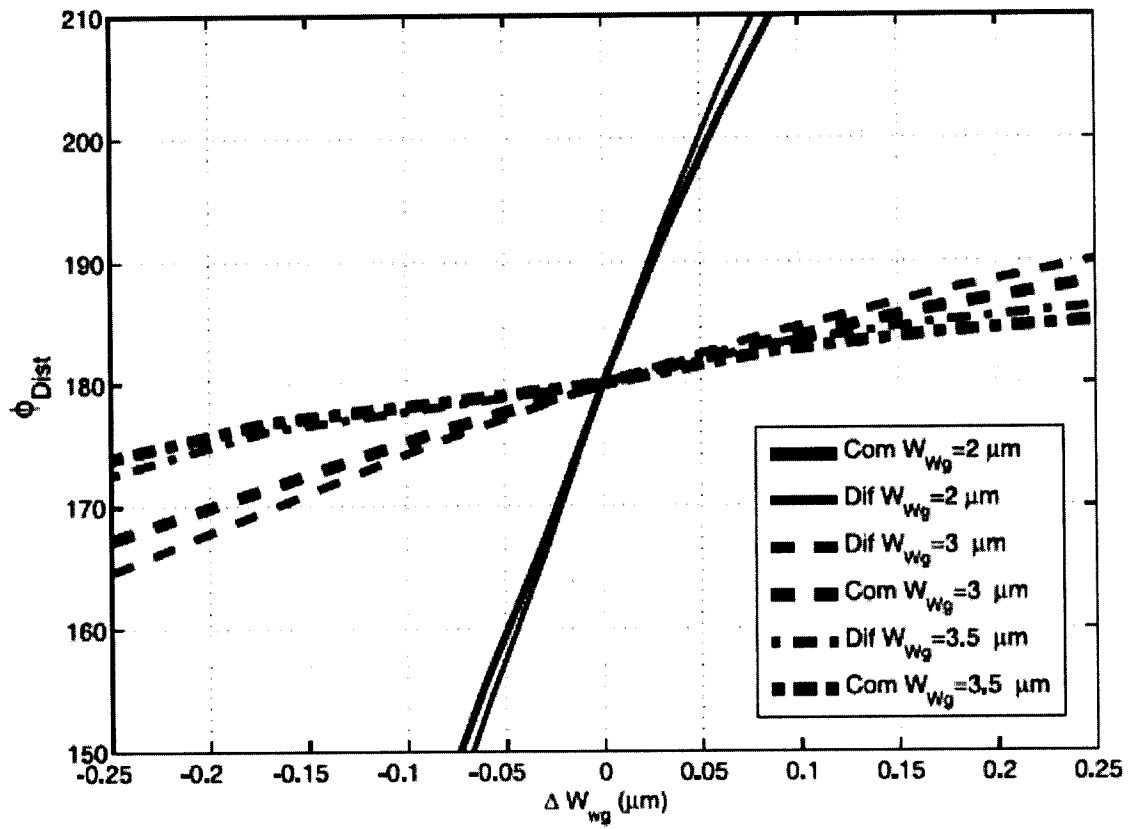


FIG. 22

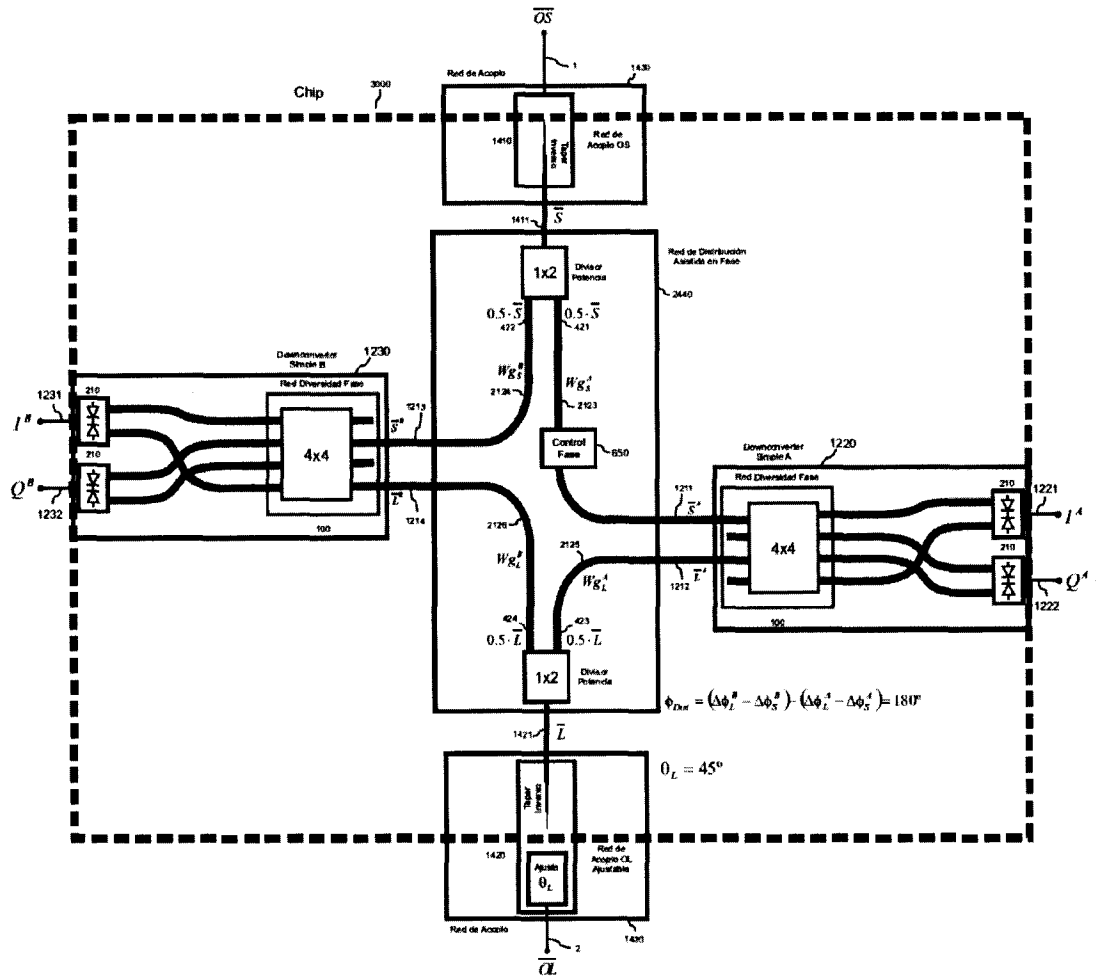


FIG. 23

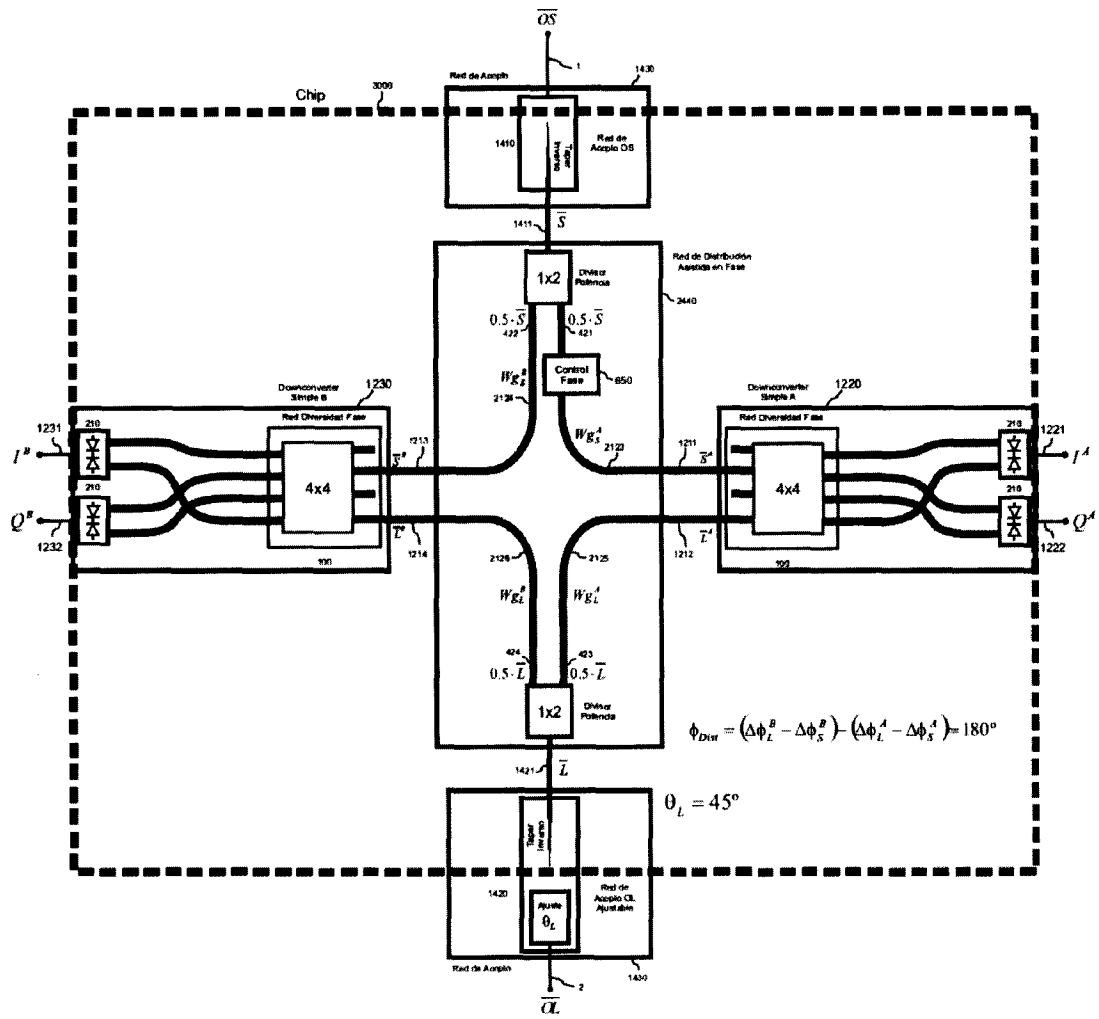


FIG. 24



- ②① N.º solicitud: 201300742  
②② Fecha de presentación de la solicitud: 31.07.2013  
③② Fecha de prioridad:

## INFORME SOBRE EL ESTADO DE LA TÉCNICA

⑤① Int. Cl.: **H04B10/64** (2013.01)

### DOCUMENTOS RELEVANTES

Categoría	⑤⑥ Documentos citados	Reivindicaciones afectadas
A	KAISER R. et al.. "Monolithically integrated polarization diversity heterodyne receivers on GaInAsP/InP". Electronics Letters, 19940818 IEE Stevenage, GB 18.08.1994 Vol: 30 No: 17 Págs: 1446-1447 XP006000928 ISSN 0013-5194.	1-36
A	DOERR C. R. et al.. "Monolithic Polarization and Phase Diversity Coherent Receiver in Silicon". Journal Of Lightwave Technology, 20100215 IEEE Service Center, New York, NY, US 15.02.2010 Vol: 26 No: 4 Págs: 520-525 XP011294810 ISSN 0733-8724.	1-36

#### 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  
26.02.2014

Examinador  
J. Botella Maldonado

Página  
1/4

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

H04B

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, NPL, XPESP, XPAIP, XPI3E, INSPEC.

Fecha de Realización de la Opinión Escrita: 26.02.2014

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

Reivindicaciones 1-36  
Reivindicaciones

SI  
NO

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

Reivindicaciones 1-36  
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	KAISER R. et al.. "Monolithically integrated polarization diversity heterodyne receivers on GaInAsP/InP". Electronics Letters, 19940818 IEE Stevenage, GB 18.08.1994 Vol: 30 No: 17 Págs: 1446-1447 XP006000928 ISSN 0013-5194.	18.08.1994
D02	DOERR C. R. et al.. "Monolithic Polarization and Phase Diversity Coherent Receiver in Silicon". Journal Of Lightwave Technology, 20100215 IEEE Service Center, New York, NY, US 15.02.2010 Vol: 26 No: 4 Págs: 520-525 XP011294810 ISSN 0733-8724.	

**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**

El documento D01 presenta un receptor coherente heterodino monolítico integrado con diversidad de polarización con láser DBR de oscilador local acoplado a un rotador de polarización ajustable hasta 45°, red de diversidad de polarización y unidad de detección.

El documento D02 presenta un detector coherente con diversidad de fase y polarización, monolítico integrado en silicio, con red de acoplo, dos híbridos de 90ª y cuatro pares de fotodiodos balanceados.

Consideramos que ninguno de estos documentos anticipa la invención tal como se reivindica en las reivindicaciones de la 1ª a la 36ª; ni se encuentran en ellos, tomados por separado o en combinación, sugerencias que dirijan a un experto en la materia hacia el objeto reivindicado en las citadas reivindicaciones.

Por lo tanto la invención tal como se reivindica en las reivindicaciones de la 1ª a la 36ª posee novedad y actividad inventiva.