

Receptor coherente integrado ‘colorless’ de gran margen dinámico basado en un acoplador a 120°

Pedro J. Reyes-Iglesias, Alejandro Ortega-Moñux, Iñigo Molina-Fernández

reyes@ic.uma.es

Departamento de Ingeniería de Comunicaciones, Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Telecomunicación
Universidad de Málaga, Campus de Teatinos E-29071

Abstract- In this paper we numerically demonstrate colorless reception using a monolithically integrated 120° downconverter, based on a 2x3 MMI with calibrated analog IQ recovery. It is shown that, compared to the conventional 90° approach, our proposal can increase the number of simultaneously received channels in a realistic fabrication scenario achieving a wide signal dynamic range and broadband operation. Therefore, the proposed calibrated 120° downconverter becomes an attractive alternative to conventional 90° downconverters (based on a 2x4 MMI and balanced photodiodes) to support efficient modulation schemes such as 16-QAM under the colorless reception in the C-band of up to 80 DWDM channels.

I. INTRODUCCIÓN

En el desarrollo de las futuras redes reconfigurables es clave la disponibilidad de receptores coherentes que no estén limitados a la demodulación de un canal a una longitud de onda específica desde un filtro o dispositivo demultiplexor. Estos receptores, definidos habitualmente bajo el calificativo anglosajón ‘colorless’, pueden seleccionar y demodular un canal concreto de una transmisión multicanal tan sólo sintonizando la frecuencia del oscilador local (sin la asistencia de ningún dispositivo óptico de filtrado).

Con objeto de transmitir 100 Gbps por canal sobre la infraestructura óptica existente con un mínimo coste, el ‘Optical Internetworking Forum’ ha propuesto la modulación QPSK con diversidad de polarización y la adopción de receptores coherentes convencionales basados en híbridos a 90° con fotodetección balanceada [1]. Así, en el marco del programa MIRTHER [2], este tipo de receptores ya ha sido implementado monolíticamente en InP haciendo uso de híbridos MMI 2x4 y fotodiodos integrados en el mismo chip, contemplándose asimismo la recepción bajo modulación 16-QAM para incrementar la tasa de transmisión.

En el esquema de detección podrá distinguirse entre una red con diversidad de polarización (por ej. desde divisores de polarización) y receptores con diversidad de fase (uno por polarización). En este trabajo se evaluará esta última parte.

En una recepción ‘colorless’, el rechazo del modo común CMRR se utiliza habitualmente como figura de mérito para describir la capacidad para suprimir las interferencias generadas en banda base por los canales adyacentes [3]. Para mantener un alto CMRR en el ancho de banda de operación ‘colorless’ será necesario reducir las no-idealidades o desbalances del receptor lo que impone unos márgenes muy estrechos a las tolerancias de fabricación. Ante la imposibilidad de trabajar en la práctica con niveles altos de

señal, y la consiguiente reducción en el margen dinámico de operación, se ha propuesto recientemente integrar un atenuador óptico variable (VOA) en la guía de señal de entrada junto al necesario circuito de control [1, 4].

Para la solución de los desbalances del receptor convencional los autores recientemente propusieron la utilización de un receptor monolíticamente integrado en InP a 120°, con tres puertos de salida desde un MMI 2x3 [5-6]. Su interés radica en que, como es bien sabido en el ámbito de los receptores de seis puertos [5, 7], es necesario un mínimo de tres medidas de potencia para recuperar desde su operación lineal las componentes IQ de la señal sin distorsión (pese a los desbalances del ‘hardware’). Esto ya ha sido demostrado anteriormente en receptores a 120° a frecuencia de microondas [7] o más recientemente a frecuencias ópticas desde su integración en SOI [8].

En esta contribución se muestran los resultados de la comparación de los receptores a 90° y 120° monolíticamente integrados bajo recepción ‘colorless’ de canales a 56 Gbps con modulación 16-QAM [9]. Las simulaciones numéricas del receptor convencional a 90° indican que sus desbalances, en un escenario realista de fabricación, reducen su CMRR e incrementan por lo tanto la interferencia multicanal en mayor medida que para el receptor de 120°, confirmándose así el interés de nuestra propuesta.

II. RECEPTOR COHERENTE CON HÍBRIDO A 90° BAJO OPERACIÓN ‘COLORLESS’

El esquema de un receptor coherente convencional basado en un híbrido a 90° está mostrado en la Fig. 1. Su implementación se lleva a cabo aquí desde la integración monolítica de un MMI 2x4 y cuatro fotodiodos con amplificación de transimpedancia (TIA) diferencial para poder así obtener, desde sus dos salidas, las componentes IQ de señal. Estas componentes serán, tras su paso por un conversor analógico-digital (ADC), procesadas digitalmente (DSP) para poder equalizar los efectos del canal/receptor.

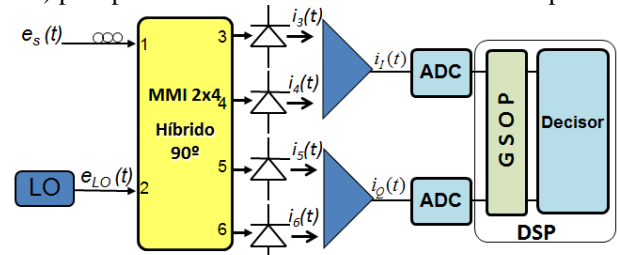


Fig. 1. Esquema del receptor convencional basado en híbridos a 90°

La señal de entrada se considerará formada por la multiplexación WDM de N canales de potencia P_s . Para una recepción homodina el oscilador local (LO), de potencia P_{LO} , deberá ajustarse a la frecuencia ω_k del canal a detectar (el DSP corregirá las pequeñas desviaciones en frecuencia o fase que pudieran producirse). La señal y LO se combinan en el MMI 2×4 , con parámetros de ‘scattering’ S_{im}^k definidos entre sus seis puertos a frecuencia ω_k ($i=3, 4, 5$ ó 6 ; $m=1$ ó 2). Las fotocorrientes obtenidas desde los fotodiodos de salida (modelados idealmente bajo responsividad R_i) pueden describirse como

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

Donde la envolvente compleja lentamente variable de la señal del canal n -ésimo ha sido descrita en función de las componentes de señal en fase I_n y cuadratura Q_n normalizadas. Las intensidades i_I y i_Q del canal k -ésimo demodulado se obtienen desde la substracción de fotocorrientes descrita en la Fig.1, $i_I^k = i_3^k - i_4^k$; $i_Q^k = i_5^k - i_6^k$, resultando en notación matricial

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

En esta expresión se ha asumido que el amplificador TIA elimina la componente continua y que las interferencias ocasionadas por el batido entre los distintos canales, situadas a frecuencias $\omega_n - \omega_k$, serán filtradas por el comportamiento paso bajo de la electrónica. Pueden identificarse dos términos cuyos parámetros (u, v, γ) pueden describirse fácilmente en función de las responsabilidades R_i y parámetros de ‘scattering’ del MMI [5]. El primer término describe el giro y falta de ortogonalidad entre los ejes de referencia ocasionados por los desbalances del receptor, que podrá ser compensado en el DSP siguiendo el extendido procedimiento de ortogonalización de Gram-Schmidt (GSOP) [10]. El segundo término describe por el contrario una interferencia en banda base causada por el batido de cada canal consigo mismo, que no podrá ser completamente anulada, y que termina limitando la operación ‘colorless’ de este esquema de recepción. La interferencia dependerá del número de canales coincidentes en el receptor, así como de la potencia de señal y desbalances de amplitud del receptor a través del parámetro γ derivado anteriormente en [5].

$$\begin{aligned} \gamma_{In} &= P_s \left(R_3 |S_{31}^n|^2 - R_4 |S_{41}^n|^2 \right) \\ \gamma_{Qn} &= P_s \left(R_5 |S_{51}^n|^2 - R_6 |S_{61}^n|^2 \right) \end{aligned} \quad (3)$$

Ciertamente, el segundo término de (2) guarda una relación cercana con la definición del CMRR en función de la frecuencia que es habitualmente utilizado como figura de mérito de las prestaciones ‘colorless’ del receptor convencional [1,3].

$$\begin{aligned} CMRR_{SI}^{90^\circ}(\omega_n) &= \frac{i_3^n - i_4^n}{i_3^n + i_4^n} \Big|_{\text{Interf}} = \frac{R_3 |S_{31}^n|^2 - R_4 |S_{41}^n|^2}{R_3 |S_{31}^n|^2 + R_4 |S_{41}^n|^2} \\ CMRR_{SQ}^{90^\circ}(\omega_n) &= \frac{i_5^n - i_6^n}{i_5^n + i_6^n} \Big|_{\text{Interf}} = \frac{R_5 |S_{51}^n|^2 - R_6 |S_{61}^n|^2}{R_5 |S_{51}^n|^2 + R_6 |S_{61}^n|^2} \end{aligned} \quad (4)$$

De hecho, para una recepción multicanal como la descrita desde la expresión (2), la interferencia producida por cada canal adyacente se verá ponderada por el CMRR a su respectiva frecuencia. De este modo, para una efectiva recepción ‘colorless’ se necesitará una baja relación P_s/P_{LO} y un elevado CMRR sobre el ancho de banda completo de operación del receptor.

En esta contribución se han considerado dos escenarios realistas de implementación en InP de los receptores monolíticamente integrados, basados en cada caso en MMI 2×4 ó 2×3 , atendiendo al efecto de las tolerancias habituales del proceso de fabricación en la geometría de las guías ondas. Caso I: Sin errores de fabricación (diseño nominal). Caso II: Errores de fabricación realistas, con una máxima desviación en la anchura y profundidad de grabado de 150 nm y 45 nm respectivamente. Más detalles de las dimensiones físicas relevantes de los receptores monolíticamente integrados bajo estudio pueden encontrarse en [6]. Considerando un desbalanceo realista del 5% entre la responsividad de lo fotodiodos, la expresión (4) describirá un máximo CMRR respecto a la longitud de onda según lo mostrado en la Fig. 2 para cada escenario de fabricación. Nótese que mientras que el diseño nominal (Caso I) satisface en toda la banda el máximo CMRR de 20 dB especificado (en valor absoluto) por el OIF [1], bajo errores razonables de fabricación (Caso II) esto sólo se cumple en la mitad de la banda C.

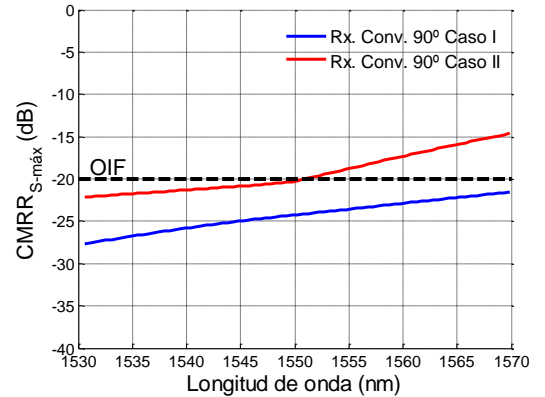


Fig. 2. CMRR respecto a la longitud de onda (banda C) del receptor convencional a 90° en función del escenario de fabricación (Caso I/II)

III. RECEPTOR COHERENTE CON ACOPLADOR A 120° BAJO OPERACIÓN ‘COLORLESS’

La Fig. 3 muestra el esquema propuesto de recepción coherente basado en un acoplador a 120° (implementado desde un MMI 2×3) integrado monolíticamente con tres fotodiodos seguidos de sus respectivos TIAs. La operación lineal de las fotocorrientes de salida desde un circuito analógico previamente calibrado, permite resolver las componentes IQ de la señal recibida previamente a su conversión (ADC) y procesado digital (DSP).

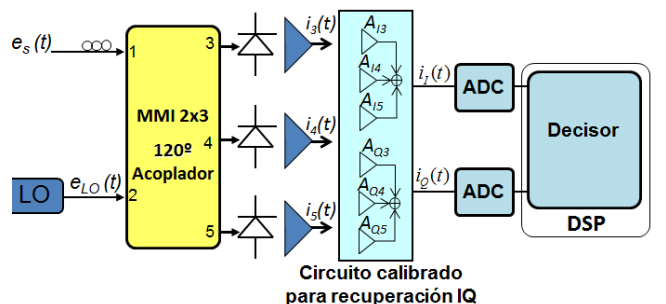


Fig. 3. Esquema del receptor basado en un acoplador a 120°

Siguiendo un análisis similar al seguido en la Sección 2, la señal multicanal WDM y LO se combinarán ahora en el acoplador a 120° , describiéndose en notación matricial las tres fotocorrientes de salida al detectar el canal k -ésimo como

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

Dos parámetros, mostrados en la Tabla 1, describen ahora los dos términos resultantes: una combinación lineal de las componentes IQ de señal frente a un término interferente en banda base, causado nuevamente aquí, por el batido de cada canal consigo mismo (equivalente al segundo término de (2) del receptor convencional).

Transformación IQ	Amplitud de interferencia multicanal
$u_{ik} = 2\sqrt{P_{LO}P_s}R_iS_{i2}^kS_{i1}^{k*}$	$\gamma_{in} = P_sR_i S_{i1}^n ^2$

Tabla 1. Parámetros que caracterizan al receptor a 120°

Como es bien sabido, un esquema con diversidad de fase requerirá al menos tres medidas de potencia para poder recuperar, mediante su combinación lineal, las componentes de señal IQ libres de interferencia y distorsión [5-7].

$$\begin{aligned} i_I^k &= A_{I3}i_3^k + A_{I4}i_4^k + A_{I5}i_5^k \\ i_Q^k &= A_{Q3}i_3^k + A_{Q4}i_4^k + A_{Q5}i_5^k \end{aligned} \quad (6)$$

Esta operación, que fue realizada digitalmente en el DSP en [5-6], se muestra aquí implementada analógicamente permitiendo mantener los bits de resolución del ADC frente a la interferencia ocasionada por la recepción multicanal. Los coeficientes (A_{Ii} , A_{Qi}) han sido calculados mediante un sencillo proceso de calibración aplicado a la longitud de onda central de la banda C (1550 nm) [5-7]. Así, debido a la reducida dependencia con la longitud de onda del MMI 2x3 a 120° [6], estos coeficientes podrán usarse sobre toda la banda C, permitiendo la demodulación de las componentes IQ de cualquier canal en dicha banda mientras se reduce la interferencia multicanal debida al segundo término de la expresión (5). Debe destacarse que los desbalances del receptor serán también compensados, por lo que a diferencia del receptor convencional (véase Fig. 1 y 3), no será necesario aquí ningún algoritmo de ortonormalización GSOP.

Es fácil comprobar que, para una implementación ideal (con $|S_{ij}|^2 = 1/3$ en la banda de trabajo), desde las expresiones (5) y (6) el término de interferencia multicanal se cancela y las componentes IQ podrán resolverse desde los coeficientes

$$A_{I3} = A_{I5} = -\frac{1}{2}, \quad A_{I4} = 1; \quad A_{Q3} = \frac{\sqrt{3}}{2}, \quad A_{Q4} = 0, \quad A_{Q5} = -\frac{\sqrt{3}}{2} \quad (7)$$

Tal y como se estableció en la sección anterior, se usará la función del CMRR como figura de mérito de las prestaciones ‘colorless’ de este receptor. Como el OIF no la define para el receptor de 120° , se propone el uso de las siguientes expresiones que serán corroboradas numéricamente

$$\begin{aligned} CMRR_{SI}^{120^\circ}(\omega_n) &= \frac{A_{I3}R_3|S_{31}^n|^2 + A_{I4}R_4|S_{41}^n|^2 + A_{I5}R_5|S_{51}^n|^2}{|A_{I3}R_3|S_{31}^n|^2 + |A_{I4}R_4|S_{41}^n|^2 + |A_{I5}R_5|S_{51}^n|^2} \quad (8) \\ CMRR_{SQ}^{120^\circ}(\omega_n) &= \frac{A_{Q3}R_3|S_{31}^n|^2 + A_{Q4}R_4|S_{41}^n|^2 + A_{Q5}R_5|S_{51}^n|^2}{|A_{Q3}R_3|S_{31}^n|^2 + |A_{Q4}R_4|S_{41}^n|^2 + |A_{Q5}R_5|S_{51}^n|^2} \end{aligned}$$

Obsérvese que estas expresiones guardan relación con aquellas utilizadas en (4) para el receptor convencional a 90° . El numerador coincide con la interferencia en las componentes IQ descrita por (6) desde (5), mientras que el denominador es tan sólo un factor de normalización.

La Fig. 4 muestra la evolución del CMRR según (8) para el receptor a 120° basado en el MMI 2x3 desarrollado en [6] bajo los mismos escenarios de fabricación presentados en la Sección 2. La figura representa además una situación realista (que se adoptará en las simulaciones de la siguiente sección), por la que los coeficientes de calibración exactos (A_{Ii} , A_{Qi}) calculados a 1550 nm sufren una desviación de hasta el 5% (considerándose la peor combinación). En todo caso, el CMRR resultante mejora ostensiblemente el del receptor convencional (mostrado en línea discontinua), superando en valor absoluto los 20 dB en toda la banda C. Esto justificará, tal y como se verá en la sección siguiente, las mejores prestaciones ‘colorless’ de nuestra propuesta.

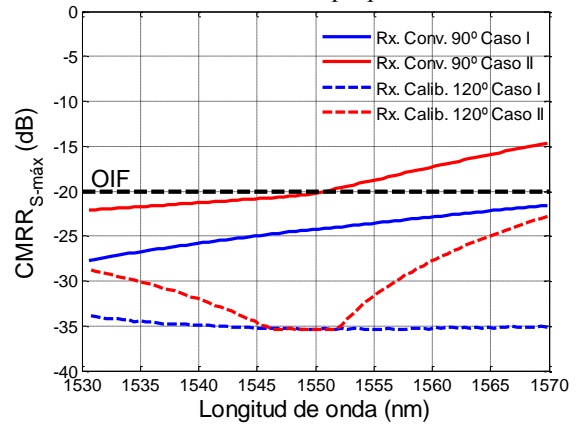


Fig. 4. CMRR respecto a la longitud de onda del receptor calibrado a 120° en función del escenario de fabricación (Caso I/II) y bajo coeficientes con un 5% de desviación. En línea continua se muestra CMRR del receptor a 90°

IV. COMPARACIÓN DE LAS PRESTACIONES ‘COLORLESS’ DE RECEPTORES BASADOS EN HÍBRIDO A 90° Y ACOPLADOR A 120°

Para comparar las prestaciones ‘colorless’ de los esquemas de recepción presentados en las secciones precedentes, se considerará aquí un LO de 10 dBm y una señal de entrada multicanal WDM (según la rejilla a 50 GHz de la ITU), compuesta por hasta 80 canales bajo modulación 16-QAM a 56 Gbps (112 Gbps bajo multiplexación en la polarización). La fibra óptica ha sido modelada como un canal AWGN limitado únicamente por el ruido introducido por la amplificación óptica (ASE). Inicialmente la relación señal a ruido óptica (OSNR) de entrada se ajusta en cada canal para asegurar una probabilidad de error $P_e=10^{-4}$ en un receptor ideal sin ruido interno. Para cada simulación numérica del receptor se reducirá el ruido de entrada en la medida necesaria para mantener esa probabilidad de error, obteniéndose así la correspondiente penalización en la relación OSNR del peor canal. La resolución del ADC es de 5 bits, asegurando bajo modulación 16-QAM un bajo ruido de cuantificación (próximo a 0.5 dB). Más detalles de los parámetros de simulación utilizados pueden encontrarse en [9].

La Fig. 5(a) muestra, para una implementación de los componentes pasivos de cada receptor según el diseño nominal (Caso I), la penalización del OSNR (para una $P_e=10^{-4}$) al variar la potencia de señal de entrada en función del número de canales WDM coincidentes en recepción. La

línea discontinua representa un valor habitual de referencia correspondiente a 1 dB de penalización OSNR sobre el ruido de cuantificación de los ADC (0.5 dB). Ambos receptores, como era de esperar, están limitados por el ruido ‘shot’ para niveles bajos de señal. Por el contrario, la prestación del receptor convencional (basado en híbrido a 90°) se degrada particularmente para niveles altos de señal por la interferencia en banda base ocasionada por los canales coincidentes en recepción. Esta interferencia, como muestra la figura, aumenta lógicamente con su número por el reducido CMRR impuesto por los desbalances del receptor (véase Fig. 2). Por este motivo, como muestra la Fig. 5(b) ante errores razonables de fabricación (Caso II), su mayor limitación para niveles altos de señal reducirá aún más el rango dinámico de operación. Por el contrario, la ventaja del receptor propuesto basado en un acoplador a 120° es tanto más evidente con el incremento de nivel de señal y el número de canales coincidentes, dada la importante reducción que experimenta la interferencia multicanal desde su mejor CMRR en la banda C de operación (véase la Fig. 4). La Tabla 2 resume el rango dinámico que se obtendría (fijando una máxima penalización en el OSNR de 1.5 dB) para cada esquema de recepción en función del número de canales coincidentes bajo un escenario realista de fabricación.

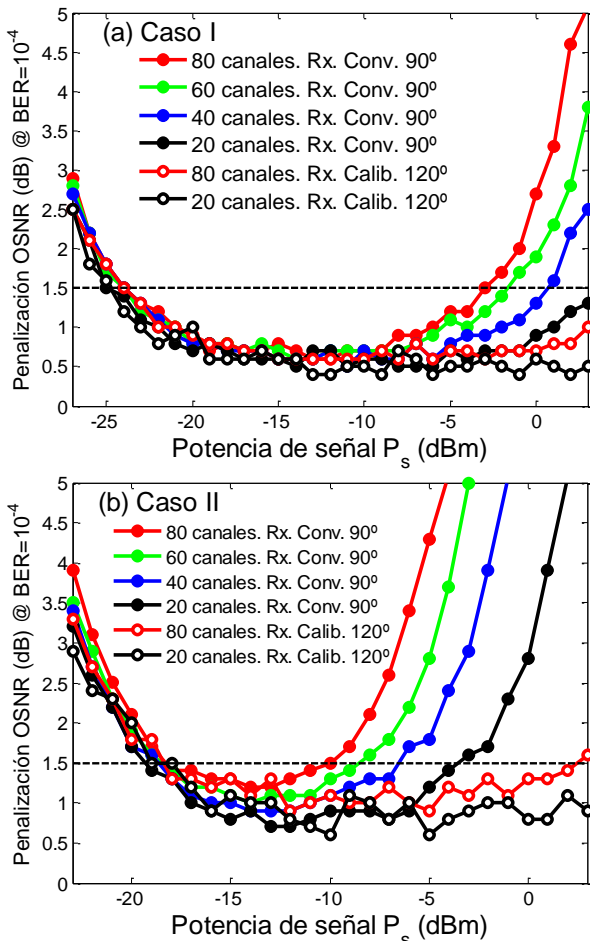


Fig. 5. Penalización del OSNR (para una $P_e=10^{-4}$) al variar la potencia de señal en función del número de canales WDM coincidentes en recepción. a) Diseño nominal (Caso I). b) Errores razonables de fabricación (Caso II)

	16-QAM		
	20 ch	40 ch	80 ch
Receptor Convencional 90° + GSOP	16 dB	12 dB	8 dB
Receptor Calibrado 120°	> 22 dB	> 22dB	21 dB

Tabla 2. Margen dinámico para un escenario realista de fabricación (Caso II)

V. CONCLUSIONES

Un receptor ‘colorless’ requerirá en su banda de operación de un elevado rechazo en modo común CMRR para reducir eficientemente la interferencia en banda base ocasionada por los canales colindantes al detectado y conseguir un mayor rango dinámico de operación. La obtención de un elevado CMRR se ve imposibilitada en la práctica en el receptor convencional a 90° (basado aquí en un MMI 2x4) por los inevitables desbalances, ya sea por operar lejos de su frecuencia de diseño o por las tolerancias presentes en su proceso de fabricación. En esta contribución se propone como alternativa un esquema coherente basado en un acoplador a 120° (implementado con un MMI 2x3), capaz simultáneamente de demodular sin distorsión las componentes IQ de un canal específico y ofrecer un elevado CMRR en una amplia banda de operación. Esto es posible desde la realización de una sencilla operación lineal desde un circuito analógico calibrado, pudiendo prescindir así de los algoritmos de ortogonalización (GSOP) necesarios en el receptor convencional a 90° para resolver sus desbalances. Los resultados numéricos muestran que en un escenario realista de fabricación nuestra propuesta es una interesante alternativa al receptor convencional. Así, específicamente, para una recepción ‘colorless’ de 80 canales modulados a 56 Gbps bajo 16-QAM, es capaz de ofrecer un rango dinámico de 21 dB frente a los 8 dB del receptor convencional a 90°.

AGRADECIMIENTOS

Los autores desean agradecer el soporte dado por Diego Pérez-Galacho en el diseño de los MMI. Este trabajo ha sido financiado por la CEIC de Andalucía (P09-TIC-5268), C.I.C.Y.T. (TEC2009-10152), MIRTHE ICT-2009-5 n° 257980 y la Universidad de Málaga Campus de Excelencia Internacional Andalucía Tech.

REFERENCIAS

- [1] Optical Internetworking Forum, “Implementation agreement for integrated dual polarization intradyne coherent receivers,” (Nov. 2013). <http://www.oiforum.com/public/impagreements.html>
- [2] Mirthe Project: Monolithic InP-based dual polarization QPSK integrated receiver and transmitter for coherent 100-400Gb Ethernet. <http://www.ist-mirthe.eu/>
- [3] B. Zhang, C. Malouin, and J. Schmidt, “Towards full band colorless reception with coherent balanced receivers,” *Optics Express*, vol.20, pp. 10339-10352, 2012.
- [4] P. Runge, S. Schubert, A. Seeger, K. Janiak, J. Stephan, D. Trommer, and M.L. Nielsen, “Monolithic InP Receiver Chip With a Variable Optical Attenuator for Colorless WDM Detection,” *IEEE Photonic Technol. Lett.* vol. 26, pp. 349-351, 2014.
- [5] P.J. Reyes-Iglesias, I. Molina-Fernández, A. Moscoso-Mártir, A. Ortega-Moñux, “High-performance monolithically integrated 120° downconverter with relaxed hardware constraints,” *Optics Express*, vol. 20, n. 5, pp 5725-5741, 2012.
- [6] P.J. Reyes-Iglesias, A. Ortega-Moñux, and I. Molina-Fernández, “Enhanced monolithically integrated coherent 120° downconverter with high fabrication yield,” *Optics Express*, vol. 20, pp. 23013-23018, 2012.
- [7] F.M. Ghannouchi, R.G. Bosisio, “An alternative explicit six-port matrix calibration formalism using five standards,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* vol 36, pp. 494-498, 1988.
- [8] P. Dong, C. Xie, and L.L. Buhl, “Monolithic polarization diversity coherent receiver based on 120-degree optical hybrids on silicon,” *Optics Express*, vol. 22, pp 2119-2125, 2014.
- [9] P.J. Reyes-Iglesias, A. Ortega-Moñux, and I. Molina-Fernández, “Colorless monolithically integrated 120° downconverter,” *Optics Express*, vol. 21, pp. 23048-23057, 2013.
- [10] I. Fatadin, S.J. Savory and D. Ives, “Compensation of quadrature imbalance in an optical QPSK coherent receiver,” *IEEE Photonic Technol.* vol. 20, pp. 1733-1735, 2008.