

Plataforma de simulación para lazos de sincronización optoelectrónicos con fase continua y conmutada en comunicaciones ópticas coherentes con difusión de fase óptica

J.L. León-Luna^a, A. Arvizu-Mondragón^b, J.D. Sánchez-López^a, and J. Santos-Aguilar^b

^aUniversidad Autónoma de Baja California (UABC)

Carret. Ens.-Tij. Número 3917, Colonia Playitas, Ensenada, B.C., 22860, México.

^bCentro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada (CICESE)

Carret. Ens.-Tij. Número 3918, Zona Playitas, Ensenada, B.C., 22860, México.

Received 6 October 2014; accepted 12 March 2015

En este trabajo se presentan los principios de los lazos optoelectrónicos básicos para sincronización de fase óptica en comunicaciones coherentes ópticas clásicas, así como su aplicación a sistemas de comunicaciones cuánticas empleando estados coherentes débiles (WCS). Se abordan dos lazos de fase continua, el OPLL y el lazo de Costas convencional (LCC) además del lazo de Costas con cuadraturas conmutadas (LCCC), mostrando ventajas y compromisos en su diseño. Con el fin de evaluar el desempeño de estos lazos desarrollamos una plataforma de simulación basándonos en el programa VPI Photonics Maker empleando para éstos parámetros de componentes comerciales. Así, mediante el uso de la plataforma desarrollada es posible mostrar la equivalencia en desempeño del LCCC con respecto al LCC y que el LCCC puede tener mejor desempeño que el LCC (si es diseñado adecuadamente) en la etapa de recepción de un sistema de comunicaciones cuánticas coherentes empleando WCS con difusión de fase óptica. Dado que las simulaciones se realizaron basándonos en componentes comerciales, es de esperarse que en la implementación práctica se obtengan resultados experimentales semejantes a los de la plataforma de simulación.

Descriptores: OPLL; estados débiles coherentes; lazo de Costas.

On this work we present the basic principles of the optoelectronic loops used for optical phase synchronization in classical optical coherent communications as well as their application to quantum communications systems using weak coherent states (WCS). Two loops of continuous phase, the OPLL and the conventional Costas loop (CCL) as well as the Costas loop with switched quadrature (SQCL) are addressed showing their advantages and their implementation trade-offs. In order to evaluate the performance of these loops a simulation platform is developed based on the VPI Photonics Maker software using parameters of commercial components. Thus, by using the platform developed it may be shown the equivalency in the performance of the SQCL with respect to the CCL and that the SQCL may have a better performance than the CCL (if designed properly) in the receiving stage of a quantum communications system that uses WCS with optical phase diffusion. Since the simulations were performed based on parameters of commercial components, it is expected that a practical implementation will obtain very similar results to those of the simulation platform.

Keywords: OPLL; weak coherent states; Costas loop.

PACS: 42.79.Sz

1. Introducción

Los sistemas de comunicaciones por fibra óptica con modulación de intensidad y detección directa (IM/DD, por sus siglas en inglés) son los de más amplia aplicación comercial debido principalmente a su relativa sencillez de implementación y operación. Actualmente son capaces de operar hasta 40 Gbps mediante el uso de varias portadoras ópticas en esquemas WDM con amplificadores de fibra óptica dopada con Erblio (EDFA's) [1]. Pero, para velocidades superiores (tales como la de los sistemas 100 G y 800 G) es indispensable emplear otro tipo de modulaciones, actuando por ejemplo sobre la fase, intensidad y/o estado de polarización de la luz, los que requieren de receptores ópticos coherentes (analógicos o digitales basados en técnicas de procesamiento digital de señales (DSP) de alta velocidad) [2].

La detección óptica coherente implica un procesamiento más complejo (tanto en la etapa transmisora como en la

receptora), pues generalmente, los receptores coherentes requieren para una correcta operación el uso de una etapa de estimación de la fase de la portadora óptica [2] la que puede llevarse a cabo usando lazos retroalimentados en el dominio óptico-eléctrico (analógicos [3] o basados en DSP [4]), en “tiempo real” o con fase conmutada [5]. Adicionalmente, técnicas como la denominada “feedforward carrier recovery (FCR)”, no requieren retroalimentación pero necesitan una buena cantidad de procesamiento en DSP de alta velocidad combinado con técnicas de procesamiento paralelo [6].

Los sistemas de comunicaciones ópticas comerciales “clásicos” emplean un número relativamente alto de fotones por bit (o por período de señal para aplicaciones RoF, UWBoF, etc.). Existe, sin embargo, un interés creciente a nivel mundial en el desarrollo de sistemas de comunicaciones ópticas “cuánticas” (con muy bajo número de fotones por bit) con aplicaciones tales como distribución de llave cuántica, comunicaciones ópticas espaciales, entre otras [7]. Este tipo de sistemas, por su naturaleza de operación (bajo número

ro de fotones por bit) requieren detectores altamente sensibles en la etapa de recepción. Para esto los fotodetectores más usuales son los detectores de fotón único (SPD: single photon detectors, por sus siglas en inglés) que se implementan normalmente con APD's operando en modo Geiger enfriados criogénicamente, generalmente voluminosos, relativamente caros y con un ancho de banda limitado [8] resultando poco atractivos para la denominada banda de telecomunicaciones (donde presentan una baja eficiencia cuántica). Otra alternativa que se ha explorado recientemente es la detección óptica coherente, ideal para telecomunicaciones por su gran sensibilidad y gran ancho de banda determinado por las características de los fotodiodos p.i.n a emplear [9]. La detección coherente puede realizarse con un solo fotodetector o en una configuración balanceada, siendo ésta última la preferida en los sistemas de telecomunicaciones actuales (sistemas "clásicos") pues permite obtener ambas cuadraturas del campo óptico de manera simultánea [10] aunque puede introducir ruido adicional debido a las fluctuaciones del vacío [11]; lo que debe considerarse al diseñar sistemas cuánticos. Pero al utilizar una técnica de oscilador local óptico con fase conmutada se puede eliminar dicha contribución de ruido a expensas del ancho de banda [12].

Debido a la importancia de los receptores coherentes, recientemente ha habido una gran actividad de desarrollo de los mismos tanto para aplicaciones por fibra óptica como en espacio libre [13]. En estos trabajos se abordan los diferentes aspectos referentes a la etapa de recepción óptica (híbridos ópticos, fotodetección balanceada, etc.), procesamiento electrónico post-detección, así como al desarrollo de algoritmos para estimación de fase y compensación de perturbaciones usando DSP de alta velocidad [2]; incluso actualmente se explora el uso de la multicanalización por división espacial (SDM, space division multiplexing) utilizando fibras ópticas "multicore" [14] en combinación con las técnicas de detección coherente arriba mencionadas. Sin embargo, a lo mejor de nuestro conocimiento, no se ha reportado la implementación de un lazo de Costas óptico con cuadraturas conmutadas en enlaces cuánticos con detección óptica coherente. Como mostraremos en el presente escrito, el uso de este tipo de lazos es muy conveniente cuando se emplea modulación BPSK perfecta de estados coherentes débiles con fase difundida [15]. Así, abordaremos aspectos específicos referentes a la etapa de recepción óptica balanceada empleando un oscilador local óptico de fase conmutada y un acoplador híbrido óptico de 180 grados. La aportación principal de este trabajo es, desde nuestro punto de vista, el desarrollo de una plataforma de simulación ad-hoc en VPI mostrando los compromisos para la realización y la factibilidad de implementación experimental de cada uno de los lazos optoelectrónicos analizados, en particular, mostrando la equivalencia y superioridad (marginal) del lazo optoelectrónico de fase óptica conmutada con respecto al Costas convencional, cuando es optimizado para aplicación en comunicaciones ópticas cuánticas con estados débiles coherentes y fase difundida.

2. Lazos de sincronización de fase optoelectrónicos

Como se mencionó anteriormente, los sistemas modernos de comunicaciones ópticas que emplean técnicas de modulación binaria de la fase requieren generalmente alguna etapa de estimación de fase de la portadora óptica en el receptor. Por ser pertinente en comunicaciones cuánticas empleando estados coherentes débiles con modulación binaria de la fase, en este trabajo abordaremos algunos de los lazos analógicos que operan en el dominio óptico-eléctrico tales como el PLL óptico (OPLL), el lazo de Costas óptico y el lazo de Costas óptico con cuadraturas conmutadas. A continuación se analizan las generalidades del PLL enfatizando los detalles de su aplicación en comunicaciones ópticas, en particular al OPLL.

2.1. Lazo de amarre de fase (PLL)

Los PLL's (por sus siglas en inglés, Phase-Locked Loops) han sido estudiados ampliamente desde los años 30's del siglo pasado, y siguen siendo motivo de una actividad intensa de investigación y desarrollo tecnológico debido a su gran variedad de aplicaciones en áreas tan diversas como la electrónica de consumo, control, metrología y telecomunicaciones, entre otras. Así, su implementación ha evolucionado acorde con la tecnología electrónica, el software y a últimas fechas con la fotónica (OPLL).

Su principio de operación es el siguiente (ver Fig. 1 y Ecs. 1-3): en el detector de fase (multiplicador) incide la señal $x(t)$ que es comparada con la señal $y(t)$ proveniente de un oscilador controlado por voltaje (VCO) y se obtiene la señal $v_m(t)$ que contiene entre otros términos, uno que es proporcional a la diferencia de fase entre $x(t)$ y $y(t)$ (segundo término de la Ec. 3).

$$x(t) = A \sin(\omega_i t + \theta_i(t)) \quad (1)$$

$$y(t) = B \cos(\omega_0 t + \theta_0(t)) \quad (2)$$

$$v_m(t) = \frac{AB}{2} \left[\sin((\omega_i + \omega_0)t + \theta_i(t) + \theta_0(t)) + \sin((\omega_i - \omega_0)t + \theta_i(t) - \theta_0(t)) \right] \quad (3)$$

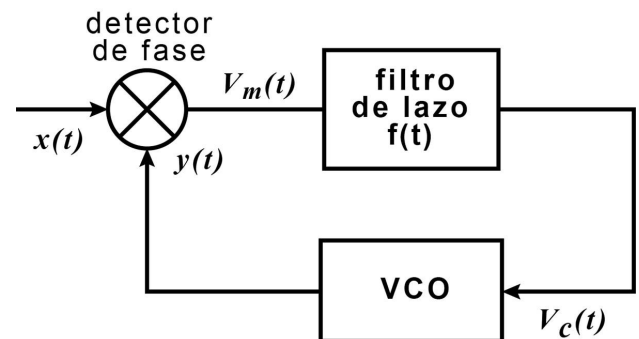


FIGURA 1. Diagrama a bloques de un PLL eléctrico.

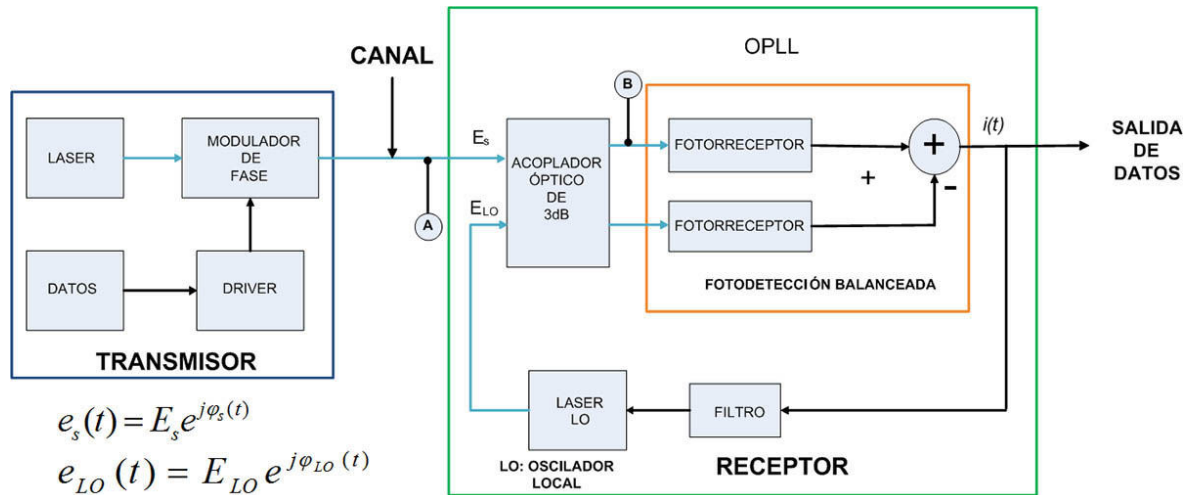


FIGURA 2. Diagrama a bloques de un sistema de comunicaciones ópticas coherentes incluyendo un OPLL en la etapa de recepción.

donde $A, B, \omega_i, \omega_0, \theta_i(t), \theta_0(t)$, son las amplitudes, frecuencias angulares y fases de $x(t)$ y $y(t)$ respectivamente. La señal $v_m(t)$ entra al filtro de lazo (filtro paso-bajas con respuesta al impulso $f(t)$), el cual determina la respuesta dinámica del sistema y elimina los términos de alta frecuencia (en este caso, el término que contiene $(\omega_i + \omega_0)$), produciendo una señal de voltaje ($v_c(t)$) que controla al VCO de una forma tal que su fase instantánea se ajusta para reducir (o en su defecto, mantener constante) la diferencia de fase entre la señal de entrada y el oscilador local (en este caso se dice que el PLL está “encadenado” o “amarrado”).

$$v_c(t) = v_m(t) * f(t) = \frac{AB}{2} \text{sen}((\omega_i - \omega_0)t + \theta_i(t) - \theta_0(t)) \quad (4)$$

donde la operación $*$ es la convolución. Cuando el PLL está encadenado $\omega_i = \omega_0$ y la Ec. (4) se reduce a:

$$v_c(t) = \frac{AB}{2} \text{sen}(\theta_i(t) - \theta_0(t)) \quad (5)$$

la que se acostumbra linealizar suponiendo que el error de fase es pequeño, es decir, $(\theta_i(t) - \theta_0(t)) \rightarrow 0$ y dado que la función $\text{sen}(\cdot)$ para un argumento pequeño se puede aproximar al argumento ($\text{sen}(z) \approx z$), se tiene:

$$v_c(t) \approx \frac{AB}{2} (\theta_i(t) - \theta_0(t)) \quad (6)$$

Como se mencionó arriba, esta señal (de control) entra al VCO el cual varía su fase instantánea (frecuencia) en función de dicho voltaje para seguir las variaciones que se presentan en el error de fase instantáneo. El comportamiento de un PLL no encadenado puede obtenerse mediante el uso de herramientas gráficas tales como los planos de fase [18] o mediante el uso de una Ec. integrodiferencial estocástica (la Ec. de Fokker - Planck) [16]. Es importante mencionar que para que el PLL se amarre y permanezca en dicha condición debe

tenerse especial cuidado en la elección del VCO, detector de fase a utilizar y diseño del filtro de lazo acorde a la respuesta dinámica deseada [16].

2.1.1. Lazo de amarre de fase óptico (OPLL)

Como se mencionó anteriormente, un PLL puede implementarse con diversas tecnologías, en el caso específico de los sistemas de comunicaciones ópticas coherentes se ha popularizado el empleo de PLL's optoelectrónicos (o alguna de sus variantes); a continuación describiremos una posible implementación, el PLL óptico con fotodetección balanceada (ver Fig. 2) en el contexto de un sistema de comunicaciones ópticas coherentes.

La modulación de fase de la señal óptica se realiza directamente al campo eléctrico con un modulador electroóptico. El comportamiento del campo eléctrico se analiza matemáticamente (ver apéndice A), en un esquema práctico, se utilizan observables como la intensidad óptica y el espectro de potencia para medir el desempeño de un sistema de comunicaciones ópticas.

La señal óptica modulada en fase que lleva los datos, se mezcla con el campo óptico del oscilador local en el acoplador de 3 dB, donde ocurre un batimiento óptico que se presenta en forma de modulación de intensidad óptica, el cual es fotodetectado y convertido en corriente eléctrica. Si la modulación es perfecta, el espectro en potencia de la portadora óptica antes del acoplador tiene la forma que se observa en la Fig. 3a, donde toda la potencia esta distribuida en la señal de datos. Cuando la modulación de fase no es perfecta una componente espectral de la portadora está presente en el espectro de potencia como se ve en la Fig. 3c. Después del acoplador las señales mezcladas de datos y de oscilador local presentan formas de onda típicas como las de las Figs. 3b y 3d para una modulación perfecta y una modulación imperfecta, respectivamente.

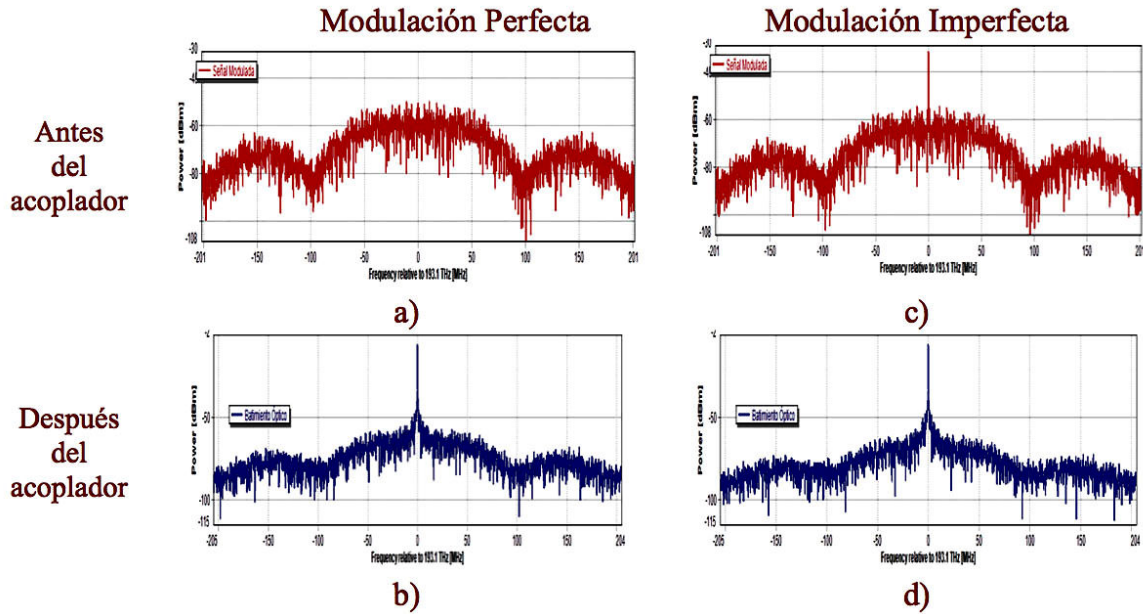


FIGURA 3. Campo óptico modulado BPSK a la entrada y salida de acoplador óptico para modulación perfecta ((a), (b)) e imperfecta ((c) y (d)).

Los sistemas de comunicaciones ópticas con detección coherente aprovechan las ventajas inherentes de la modulación binaria de la fase de la portadora óptica (alta eficiencia espectral, entre otras [4]), teniendo como posibles alternativas: a) enviar portadora residual con modulación BPSK “imperfecta”, es decir, se tiene un ángulo de modulación diferente a π radianes [3], b) usar modulación BPSK “perfecta” (con portadora suprimida). En este segundo caso, la señal (óptica) de información $e_s(t)$ puede ser descrita por la siguiente Ec. [3]:

$$e_s(t) = E_s \sin[2\pi f_0 t + \phi_{NT}(t) + \theta A(t)] \quad (7)$$

donde E_s es la amplitud de la portadora óptica, f_0 , y $\phi_{NT}(t)$ son la frecuencia y ruido de fase del láser transmisor respectivamente. La Ec. (7) es similar a (1) pero ahora se incluye un término de ruido de fase que no aparece normalmente cuando se utilizan portadoras eléctricas, además la fase es modulada por la señal $A(t)$.

Para que un PLL pueda encadenarse se requiere que exista una señal de referencia; si se trata de una señal modulada, se requiere de la presencia de la portadora, lo que en el caso de modulación de fase implica tener portadora residual (modulación BPSK imperfecta).

La señal de datos la podemos expresar como

$$A(t) = \sum_{k=0}^{\infty} a_k u_T(t - kT),$$

donde $u(t)$ es la forma de onda de la señal eléctrica de información (normalmente un pulso cuadrado) y $a_k = \pm 1$ son los datos generados en el k -ésimo intervalo. Por conveniencia empleamos la notación compleja para (7), así:

$$e_s(t) = E_s e^{j\phi_s(t)} \quad (8)$$

donde

$$\phi_s(t) = \theta A(t) + \phi_{NT}(t) \quad (9)$$

de manera similar, la señal del oscilador local es descrita por:

$$e_{LO} = E_{LO} e^{j\phi_{LO}(t)} \quad (10)$$

$$\phi_{LO}(t) = \phi_C(t) + \phi_{NLO}(t) + \frac{\pi}{2} \quad (11)$$

donde $\phi_{NLO}(t)$ es el ruido de fase del oscilador local, y $\phi_C(t)$ es la fase controlada, determinada por el voltaje de control $v_c(t)$ a la entrada del oscilador óptico controlado por voltaje (VCO óptico). Nótese que para este análisis se considera que el OPLL está encadenado, es decir ($f_0 - f_{LO} = 0$), donde f_{LO} es la frecuencia del oscilador local óptico. Las señales a la salida del acoplador óptico de 3 dB (híbrido óptico de 180 grados) son:

$$e_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} [e_s(t) + e_{LO}(t)] \quad (12)$$

$$e_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} [e_s(t) - e_{LO}(t)] \quad (13)$$

estas señales son fotodetectadas dando lugar a las señales de corriente:

$$i_1(t) = \Re e_1(t) e_1^*(t) = \frac{1}{2} \Re \left[P_s - P_{LO} + 2\sqrt{P_s P_{LO}} \cos(\phi_s - \phi_{LO}) \right] + n_1(t) \quad (14)$$

$$i_2(t) = \Re e_2(t) e_2^*(t) = \frac{1}{2} \Re \left[P_s - P_{LO} - 2\sqrt{P_s P_{LO}} \cos(\phi_s - \phi_{LO}) \right] + n_2(t) \quad (15)$$

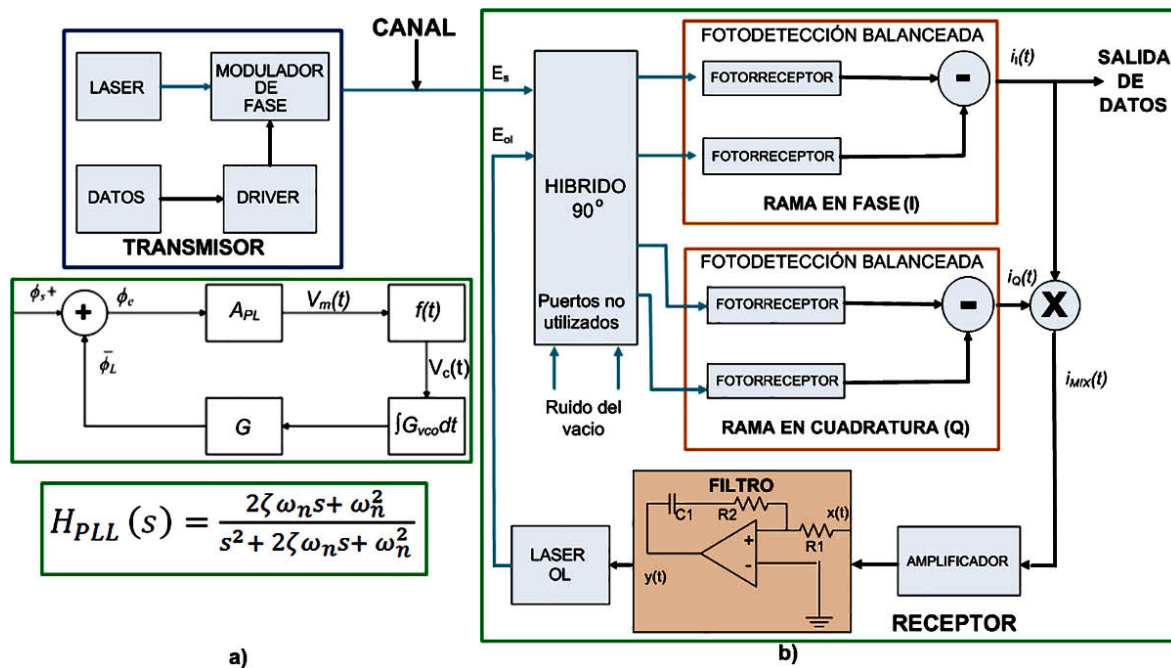


FIGURA 4. a) PLL equivalente y su función de transferencia, b) Diagrama a bloques de un sistema de comunicaciones ópticas coherentes con un lazo de Costas óptico en recepción.

donde $\Re [A/\text{Watt}]$ es la responsividad de ambos fotodetectores, P_S y P_{LO} son las potencias de la señal recibida y del oscilador local respectivamente, y $n_1(t)$, $n_2(t)$ son procesos de ruido aditivo en la etapa de fotorrecepción. Tomando la diferencia entre ambas corrientes, se obtiene:

$$i_L(t) = 2\Re\sqrt{P_S P_{LO}} \cos(\phi_s - \phi_{LO}) + n_T(t) \quad (16)$$

donde $n_T(t) = n_1(t) - n_2(t)$ denota el proceso de ruido aditivo total. Sustituyendo las Ecs. (12) y (13) en (16) se obtiene:

$$i_L(t) = 2\Re\sqrt{P_S P_{LO}} \text{sen}\theta A(t) \cos(\phi_e(t)) - 2\Re\sqrt{P_S P_{LO}} \cos\theta \text{sen}\phi_e(t) + n_T(t) \quad (17)$$

donde $\phi_e(t) = \phi_N(t) - \phi_C(t)$ y $\phi_N(t) = \phi_{NT}(t) - \phi_{NLO}(t)$. Con una notación más sencilla, podemos escribir [3]:

$$i_L(t) = A_D(t) + A_{PL} \text{sen}\phi_e(t) + n_T(t) \quad (18)$$

donde los nuevos símbolos significan:

$$A_D(t) = 2\Re\sqrt{P_S P_{LO}} \text{sen}\theta A(t) \cos(\phi_e(t)) \quad (19)$$

$$A_{PL} = 2r_L \Re\sqrt{P_S P_{LO}} \cos\theta \quad (20)$$

en la Ec. (18) hay tres términos, la señal que contiene la información a ser procesada posteriormente por un detector de datos (19), la señal de error de fase a ser usada por el PLL para encadenamiento (20), y el ruido $n_T(t)$. Cuando el PLL está encadenado tiene la habilidad de seguir las fluctuaciones instantáneas de fase que se encuentren dentro del ancho de banda para el que se diseñó. Dado que existe una relación entre la fase $\theta(t)$ y la frecuencia $f = c/\lambda$ [Hz] (donde c es la velocidad de la luz), a través de la siguiente Ec.

$d\theta(t)/dt = 2\pi f = 2\pi c/\lambda$, al actuar sobre la fase instantánea del campo óptico, modificamos su frecuencia y consecuentemente su longitud de onda. Un PLL bien diseñado funciona adecuadamente para “amarrarse” a una portadora residual, sin embargo, para modulación BPSK “perfecta” (con portadora suprimida) se requiere alguna variante del OPLL como el lazo de Costas óptico para recuperar la portadora y realizar la demodulación.

2.2. Lazo de Costas óptico convencional

En el lazo de Costas óptico se introducen la señal óptica de información y el oscilador local a un híbrido óptico de 90° que es más complejo y más costoso que un acoplador óptico convencional (híbrido de 180 grados), requiere además de dos etapas de detección balanceada (ver Fig. 4) que contribuye a un incremento del ruido total en fotorrecepción, ocasionado por las fluctuaciones del vacío en los puertos no utilizados del híbrido. De manera análoga al OPLL, puede mostrarse en este caso que las señales de corriente a la salida de las ramas I y Q (ver Fig. 4) son:

$$i_I = \cos(\phi_m(t) + \phi_s - \phi_{lo} + \phi_{NI}(t)) \quad (21)$$

$$i_Q = \sin(\phi_m(t) + \phi_s - \phi_{lo} + \phi_{NQ}(t)) \quad (22)$$

donde ϕ_s , y ϕ_{lo} son las fases de la portadora y del oscilador local respectivamente, $\phi_m(t) = 0$ ó π es el cambio de fase debido a la modulación BPSK perfecta, y $\phi_{NI}(t)$, y $\phi_{NQ}(t)$ son

los procesos de ruido de fase de las ramas en fase y cuadratura respectivamente. Estas señales eléctricas son multiplicadas obteniéndose la señal:

$$i_{MIX} = \text{sen}[2(\phi_s - \phi_{lo} + \phi_{MIX}(t))] \quad (23)$$

donde $\phi_{MIX}(t)$ es el proceso de ruido de fase a la salida del multiplicador. La señal i_{MIX} es filtrada y utilizada para controlar la fase y frecuencia del oscilador local. En esta etapa existirán varios términos “ruidosos” debido al ruido de fase de las fuentes ópticas, a las fluctuaciones del vacío y al ruido de fotodetección. Para el diseño del Lazo de Costas óptico empleamos una metodología basada en trabajos previos para comunicaciones ópticas clásicas homodinas [3] y cuánticas en configuración auto-homodina (interferométrica), utilizando un PLL equivalente [12,15]. Es pertinente mencionar que el lazo de Costas a implementar será empleado para señales clásicas y cuánticas WCS en configuración homodina (con dos láseres independientes) con una complejidad superior al caso interferométrico. El transmisor consiste de un láser DFB con un ancho de línea angosto operando en modo continuo y fase óptica modulada externamente con una señal de datos inyectada a través de un manejador que se polariza eléctricamente de tal forma que se genere una señal BPSK perfecta. El siguiente paso en el diseño del lazo de Costas óptico es seleccionar el híbrido óptico de 90 grados, fotorreceptores balanceados (con una sensibilidad apropiada para la longitud de onda y velocidad de bit de operación), multiplicador y etapa de amplificación electrónica con un ancho de banda suficiente para pasar la señal de error de fase sin distorsión, así como un láser oscilador local (VCO óptico) con el menor ruido de fase (ancho de línea) posible operando en la banda óptica de interés.

Es pertinente mencionar que para el diseño de los lazos de retroalimentación tipo PLL es necesario considerar las diferentes perturbaciones que pueden afectar a la señal de información y/o al desempeño del lazo en un sistema de detección óptica coherente. Estos ruidos pueden tener orígenes muy diversos, por ejemplo, perturbaciones internas y externas a las fuentes ópticas, desalineación del eje óptico en esquemas no guiados, variación aleatoria en el estado de polarización de los campos ópticos de información y oscilador local, desbalance en el factor de acoplamiento en los puertos de entrada y salida de acopladores ópticos, ruido de intensidad en exceso del oscilador local, los llamados ruidos técnicos, ruido acústico, etc..., entre otros siendo de fundamental importancia las contribuciones del ruido de fase (relacionado con el ruido de frecuencia) de las fuentes ópticas y el ruido de amplitud post-fotodetección.

En los sistemas de comunicaciones ópticas coherentes se toma en cuenta principalmente la contribución del ruido blanco de frecuencia de las fuentes ópticas, lo que implica que éstas tienen un espectro Lorentziano con ancho de línea de valor $\Delta\nu$ [3,19]. Si se deseara considerar el efecto del componente de ruido flicker de frecuencia debe hacerse uso de la función de Voigt [20] que conlleva a una forma del espectro

de la fuente óptica más exacto, la cual, sin embargo, no tiene un efecto apreciable sobre el desempeño de OPLL's y sus variantes cuando son bien diseñados.

El objetivo del presente trabajo es la comparación de estructuras de sincronización de portadora óptica sujetas a las mismas condiciones de operación (mismo ruido de fase, de amplitud, fluctuaciones del estado de polarización, etc...) suponiendo que para todos los casos se disponía de un control automático de longitud de onda (que permite compensar los efectos del ruido de frecuencia flicker de baja frecuencia) y un controlador del estado de polarización para contrarrestar el efecto provocado por variaciones en el estado de polarización de las fuentes ópticas sobre el observable eléctrico. El efecto del ruido de amplitud (aditivo) en el sistema, es la degradación de la relación señal a ruido en el observable eléctrico lo que aunado al efecto del ruido de fase Lorentziano conduce a un deterioro sobre la tasa de bit errónea. Y son estos dos efectos principalmente los que son considerados para la evaluación y comparación de las estructuras sincronizadoras del presente trabajo.

Para varios de los componentes seleccionados (detector de fase equivalente y VCO óptico) se obtienen sus “ganancias” que junto con los parámetros requeridos para el diseño del filtro de lazo se enlistan en la Tabla I. Este filtro es muy importante pues determina la dinámica del sistema (rango de captura y de seguimiento, respuesta transitoria, estabilidad, etc..).

En nuestro caso elegimos, por conveniencia, un filtro de atraso - adelanto (Fig. 4). Para especificar las constantes de tiempo (τ_1, τ_2) se requieren las siguientes Ecs. [12]:

$$f_{\text{nopt}} = \frac{\omega_{\text{nopt}}}{2\pi} = \sqrt{\left[\frac{2\Delta\nu N_s B_r}{3\pi} \right]} \quad (24)$$

con f_{nopt} frecuencia natural óptima [Hz] del PLL equivalente, $\Delta\nu$ ancho de línea total en Hz de las fuente ópticas, N_s, B_r , número de fotones por bit y velocidad de bit, respectivamente, de la señal óptica de información.

El factor de amortiguamiento (ζ) del PLL equivalente está dado por la Ec. [12]:

$$\zeta = \pi * f_n * \tau_2 \quad (25)$$

haciendo $f_n = f_{\text{nopt}}$ y $\zeta = 1/\sqrt{2}$ y empleando los parámetros arriba descritos:

$$f_n = \frac{\omega_n}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} * \sqrt{\left[\frac{A_{PL} * G * G_{VCO}}{\tau_1} \right]} \quad (26)$$

con

$$A_{PL} = \Re(h\nu B_r)^2 N_L N_S [\text{Volts}] \quad (27)$$

h constante de Planck, ν [Hz] frecuencia óptica de la señal de información, N_L , número de fotones por bit del oscilador local. Usando las Ecs. (25) a (26) y despejando (τ_1, τ_2), se obtiene:

TABLA I. Parámetros requeridos para la implementación del lazo de Costas.

Ganancias del VCO y del comparador de fase	2.45×10^{-3} rad/(seg.V) y 8.42×10^{-12} V/rad
Anchos de línea del láser de información (Δv_s) y oscilador local (Δv_{LO})*	5 KHz
Potencia del láser oscilador local (P_{LO})	3 mW
Potencias del láser de información (P_s)	0.0625 nW, 0.125 nW, 0.25 nW, 0.5 nW, 1 nW, 2 nW
Tasa de Bit (Br)	100 Mbps

* Para la implementación de los esquemas propuestos en este trabajo nos basamos en un módulo láser DFB comercial (modelo PS-NLL) de la marca Teraxion el que se encuentra estabilizado en longitud de onda y posee un ancho de línea del orden de los 5 kHz [21].

$$\tau_1 = \frac{A_{PL} * G * G_{VCO}}{(2\pi f_{nopt})^2}, \quad \tau_1 = R_1 * C_1 \quad (28)$$

$$\tau_2 = \frac{1}{\sqrt{2\pi} f_{nopt}}, \quad \tau_2 = R_2 * C_1 \quad (29)$$

La señal de salida del filtro es acondicionada para actuar sobre la frecuencia (o longitud de onda) del VCO óptico [5].

Con los componentes y los valores de las constantes del lazo arriba calculados se implementará un lazo de Costas óptico convencional (“de tiempo real”). Además, varios de éstos parámetros nos servirán también para el diseño del lazo de Costas de cuadraturas conmutadas como describiremos a continuación.

3. Lazo de Costas con cuadraturas conmutadas

El lazo de Costas óptico con cuadraturas conmutadas es una alternativa conveniente al lazo de Costas óptico “convencional” que no requiere emplear un híbrido de 90 grados en su etapa de recepción y opera solamente con una etapa de fotodetección balanceada como se observa en la Fig. 5. El lazo de Costas convencional permite la recuperación de la portadora (suprimida) y la señal de datos de manera simultánea (en “tiempo real”) mientras que el Lazo de Costas de fase conmutada opera secuencialmente conmutando las señales de las ramas I y Q del lazo, es decir, con cuadraturas conmutadas pero si se diseña adecuadamente puede obtenerse un desempeño equivalente (o superior, para señales cuánticas) al lazo de Costas de “tiempo real”, evitando el requerimiento del uso de un híbrido óptico de 90 grados y con solo una etapa de fotodetección balanceada reduciendo la contribución del ruido ocasionado por las fluctuaciones del vacío (esencial el considerarlo en aplicaciones cuánticas) así como el costo del sistema.

El diseño de lazos de Costas ópticos “de tiempo real” fue abordado en el inciso anterior, a continuación, aprovechando los resultados obtenidos, diseñaremos un lazo de Costas con cuadraturas conmutadas y lo caracterizaremos tanto para señales clásicas como cuánticas.

La técnica de conmutación de cuadraturas, consiste en producir las componentes en fase y cuadratura del campo

óptico secuencialmente en tiempo usando una sola rama del lazo y con un solo fotorreceptor balanceado con el doble de ancho de banda del fotorreceptor del lazo de Costas óptico convencional (debido a que la conmutación de cuadraturas se realiza al doble de la tasa de bit). La conmutación de cuadraturas se obtiene en nuestro caso alternando la fase del oscilador local entre 0 y 90 grados en el mismo periodo de bit; la señal óptica BPSK con portadora suprimida $E_s(t)$, llega a la entrada de un híbrido óptico de 180° donde se mezcla con la señal del oscilador local en fase $E_{loi}(t)$, de esta forma en la primera mitad de bit se obtiene la componente en fase, equivalente a la rama de fase en el lazo de Costas convencional (Fig. 4). En la segunda mitad de bit se conmuta 90° la señal del oscilador local, de forma que en esta segunda mitad de bit se combina la señal de datos $E_s(t)$, con la señal del oscilador local en cuadratura $E_{loq}(t)$, obteniendo la componente en cuadratura, equivalente a la rama en cuadratura en el lazo de Costas convencional. Una vez que se obtiene la componente en fase $i_I(t)$ en el LCCC esta se retarda medio bit, de manera que en la segunda mitad de bit la componente en fase (retardada) coincide con la componente en cuadratura $i_Q(t)$ en el multiplicador, generando la señal de error $i_{MIX}(t)$ necesaria para controlar la fase y frecuencia del oscilador local. Después la señal generada a la salida del multiplicador $i_{MIX}(t)$ llega a una etapa de conmutación y retardo que nos permite estar seleccionando la señal de error generada por la componente de fase y cuadratura de cada bit. En la etapa de recuperación de datos (datos de salida en el diagrama), el dato vendrá conmutado. Las señales correspondientes son:

$$E_s(t) = x(t) \cos(2\pi f_s + \phi_s(t)) \quad (30)$$

$$E_{loi}(t) = \cos(2\pi f_{lo} + \phi_{lo}(t)) \quad (31)$$

$$E_{loq}(t) = \sin(2\pi f_{lo} + \phi_{lo}(t)) \quad (32)$$

$\phi_s(t)$, f_s , $\phi_{lo}(t)$ y $f_{lo}(t)$ son la fase y la frecuencia de la señal óptica de datos y del oscilador local, respectivamente; $x(t) \in \{1, -1\}$ es la señal de datos. La etapa de fotodetección balanceada detecta las señales ópticas provenientes del híbrido de 180°, produciendo una señal eléctrica proporcional al cuadrado de la suma de los campos ópticos. Cuando el lazo opera en la condición de encadenamiento, la señal de error de voltaje $V_E(t)$ está dada por:

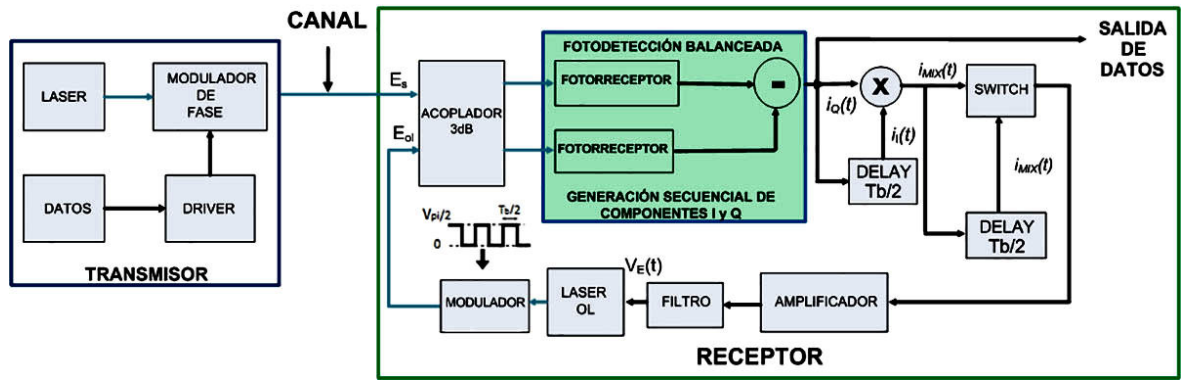


FIGURA 5. Diagrama a bloques de un sistema de comunicaciones ópticas coherentes con lazo de Costas óptico con cuadraturas conmutadas.

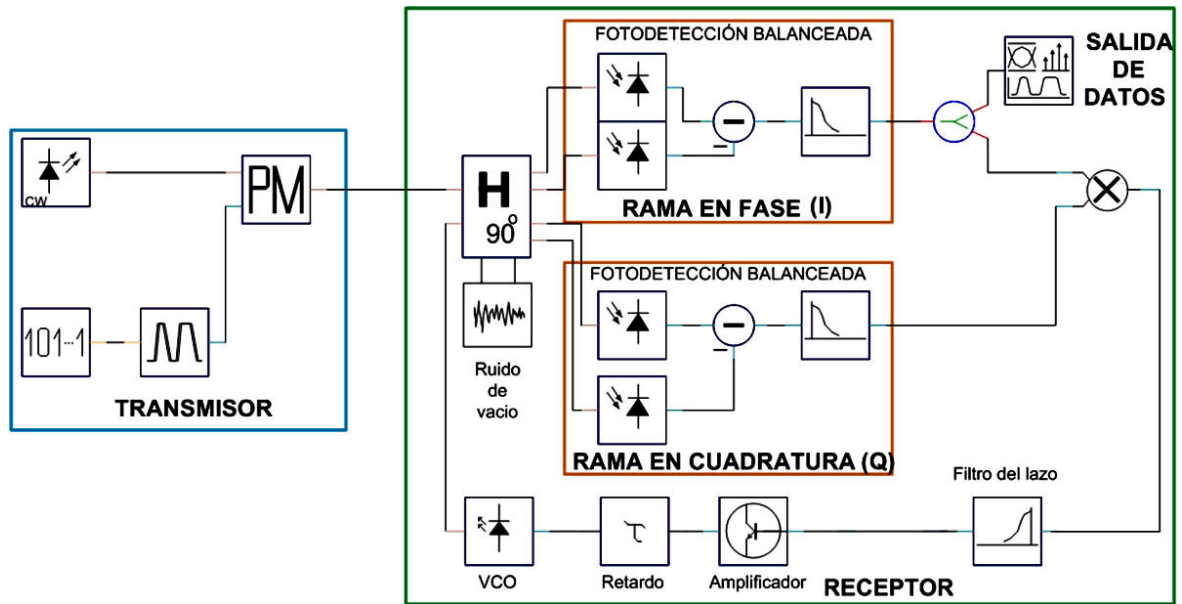


FIGURA 6. Lazo de Costas óptico convencional implementado en VPI Photonics.

$$V_E(t) = \frac{r_L \Re P_H A}{2} \cos(\phi_s(t) - \phi_{SQLO}(t)) \quad (33)$$

donde r_L es la resistencia de carga, $P_H = \sqrt{P_s P_{ol}}$ es la potencia óptica homodina y A es la ganancia del fotorreceptor.

En un lazo de Costas óptico convencional las señales de datos y oscilador local se mezclan en un híbrido de 90°, y se obtienen 4 salidas, cada una con las 2 señales ópticas mezcladas y desfasadas entre ellas 0, 180, 90 y 270 grados respectivamente, que usan para la recuperación de datos y portadora (suprimida) [12]. El lazo de cuadraturas conmutadas no tiene disponibles todos estos desfases; para lograr los desfases de 90 y 270 grados del lazo de Costas de “tiempo real”, se conmuta la fase del oscilador local para obtener una diferencia de fase equivalente a 90°. Así se consiguen las señales de fase y cuadratura secuencialmente en cada periodo de bit. Para suprimir la modulación de datos, se multiplican estas señales obteniendo una señal $V_M(t)$ que se filtra

y se genera la señal error de fase que controla al VCO óptico. Como se mencionó arriba, el lazo de Costas de cuadraturas conmutadas se implementará con varios componentes empleados en el diseño de lazos de Costas óptico convencional, en particular, emplearemos un filtro paso-bajas con las mismas constantes de tiempo, y el multiplicador electrónico y VCO óptico serán los mismos. Sin embargo, aquí se empleará un acoplador óptico de 3 dB (híbrido de 180 grados) en lugar del híbrido de 90 grados y una etapa de fotodetección con el doble de ancho de banda. Se incluye además una etapa de retardo ($T_b/2$) y conmutación (Switch) para que la señal $i_{MIX}(t)$ contenga los valores de fase y cuadratura de cada bit. La clave para una buena operación del lazo con cuadraturas conmutadas es la sincronía de la conmutación de fase óptica de las señales $I - Q$. Así para nuestro caso el valor requerido del retardo para que el desempeño del lazo de Costas con cuadraturas conmutadas sea equivalente al lazo de Costas convencional, debe ser de la mitad de tiempo de bit; como la

TABLA II. BER obtenidos de acuerdo al número de fotones empleados por bit para un lazo de Costas óptico convencional.

Num. Fotones \times Bit	4.88	9.77	19.55	39.1	78.2	156.45
BER Costas	4.92×10^{-2}	1.71×10^{-2}	2.79×10^{-3}	1.59×10^{-4}	2.19×10^{-6}	2.19×10^{-6}

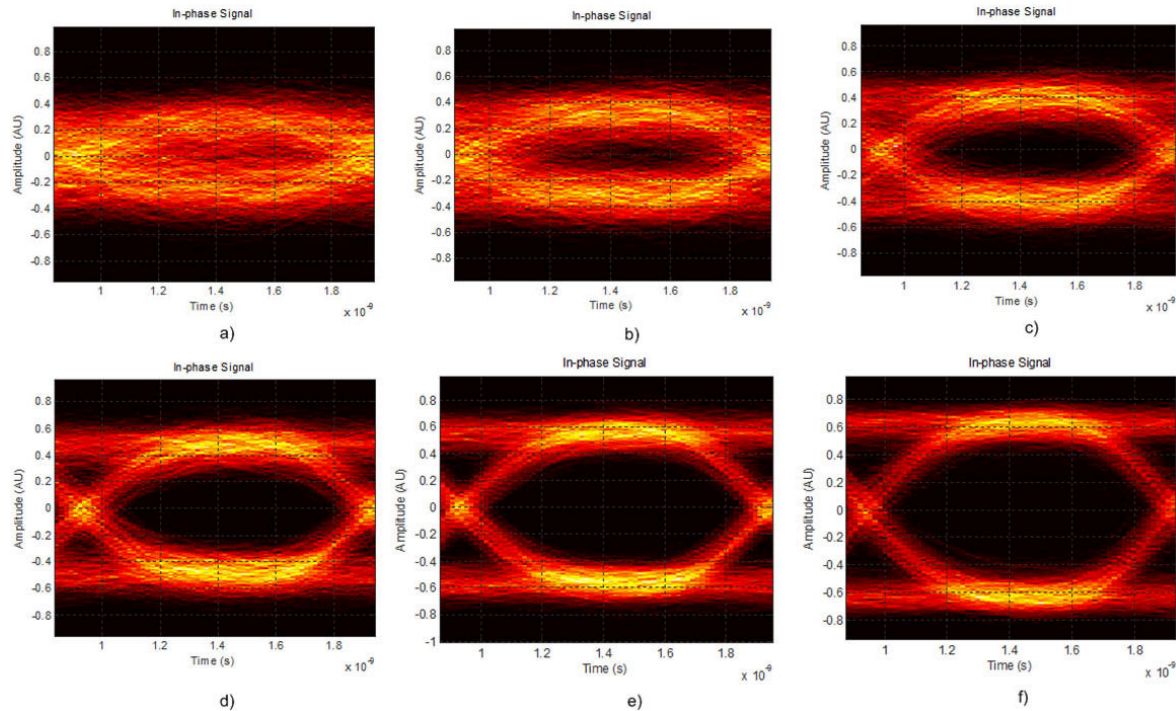


FIGURA 7. Diagramas de ojo para el lazo de Costas convencional simulado en VPI Photonics.

tasa de bit utilizada es de 100 Mbps (período de bit de 10 ns) el retardo entonces debe de ser de 5 ns.

4. Evaluación de desempeño

La implementación y caracterización del desempeño del lazo de Costas convencional y el lazo de cuadraturas conmutadas se realizó empleando un simulador ampliamente utilizado y reconocido por investigadores y tecnólogos alrededor del mundo, el VPI Photonics [17], que es un conjunto de herramientas diseñadas para la evaluación y simulación de sistemas fotónicos, Proporciona resultados de *diagrama de Ojo*, BER, *diagramas de Constelación*, espectros ópticos y eléctricos, comportamiento de fases ópticas y eléctricas, polarización óptica, entre otros análisis. Es posible construir esquemáticamente un enlace completo partiendo de funciones de transferencia reales de dispositivos comerciales, cuenta además con modelos matemáticos para dispositivos fotónicos actuales con los que difícilmente se contaría, para poder integrarlos a un esquema completo de comunicaciones fotónicas y analizarlo en su totalidad etapa por etapa, lo que regularmente no es posible en un sistema real. Es conveniente mencionar que debido a que es un software especializado, su

utilización requiere de un conocimiento previo de la teoría e implementación de sistemas de comunicaciones fotónicas.

A continuación se muestran los diagramas de los lazos simulados y los resultados obtenidos. Es pertinente mencionar que para las simulaciones nos basamos en parámetros de componentes ópticos, electrónicos y optoelectrónicos comerciales, de tal forma que es de esperarse que al implementar físicamente los lazos se podrán obtener resultados muy cercanos a los de la simulación. Además, las simulaciones fueron “calibradas” comparando resultados del laboratorio contra las simulaciones (aunque por limitaciones de espacio no reportaremos estas “calibraciones” en el presente trabajo).

4.1. Simulación del lazo de Costas óptico convencional

En la Fig. 6, se muestra la implementación del lazo de Costas en el simulador VPI Photonics, en la etapa de transmisor se modula la fase de un láser de onda continua para generar una señal BPSK perfecta a una velocidad de 100 Mbps, el ancho de línea del láser es de 5 KHz (como se mencionó arriba corresponde a las características del módulo de Teraxion, ideal para comunicaciones ópticas coherentes) y su potencia de salida se fue variando de 0.0625 nW, 0.125 nW, 0.25 nW,

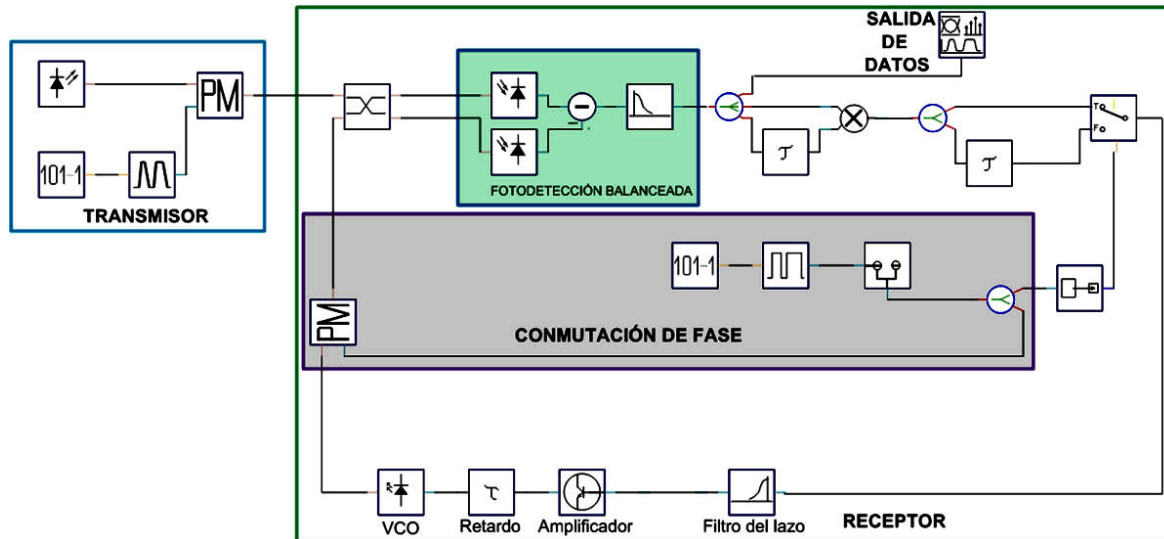


FIGURA 8. Lazo de Costas óptico con cuadraturas conmutadas implementado en VPI Photonics.

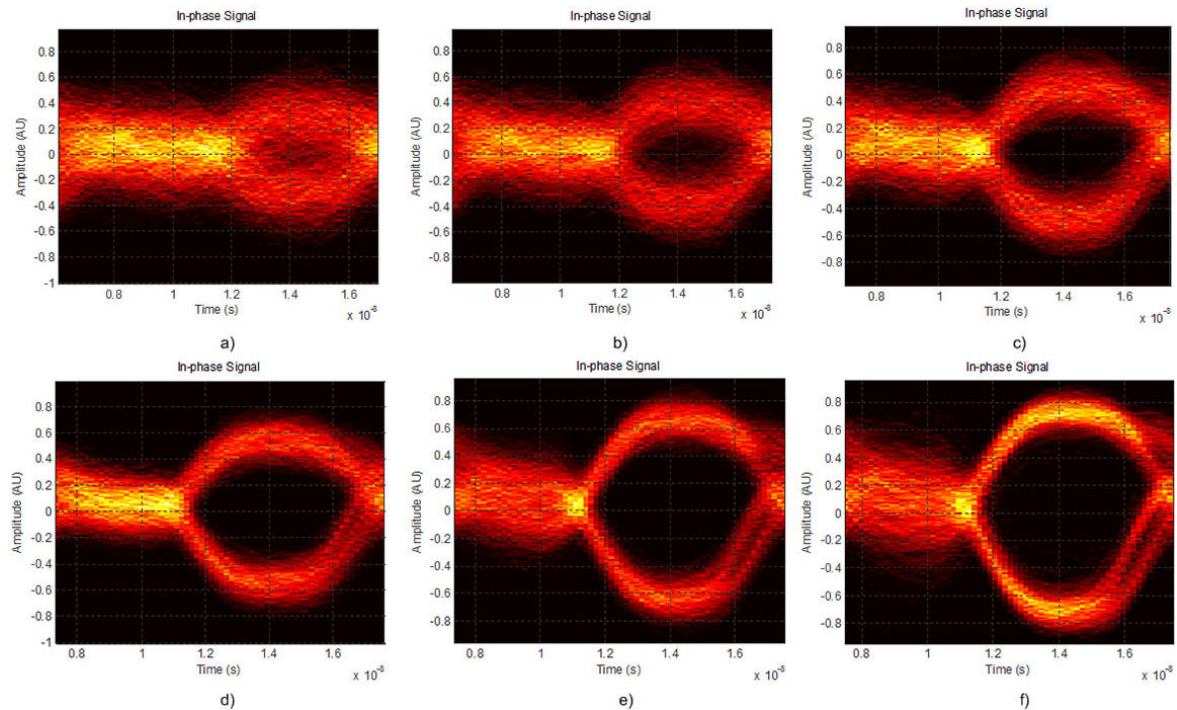


FIGURA 9. Diagramas de ojo obtenidos con el Lazo de Costas óptico con cuadraturas conmutadas simulado en VPI Photonics.

0.5 nW, 1 nW y 2 nW para obtener 4.88, 9.77, 19.55, 39.1, 78.2 y 156.45 fotones por bit respectivamente. La señal modulada se mezcla con la del oscilador local óptico en el híbrido de 90 grados cuyas señales de salida llegan a dos etapas de fotodetección balanceada (con un ancho de banda igual a la velocidad de bit); en esta etapa se generan las componentes en fase y cuadratura, que son multiplicadas para generar la señal de error necesaria que controla al VCO, esta señal de error es filtrada y amplificada antes de ser inyectada al VCO (con ancho de línea de 5 KHz y potencia de salida de 3 mW). Esquemas retroalimentados como los que se utilizan en de-

tección coherente, requieren de un mayor tiempo de cómputo al simularse, ya que los datos se procesan con muestreos de altas velocidades. La cantidad de símbolos por corrida de simulación debe ser lo suficientemente grande para asegurar un resultado estadístico confiable al calcular el BER.

Una medición determinante del desempeño de un sistema de comunicaciones digitales es la tasa de bit erróneo (BER) con esta finalidad obtenemos el denominado diagrama de ojo en nuestras simulaciones, a partir del cual es posible determinar dicho parámetro. En la Fig. 7 se muestran los diagramas de ojo para a) 4.88, b) 9.77, c) 19.55, d) 39.1, e) 78.2 y

TABLA III. BER obtenidos de acuerdo al número de fotones empleados por bit para un lazo de Costas con cuadraturas conmutadas óptico.

Num. Fotones x Bit	4.88	9.77	19.55	39.1	78.2	156.45
BER Conmutado	4.53×10^{-2}	1.57×10^{-2}	2×10^{-3}	7.8×10^{-5}	1.7×10^{-6}	1.88×10^{-6}

f) 156.45 fotones por bit. Los resultados de BER obtenidos los podemos apreciar en la Tabla II, se observa como el BER disminuye conforme aumentamos el número de fotones por bit coincidiendo con la apertura de los ojos en los diagramas de ojo analizados. Para 4.88 fotones por bit se tiene un BER de 4.92×10^{-2} mientras que para 78.2 fotones por bit se tiene un BER de 2.19×10^{-6} y este valor se mantiene una vez que aumentamos de 78.2 a 156.45 fotones por bit.

4.2. Simulación del lazo de Costas óptico con cuadraturas conmutadas

En la Fig. 8, se muestra la implementación de un lazo de Costas óptico con cuadraturas conmutadas en el simulador VPI Photonics, se caracteriza para la misma velocidad de bit (100 Mbps) y potencias ópticas que el lazo de Costas convencional (0.0625 nW, 0.125 nW, 0.25 nW, 0.5 nW, 1 nW y 2 nW). En este caso la señal modulada se mezcla con la del oscilador local en el híbrido de 180 grados en dos mitades de período de bit, en la primera mitad de período de bit se genera la componente en fase y para la segunda mitad de período de bit la componente en cuadratura, posteriormente haciendo uso de un retardo igual a la mitad del período de bit las dos componentes coinciden en el multiplicador para generar la señal de error necesaria para controlar al VCO, posteriormente la señal generada, entra en una etapa de conmutación y retardo donde se selecciona la señal de error que resulta de la multiplicación de las componentes de fase y cuadratura de cada bit, esta conmutación debe sincronizarse con la conmutación de la fase del oscilador local. En el esquema de simulación se utiliza un reloj para dicha sincronización, como se puede observar en la etapa de conmutación de fase (recuadro púrpura), la implementación de una señal conmutada con el doble de frecuencia de la velocidad de bit se consigue usando un reloj con ciclo de trabajo de 50%. Una vez generada la señal de error, ésta es filtrada y amplificada antes de ser inyectada en el VCO. La fase del oscilador local es conmutada entre 0 y 90 grados cada mitad de período de bit para generar las componentes I y Q , esto se logra con un modulador de fase a la salida del oscilador local aplicándole un valor de voltaje adecuado para obtener cambios de fase de 0 y 90 grados.

En la Fig. 9 se muestran los diagramas de ojo obtenidos para a) 4.88, b) 9.77, c) 19.55, d) 39.1, e) 78.2 y f) 156.45 fotones por bit, en la primera mitad de bit en el diagrama de ojo se tiene la componente en Q la cual es cero cuando el lazo se encuentra amarrado y no nos brinda información sobre los datos, mientras que en la segunda mitad de bit en el diagrama de ojo se tiene la componente en fase en la cual obtenemos la recuperación de los datos y es en esta parte donde

procedemos a calcular el BER. Los resultados de la Tabla III muestran como el BER va mejorando conforme utilizamos un mayor número de fotones por bit, para 4.88 fotones por bit se tiene un BER de 4.53×10^{-2} el incremento se mantiene constante hasta llegar a los 78.2 fotones por bit donde el BER es de 1.7×10^{-6} y se observa como este se mantiene aproximadamente en ese nivel una vez que aumentamos a 156.45 fotones por bit donde el BER es de 1.88×10^{-6} .

4.3. Análisis del desempeño de los lazos de Costas convencional y con cuadraturas conmutadas

En la Fig. 10 se observan las curvas obtenidas por simulación del log (BER) calculado en función del número de fotones por bit para el lazo de Costas convencional (línea azul) y el lazo de Costas con cuadraturas conmutadas (línea roja) para 4.88, 9.77, 19.55, 39.1, 78.2 y 156.45 fotones por bit. Se aprecia claramente cómo el BER disminuye conforme se incrementa la potencia de la señal modulada esto debido a que la relación señal a ruido se va incrementando, la disminución en el valor del BER es un indicativo de mejora del mismo.

En la gráfica anterior se aprecia que el desempeño del lazo de Costas con cuadraturas conmutadas óptico con respecto al lazo de Costas óptico convencional es mejor aunque marginalmente; en cualquier caso podrían considerarse equivalentes lo que nos indica que la implementación del Lazo de Costas con cuadraturas puede sustituir a un lazo de Costas de tiempo real si es conveniente para nuestra aplicación.

5. Conclusiones

En el presente trabajo se presentan tres estructuras básicas empleadas en sistemas de comunicaciones ópticas coherentes con modulación binaria de la fase de una portadora óptica. En primer lugar se presenta el OPLL, el cual es la estructura que puede servir como base para el diseño y la implementación de los lazos de Costas convencional y con cuadraturas conmutadas. El OPLL presenta, sin embargo, el inconveniente de requerir portadora residual para un correcto funcionamiento, resultando en un desperdicio de energía (prohibitivo en comunicaciones cuánticas). Por otra parte aunque el lazo de Costas no requiere una portadora residual, su implementación requiere un híbrido óptico de 90 grados para la combinación de señal de datos y oscilador local. Este dispositivo tiene un costo mayor que el de un acoplador de 3 dB utilizado comúnmente en los sistemas de comunicaciones ópticas. Además el lazo de Costas convencional necesita dos etapas de fotodetección balanceada para procesar las señales I y Q a la salida del híbrido óptico de 90 grados.

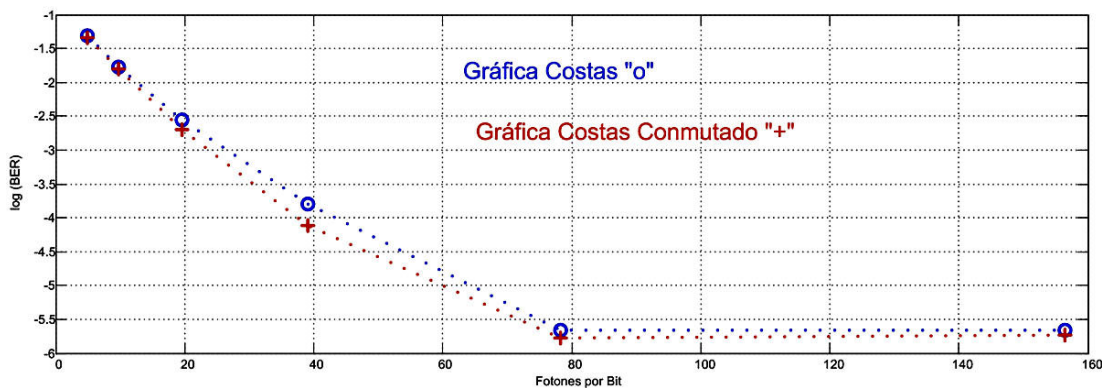


FIGURA 10. Gráfica del log (BER) calculado para el lazo de Costas convencional en función del número de fotones transmitidos por bit (línea azul) y Gráfica del log (BER) calculado para el lazo de Costas con cuadraturas conmutadas en función del número de fotones transmitidos por bit (línea roja).

En contraste, el lazo de Costas de cuadraturas conmutadas no necesita utilizar dos etapas de fotodetección balanceada para generar las señales I y Q (pues hace uso de la técnica de conmutación); la clave para que el funcionamiento de este lazo sea equivalente al del lazo de Costas Convencional es la correcta sincronización en el instante de conmutación de los componentes de fase y cuadratura. El hecho de utilizar un acoplador de 3 dB en lugar de un híbrido de 90 grados implica que la potencia de la señal de datos se aprovecha de manera más eficiente pues se divide en dos puertos de salida en lugar de cuatro (punto clave a la hora de su empleo en comunicaciones cuánticas). El empleo de una sola etapa de fotodetección balanceada redundante en una implementación menos costosa que la del lazo de Costas convencional además de eliminar las contribuciones del ruido ocasionado por las fluctuaciones del vacío.

Es conveniente recordar que para evaluar el desempeño y la factibilidad de implementación experimental de cada uno de los lazos optoelectrónicos (lazo de Costas y lazo de Costas con cuadraturas conmutadas) se desarrolló una plataforma de simulación ad-hoc en VPI con las siguientes características; si se incrementa la velocidad de bit la exigencia de los componentes electrónicos en la implementación física del lazo de Costas con cuadraturas conmutadas resulta mayor, por ejemplo el ancho de banda de los fotodetectores aumenta al doble debido a la conmutación, además las líneas de retardo disminuyen y el conmutador para la selección de la señal de error debe de ser más rápido, es por esto que contar con una plataforma de simulación que nos permita aumentar velocidades y adecuar las nuevas exigencias a los componentes electrónicos de manera rápida resulta útil y económico.

De los resultados obtenidos mediante simulación, se puede apreciar que el lazo de Costas convencional y el lazo de Costas con cuadraturas conmutadas tienen un desempeño similar en BER siendo marginalmente mejor el LCCC. Es justo mencionar que la velocidad de bit empleada en nuestras simulaciones es muy baja en comparación con las tasas de bit que se manejan en la actualidad (y para aplicaciones futuras) en los sistemas WDM clásicos que emplean recepción óptica

coherente (decenas y hasta centenas de Gbps); sin embargo, se consideramos aplicaciones tales como la distribución de llave cuántica normalmente se manejan tasas de las decenas de Mbps e incluso Kbps, además en enlaces satelitales empleando estados coherentes débiles con difusión de fase óptica la velocidad de bit está comprometida con la longitud del enlace lo que puede conducir a velocidades máximas de decenas de Mbps para números muy bajos de fotones por bit. En este contexto, se justifica el empleo de un lazo de Costas de cuadraturas conmutadas en un enlace empleando modulación BPSK perfecta de estados coherentes débiles con difusión de fase (ruido de fase de los campos ópticos) ya que el lazo de Costas conmutado tiene mejor desempeño (aunque marginal) que el lazo convencional para número bajo de fotones por bit y tasas de bit relativamente bajas donde el ancho de banda de los fotodetectores balanceados (el doble de los empleados en el lazo de Costas convencional) no resulte prohibitivo. Es pertinente mencionar que para recuperar la información utilizando modulación de intensidad de un campo óptico con bajo número de fotones por bit podría emplearse también un detector de fotón único (dispositivos caros y de ancho de banda limitado) sin embargo en comunicaciones cuánticas coherentes es indispensable el uso de un receptor coherente (OPLL, lazo de Costas convencional o conmutado, etc..) el cual tiene la ventaja adicional de proveer una amplificación coherente que rechazará el ruido fuera de la banda lo que permite acercarse al límite cuántico, requisito altamente deseable en todos los sistemas de comunicación óptica (con detección directa o coherente, clásicos o cuánticos) pero muy difícil de lograr en sistemas prácticos.

Apéndice

A. Modulación de la fase óptica

Cuando se emplea modulación digital de fase óptica (BPSK, por sus siglas en inglés, Binary Phase Shift Keying) la información es transportada en la fase de la portadora óptica (Fig. A.1). Esta modulación con cambio relativo en fase de π radianes suele denominarse perfecta, y equivale a un cam-

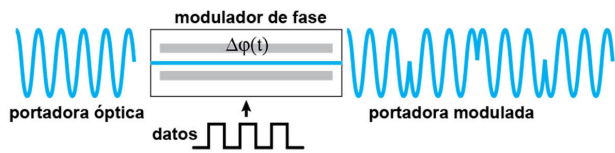


FIGURA A.1. Modulación BPSK de una señal óptica.

bio de signo en la portadora y la representación matemática para los dos estados de la señal BPSK es (ver Fig. A.1):

$$S_1(t) = \cos(\omega_c t) \quad 0 < t < T \quad (\text{A.1})$$

$$S_2(t) = -\cos(\omega_c t) \quad 0 < t < T \quad (\text{A.2})$$

La modulación óptica se realiza con una celda Pockels (coeficiente electroóptico lineal) que modifica la fase relativa de la onda incidente en función de un voltaje de entrada V (Fig. A.2.a), [22]. La expresión que determina la modulación de la portadora óptica está en función del voltaje al cual se logra un cambio de fase de π radianes (V_π), $\varphi = \varphi_0 - \pi(V/V_\pi)$.

Una forma alternativa de representar una señal modulada es en forma fasorial, así usando notación compleja para la portadora senoidal, se tiene:

$$e^{j\omega_0 t} = \cos(\omega_0 t) + j \text{sen}(\omega_0 t) \quad (\text{A.3})$$

en esta expresión hay dos componentes en cuadratura (Fig. A.2.b), la componente en fase real (I) y la componente en cuadratura imaginaria (Q). En la Fig. A.3.a se muestra la representación fasorial de la señal modulada en fase binaria (BPSK “perfecta”) descrita por las Ecs. (A.1) y (A.2). Por otro lado, el espectro (Fig. A.3.b) de una señal BPSK “perfecta” (aleatoria) viene dado por [23]:

$$G_x(f) = \frac{A_c^2 T_b}{2} \text{sen}^2[\pi T_b(f_c - f)] \quad (\text{A.4})$$

donde A_c es la amplitud de la señal modulada, T_b es la duración de bit de la señal moduladora y f es la frecuencia portadora (en comunicaciones ópticas es del orden de los Tera-Hertz). Como no existe una componente discreta la frecuencia de la portadora f_c (Fig. A.3.b), se dice que es modulación con portadora suprimida. Cuando el desfaseamiento entre los estados de la señal BPSK (ángulo θ) es diferente a π radianes se tiene una modulación BPSK “imperfecta”. Se denomina así por la no supresión total de la portadora; en este caso aparece una componente discreta a la frecuencia de la portadora conocida como portadora residual. La representación fasorial de la señal BPSK imperfecta se muestra en la Fig. A.4.a, así como el espectro de la señal modulada en la Fig. A.4.b donde se observa la presencia de la portadora residual.

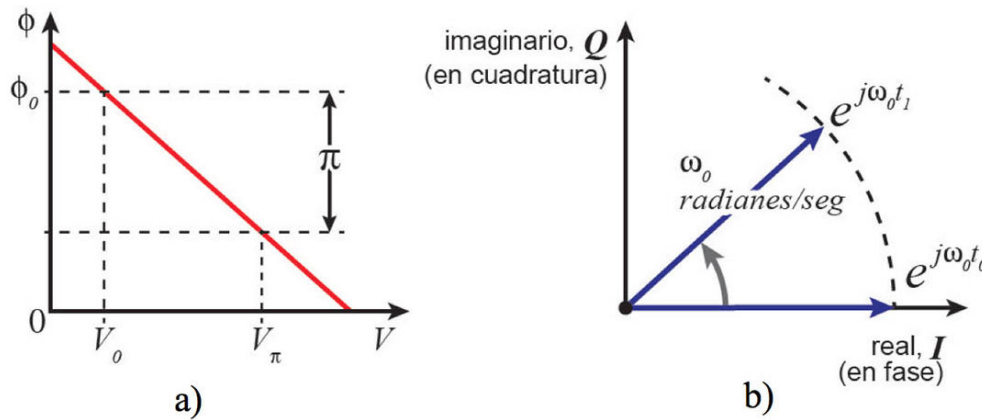


FIGURA A.2. a) Modulación en una celda Pockels, b) representación fasorial.

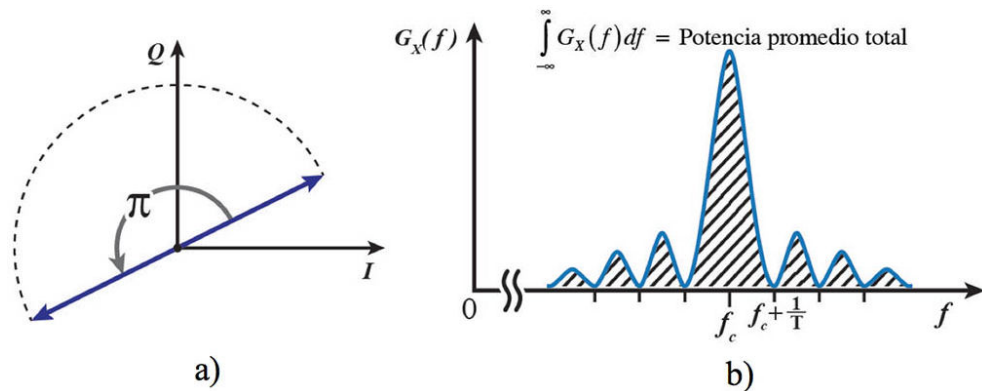


FIGURA A.3. a) Representación fasorial de una señal BPSK “perfecta”, b) densidad espectral de potencia para BPSK “perfecta” (con $\theta = \pi$ radianes).

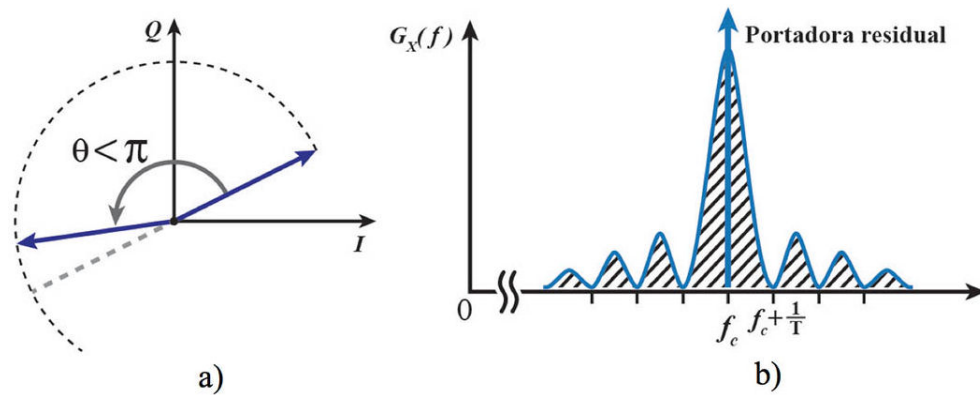


FIGURA A.4. a) Representación fasorial de una señal BPSK imperfecta, b) densidad espectral de potencia de una señal BPSK con portadora residual.

1. J.C. Rasmusen, *Fuj. Sci. Tech. J.* **46** (2010) 63.
2. Le Nguyen Binh, *Digital Processing: Optical Transmission and Coherent Receiving Techniques*, 1st ed. (CRC Press, Boca Raton, FL, 2013), pp. 483.
3. L. Kazovsky, A.E. Willner, S. Benedetto, *Optical Fiber Communication Systems*, 1st ed. (Artech House Optoelectronics Library, Norwood, MA, 1996), pp. 565.
4. Masataka Nakazawa, Kazuro Kikuchi, Tetsuya Miyazaki, *High Spectral Density Optical Communication Technologies*, 1st ed. (Springer, USA, 2010), pp.338.
5. A. Arvizu-Mondragón, *et al.*, *J. appl. res. Technol.* **9** (2011) 443.
6. N. Reinhold, *IEEE Photon. Technol. Lett.* **17** (2005) 887.
7. B.I. Erkmen, *et al.*, Workshop Report CalTech, June 25-29 (2012) 136.
8. Silicon Geiger Mode Avalanche Photodiode, *Laser Components*, datasheet, march (2013).
9. F.E. Becerra, J. Fan, G. Baumgartner, J. Goldhar, J.T. Kosloski, and A. Migdall, *Nature Photonics*, **7** (2013) 147.
10. Li. Guifang, *Adv. Opt. Photon.* **1** (2009) 279.
11. P. Gallion, F. Mendieta, and Sh. Jiang, *Progress in Optics* Volume 52, 1st ed. (Elsevier, Hungary, 2009), pp. 149-259.
12. Q. Xu, A. Arvizu Mondragon, P. Gallion and F.J. Mendieta Jimenez, *IEEE J. Select. Topics Quantum Electron.* **15** (2009) 1581.
13. N. Cvijetic, *et al.*, *J. Lightw. Technol.* **28** (2010) 1218.
14. D.J. Richardson, J.M. Fini, and L.E. Nelson, *Nature Photonics.* **7** (2013) 354.
15. J.A. López Leyva, A. Arvizu Mondragon, E. García Cárdenas, F.J. Mendieta Jimenez, E. Alvarez Guzmán and P. Gallion. *Opt. Eng.* **51** (2012) 105002-1.
16. Gardner, M. Floyd *Phase lock techniques*, 3rd edition. (John Wiley & Sons, Palo Alto, California, 2005), pp.425.
17. Citations of VPItransmissionMakerTM / VPIcomponentMakerTM (lists more than 1000 publications in technical journals and conferences at 31 december 2013), http://www.vpiphotonics.com/Services/Downloads/DownloadArea/Files/VPIphotoni cs_Citations.pdf
18. A. Blanchard *Phase locked loops, application to coherent receiver design*, 1st ed. (John Wiley and sons, USA, 1976), pp. 255-266.
19. A. Canagasabey, A. Michie, J. Canning, J. Holdsworth, S. Fleming, Hsiao-Chuan Wang and M. L. Åslund, *Sensors* **11** (2011) 9233-9241.
20. G.M. Sthephan, T.T. Tam, S. Blin, P. Besnard, and M. Têtu, *Phys. Rev. A* **71** (2005) 043809.
21. Teraxion homepage, 6 de abril 2015. <http://www.teraxion.com/en/ps-nll>.
22. E.A. Bahaa Saleh, Malvin Carl Teich, *Fundamentals of Photonics*, 2nd ed. (John Wiley & Sons, Palo Alto, California, 1994), pp. 748-800.
23. J. Spilker, *Digital Communications by satellite*, 1st ed. (Prentice-Hall, USA, 1977), pp. 298-299.