



Universidad Autónoma de Baja California
Facultad de ingeniería, Arquitectura y Diseño



*Recepción óptima con conmutación de cuadraturas para
modulación binaria perfecta de fase óptica*

TESIS

que para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para
obtener el grado de

DOCTOR EN CIENCIAS

PRESENTA

José Luis León Luna

Ensenada, Baja California, Agosto 2016

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE BAJA CALIFORNIA

FACULTAD DE INGENIERÍA, ARQUITECTURA Y DISEÑO
UNIDAD ENSENADA

*Recepción óptima con conmutación de cuadraturas para
modulación binaria perfecta de fase óptica.*

TESIS

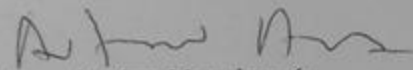
Que para obtener el grado de doctor en ciencias presenta:

José Luis León Luna

Aprobada por:



Dr. Juan de Dios Sánchez López
Director de tesis



Dr. Arturo Arvizu Mondragón
Miembro del comité



Dr. Miguel Enrique Martínez Rosas
Miembro del comité



Dr. Juan Iván Nieto Hipólito
Miembro del comité



Dra. Mabel Vazquez Briseño
Miembro del comité

Ensenada Baja California, México. Agosto 2016

Índice general

1.- Introducción.....	1
1.1.- Justificación.....	3
1.2.- Preguntas de investigación.....	4
1.3.- Hipótesis.....	5
1.4.- Metodología de investigación.....	5
1.5.- Objetivo general.....	6
1.5.1.- Objetivos específicos.....	6
1.6.- Secuencia de documento.....	6
2.- Sistemas de comunicaciones ópticas.....	7
2.1.- Introducción.....	7
2.2.- Comunicaciones ópticas.....	9
2.3.- Componentes básicos de un sistema de comunicaciones ópticas.....	11
2.3.1.- Transmisores.....	11
2.3.2.- Canal.....	15
2.3.3.- Receptores.....	23
2.3.3.1.- Fotodetector.....	23
2.4.- Modulación.....	29
2.4.1.- Modulación por corrimiento de amplitud ASK.....	29
2.4.2.- Modulación por corrimiento de fase PSK.....	30
2.4.3.- Modulación por corrimiento de frecuencia FSK.....	31
2.4.4.- Moduladores.....	32
2.5.- Amplificadores.....	35
2.6.- Sistema de comunicaciones ópticas con modulación en intensidad y detección directa IMDD.....	36
2.7.- Híbridos ópticos.....	38
2.8.- Detección balanceada.....	40
2.9.- Sistema de comunicaciones ópticas coherentes.....	42
2.10.- Diagrama de ojo.....	44
3.- Lazos de sincronización de fase.....	48
3.1.- Introducción.....	48
3.2.- Lazo de amarre de fase (PLL).....	51
3.3.- Lazo de amarre de fase óptico (OPLL).....	53
3.4.- Lazo de Costas óptico convencional.....	59

3.5.- Lazo de Costas con cuadraturas conmutadas óptico.	65
4.- Simulación de los lazos de sincronización de fase óptica.	74
4.1.- Simulación del lazo de Costas óptico convencional.....	74
4.2.- Simulación del lazo de Costas con cuadraturas conmutadas óptico.....	77
5.- Etapa Experimental.....	81
5.1.- Equipo y características.	89
6.- Resultados.....	93
6.1.- Resultados de simulación.	93
6.2.- Resultados de etapa experimental.....	97
7.- Conclusiones generales.....	109
7.1.- Conclusiones.....	109
7.2.- Contribuciones.....	112
7.3.- Trabajo a futuro.	113
Bibliografía.	115

Índice de figuras

Figura 1. Diagrama a bloques de un sistema de comunicaciones ópticas genérico.	9
Figura 2. Componentes del transmisor óptico.	10
Figura 3. Componentes del receptor óptico.	11
Figura 4. Diodo emisor de superficie (izquierda) y diodo de emisión lateral (derecha).	13
Figura 5. Comportamiento cualitativo del espectro de potencia de ruido en frecuencia del Laser.	14
Figura 6. Los tres principales tipos de fibra.	19
Figura 7. Esquema de un fotodiodo pin (izquierda) y esquema de un fotodiodo APD (derecha).	28
Figura 8. Modulación por corrimiento de amplitud ASK (caso específico OOK).	29
Figura 9. Modulación por corrimiento de fase PSK (caso específico BPSK).	30
Figura 10. Modulación por corrimiento de frecuencia FSK.	31
Figura 11. Modulación directa.	32
Figura 12. Modulación externa.	33
Figura 13. Modulador externo utilizando un interferómetro Mach-Zender.	34
Figura 14. Esquema de un sistema de comunicaciones ópticas IMDD.	37
Figura 15. Híbrido óptico.	39
Figura 16. Detección óptica balanceada.	41
Figura 17. Sistema de comunicaciones ópticas con detección coherente.	44
Figura 18. Superposición de bits para formar el diagrama de ojo.	45
Figura 19. Características del diagrama de ojo.	46
Figura 20. Representación fasorial de una señal BPSK imperfecta (izquierda). Densidad espectral de potencia de una señal BPSK con portadora residual (derecha).	49
Figura 21. Representación fasorial de una señal BPSK “perfecta” (izquierda). Densidad espectral de potencia para BPSK “perfecta” (derecha).	49
Figura 22. Señal de datos recuperados en una modulación perfecta.	50
Figura 23. Señal de datos recuperados en una modulación con portadora residual.	50
Figura 24. Diagrama a bloques de un PLL eléctrico.	51
Figura 25. Diagrama a bloques de un sistema de comunicaciones ópticas coherentes incluyendo un OPLL en la etapa de recepción.	54
Figura 26. Campo óptico modulado BPSK a la entrada y salida de acoplador óptico para modulación perfecta ((a), (b)) e imperfecta ((c) y (d)).	55
Figura 27. Diagrama a bloques de un Lazo de costas convencional.	60
Figura 28. 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.	64
Figura 29. Diagrama a bloques del lazo de Costas con cuadraturas conmutadas.	65
Figura 30. Diagrama a bloques de un sistema de comunicaciones ópticas coherentes con lazo de Costas óptico con cuadraturas conmutadas.	66
Figura 31. Cuadraturas en un periodo de bit.	67
Figura 32. Esquema ilustrativo de la conmutación de cuadraturas.	70
Figura 33. Lazo de Costas óptico convencional implementado en VPI Photonics.	76
Figura 34. Diagramas de ojo para el lazo de Costas convencional simulado en VPI Photonics.	77
Figura 35. Lazo de Costas óptico con cuadraturas conmutadas implementado en VPI Photonics.	78

Figura 36. Diagramas de ojo obtenidos con el Lazo de Costas óptico con cuadraturas conmutadas simulado en VPI Photonics.....	79
Figura 37. . 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.	81
Figura 38. Esquema del transmisor utilizado en la elaboración del Lazo de Costas óptico y del PLL óptico.	86
Figura 39. Esquema del receptor utilizado en la elaboración del Lazo de Costas óptico.....	87
Figura 40. Esquema del receptor utilizado en la elaboración del PLL óptico.	88
Figura 41. Láser Teraxion PS-NLL.....	89
Figura 42. Modulador de fase óptica LN53S-FC.	89
Figura 43. Analizador de transmisión digital HP 3784A.	90
Figura 44. Driver JDS Uniphase modelo H301.	91
Figura 45. Híbrido óptico de 90 grados Kylaia.....	91
Figura 46. Multiplicador ADL5391.	92
Figura 47. 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 LCCC en función del número de fotones transmitidos por bit (línea roja).....	94
Figura 48. Lazo de Costas con cuadraturas conmutadas óptico (de doble retardo).	94
Figura 49. Diagrama de ojo del lazo de Costas con cuadraturas conmutadas considerando las dos etapas de retardo.....	95
Figura 50. Lazo de Costas óptico de cuadraturas conmutadas con retardo simple.	96
Figura 51. Diagrama de ojo del lazo de Costas con cuadraturas conmutadas considerando solo una etapa de retardo.	96
Figura 52. Analizador de espectros y osciloscopio observando la señal que retroalimenta al VCO.	97
Figura 53. Señal de error antes de ser retroalimentada al VCO.	98
Figura 54. Señal de error después de ser retroalimentada al VCO.....	99
Figura 55. Señal de datos 20 Mbps en banda base.....	100
Figura 56. Señal de error, señal de datos a 20 Mbps y espectro en frecuencia de los datos.	101
Figura 57. Señal de frecuencia intermedia para el lazo de Costas óptico.....	102
Figura 58. Señal de frecuencia intermedia para el lazo de Costas óptico vista en el analizador de espectros (arriba) y osciloscopio (abajo) respectivamente.	103
Figura 59. Señal de error retroalimentada al VCO.	104
Figura 60. Datos a 20Mbps en banda base en el lazo de Costas óptico.....	105
Figura 61. Enlace FSO UABC-CICESE FSO a 500 metros de longitud.	106
Figura 62. Esquema transmisor en UABC.	107
Figura 63. Localización de la señal utilizando un láser verde.	107
Figura 64. Estación receptora (CICESE) utilizando un telescopio de gran apertura.	108

Índice de tablas

Tabla 1. Comparación entre las ventajas y desventajas entre los LEDs y los diodos láser.	12
Tabla 2. Ventanas de transmisión de la fibra óptica.	23
Tabla 3. Comparación entre distintos detectores ópticos para un BER de 10^{-9}	47
Tabla 4. BER obtenidos de acuerdo al número de fotones empleados por bit para un lazo de Costas óptico convencional.	76
Tabla 5. BER obtenidos de acuerdo al número de fotones empleados por bit para un lazo de Costas con cuadraturas conmutadas óptico.	80
Tabla 6. Parámetros requeridos para la implementación del lazo de Costas.	84
Tabla 7. Valores calculados para el diseño del filtro de lazo.	85
Tabla 8. Características técnicas del láser PS-NLL.	89
Tabla 9. Características técnicas del modulador de fase LN53S-FC.	90
Tabla 10. Características técnicas del analizador de transmisión digital HP3784A.	90
Tabla 11. Características técnicas del driver JDS Uniphase modelo H301.	91
Tabla 12. Características técnicas del híbrido de 90 grados Kyria COH.	92
Tabla 13. Características técnicas del multiplicador ADL5391.	92

Dedicatoria

Con mucho amor para mi madre Emilia Luna Tova y para mi padre José Inocencio León Zumaya, también con mucho cariño y amor dedico este trabajo a mis abuelos Vicente León García y María Esther Zumaya González, quienes ante la pérdida de mi madre y la enfermedad de mi padre, supieron sacarme adelante dándome crianza y educación con muchos sacrificios.

*Dedicatoria especial para mi hijo Luis Emilio León Mendoza y mi esposa Adriana Mendoza Muñoz, son mi razón de vida y quienes me inspiran a seguir adelante para lograr nuevas metas.
Los amo.....*

A toda mi familia que siempre me apoya.....

Agradecimientos

Quiero agradecer al Dr. Juan de Dios Sánchez López por sus consejos y apoyo durante este periodo de mi vida y por haberme brindado la confianza de ser su primer alumno de doctorado. Agradezco a mis sínodos los doctores Miguel Enrique Martínez Rosas y el Dr. Juan Iván Nieto Hipólito, así como a la Dra. Mabel Vázquez Briseño, por sus consejos y recomendaciones que enriquecieron este trabajo.

Agradezco de manera especial al Dr. Arturo Arvizu Mondragón codirector de esta tesis, por el apoyo brindado a lo largo de este proyecto, por sus consejos y amistad, así como por habernos abierto las puertas de laboratorio de comunicaciones fotónicas en CICESE, lugar donde se llevo a cabo este proyecto. Agradezco también al Dr. Joel Santos por el apoyo brindado en este proyecto, por su amistad y sus puntos de vista que ayudaron a mejorar este trabajo de tesis. A los compañeros de laboratorio Ramon Muraoka y Aldo Perez por su amistad. A mis compañeros Fausto Abundiz y Miguel Murillo con quienes comencé esta aventura llamada doctorado.

Agradezco a la Facultad de Ingeniería Arquitectura y Diseño UABC-Ensenada y su director el Dr. Juan Iván Nieto Hipólito por los recursos invertidos en este trabajo, así como al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (Conacyt), sin el cual la realización de este proyecto no se hubiera logrado.

Capítulo I

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 más utilizados en el ámbito 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 (multicanalización por división de longitud de onda) empleando amplificadores de fibra óptica dopada con Erblio (EDFA's) [Ramussen, 2010]. 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, por lo que se requieren receptores ópticos coherentes (analógicos o digitales basados en técnicas de procesamiento digital de señales (DSP) de alta velocidad) [Le Nguyen, 2014].

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 [Le Nguyen, 2014] la que puede llevarse a cabo usando lazos retroalimentados (PLL óptico, lazo de Costas o lazo de Costas con cuadraturas conmutadas) en el dominio óptico-eléctrico (analógicos [kazovsky, 1996] o basados en DSP [Nakazawa, 2010]), en “tiempo real” o con fase conmutada [Arvizu, 2011]. 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 [Reinhold, 2005].

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 [Erkmen, 2012]. Este tipo de sistemas, por su naturaleza de operación (bajo número 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 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 [Becerra, 2013]. 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 [Guifang Li, 2009] aunque puede introducir ruido adicional debido a las fluctuaciones del vacío [Gallion, 2009]; 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 [Xu, 2009].

1.1.- Justificación.

Los sistemas de comunicaciones ópticos coherentes utilizan para la recuperación de datos, lazos de sincronización en fase como: el PLL óptico y el lazo de Costas óptico, sin embargo existen algunos inconvenientes con estas estructuras por ejemplo el PLL óptico utiliza una modulación imperfecta es decir una modulación con portadora residual para funcionar de manera correcta, esta portadora residual provoca una penalización en la energía de los datos afectando directamente la tasa de error de bit, además en sistemas que utilizan bajo número de fotones (por ejemplo: comunicaciones óptica espaciales y distribución de llave cuántica) este desperdicio de energía resulta prohibitivo. Por su parte el lazo de Costas óptico no utiliza una portadora residual para funcionar de forma correcta, pero utiliza un híbrido de 90 grados, el cual es un elemento más caro que el híbrido de 180 grados utilizado en el PLL óptico, y muchas veces más complejo de utilizar, el híbrido de 90 grados tiene cuatro puertos de salida en lugar de 2, por lo que utiliza dos etapas de fotodetección balanceada en lugar de una como el PLL óptico lo cual también lo hace más caro, estos 4 puertos de salida implican que la energía se divida en 4 en lugar de 2 como en el híbrido de 180, por lo que para sistemas de comunicaciones ópticas con bajo número de fotones representa también un desperdicio de energía.

En este trabajo se presenta el lazo de Costas óptico con cuadraturas conmutadas, como solución a los inconvenientes mencionados anteriormente, ya que este esquema utiliza una estructura similar a la del PLL óptico usando un híbrido de 180 grados y por consiguiente una sola etapa de fotodetección balanceada, evitando el uso del híbrido de 90 grados, además esta estructura no hace uso de una modulación imperfecta por lo que el desperdicio de energía debido a la portadora residual no se encuentra presente, utilizando de forma más eficiente la energía en la señal de datos.

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 [Cvijetic, 2010]. 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 [Le Nguyen, 2014]. 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; el uso de este tipo de lazos es muy conveniente cuando se emplea modulación BPSK perfecta de estados coherentes débiles con fase difundida [Leyva, 2012].

Con el desarrollo de este trabajo de tesis es factible reducir los costos en los receptores ópticos coherentes lo que redundará en un beneficio directo para los desarrolladores de este tipo de sistemas.

1.2.- Preguntas de investigación.

¿Funcionará de igual forma el lazo de Costas con cuadraturas conmutadas óptico al lazo de Costas óptico convencional?

¿Cuál será el efecto de la conmutación de cuadraturas sobre la demodulación de los datos de una señal BPSK?

¿Tendrá el mismo rendimiento el lazo de Costas con cuadraturas conmutadas óptico al lazo de Costas en igualdad de circunstancias?

¿Existirán estructuras equivalentes al lazo de Costas óptico cuya su implementación resulte más barata?

1.3.- Hipótesis.

El lazo de Costas con cuadraturas conmutadas óptico puede ser equivalente o superior en rendimiento bajo igualdad de circunstancias a un lazo de Costas óptico convencional.

1.4.- Metodología de investigación.

La metodología utilizada para la comprobación de la hipótesis, se puede apreciar en el siguiente cuadro sinóptico, en primera instancia se consultaron fuentes bibliográficas relacionadas con el tema que incluyen artículos científicos y tesis, después se analizaron matemáticamente el desempeño de cada una de las estructuras de sincronización de fase utilizadas en este trabajo. Para llegar a la solución del problema planteado, se utilizó la herramienta VPI Photonics el cual es una herramienta de simulación para sistemas de comunicaciones ópticas muy poderoso y muy utilizado en el desarrollo de este tipo de estructuras, también se implementaron en laboratorio los distintos lazos de sincronización aquí mencionados como parte de la solución del problema.



Cuadro sinóptico de la metodología de investigación.

1.5.- Objetivo general.

Desarrollo de un sistema de recepción para modulación de fase óptica perfecta basado en el principio de conmutación de cuadraturas.

1.5.1.- Objetivos específicos.

- Obtención del modelo del receptor con cuadraturas conmutadas.
- Diseño de la estructura propuesta, así como de un OPLL y de un lazo de Costas óptico convencional para potencias ópticas clásicas y cuánticas.
- Evaluación y comparación de desempeño de las estructuras mencionadas mediante simulación.

1.6.- Secuencia de documento.

Este trabajo de tesis consta de 7 capítulos, en el capítulo primero se aborda la introducción, justificación y objetivos del presente trabajo, en el capítulo segundo se describen los conceptos generales necesarios para comprender el tema de tesis, en el capítulo tercero se realiza la descripción de los lazos de amarre de fase implementados en este trabajo, en el capítulo cuarto se presenta la simulación de los esquemas implementados utilizando para ello el software VPI Photonics, en el capítulo quinto se tiene la etapa experimental de los esquemas, en el capítulo sexto se presentan los resultados del trabajo y en el capítulo séptimo se presentan las conclusiones obtenidas mediante elaboración de este trabajo de tesis.

Capítulo II

2.- Sistemas de comunicaciones ópticas.

En este capítulo se describen las etapas principales de un sistema de comunicaciones ópticas y se explican conceptos generales relacionados a dichos sistemas, necesarios para el entendimiento de este trabajo de tesis.

2.1.- Introducción.

Durante la segunda mitad del siglo XX, varias innovaciones tecnológicas han influenciado de forma fundamental la estructura de nuestra sociedad. Algunas de estas tecnologías son la bomba atómica, los transistores, las computadoras, los circuitos integrados de semiconductor, la robótica y las comunicaciones de fibra óptica.

La influencia fundamental de las comunicación de fibra óptica se puede visualizar comparando nuestra vida hace dos décadas con nuestro presente. La comunicación diaria en el pasado dependía de cartas, teléfonos y facsímiles, en contraste al presente donde se tiene una fuerte dependencia sobre el correo electrónico con archivos adjuntos, los cuales pueden viajar a cualquier parte del mundo de manera instantánea. La interconexión global modificó naturalmente la estructura fundamental de la economía mundial a una unidad real. Las empresas de diferentes países se convierten en nuestros colaboradores o en nuestra competencia de forma muy sencilla. Las noticias alrededor del mundo se propagan de forma inmediata influenciando nuestra vida diaria [Nakazawa, 2010].

Los avances en los sistemas de comunicaciones ópticas de las últimas dos décadas se han logrado gracias a avances tecnológicos clave, tales como, el amplificador de fibra dopada con erbio (EDFA), la multiplexión por división de longitud de onda (WDM), manejo y compensación de la dispersión cromática, manejo de las no linealidades de la fibra óptica, además, avances en los formatos de modulación han llevado a aumentar las tasas de transmisión de datos en los años recientes [Guifang Li, 2009].

Los sistemas de comunicaciones ópticas más utilizados hoy en día son los llamados IM/DD sistemas de modulación en amplitud y detección directa, estos sistemas se vieron beneficiados con la llegada de los amplificadores ópticos y los láseres tipo DFB los cuales permiten un control más preciso sobre la oscilación de la longitud de onda de los láseres semiconductores. El auge de los sistemas de comunicaciones ópticas IM/DD dejó de lado a los sistemas ópticos coherentes, los cuales fueron ampliamente estudiados en la década de los ochenta y relegados por dos décadas debido al éxito de los sistemas IM/DD, sin embargo, el crecimiento en la capacidad de servicios actuales tales como la telefonía, el concepto de fibra óptica hacia el hogar FTTH, los sistemas de transporte inteligente (SIT), redes de sensores, han provocado un incremento en la demanda de transmisión de datos, por lo que los sistemas de comunicaciones ópticas coherentes logran un interés renovado ya que estos poseen ciertas ventajas como la utilización de sistemas de multicanalización por división de longitud de onda más denso y el empleo de formatos de modulación multinivel entre otras, los cuales son conceptos clave en las redes de siguiente generación destinadas a satisfacer la gran demanda de tráfico de datos que se tendrá en el futuro [Nakazawa, 2010].

2.2.- Comunicaciones ópticas.

Los sistemas de comunicaciones ópticas difieren en principio de los sistemas de microondas únicamente por el rango de frecuencia de la onda portadora utilizada para llevar a la información. Las frecuencias portadoras ópticas son típicamente 200 THz, en contraste con las frecuencias portadoras de microondas que están en el orden de los GHz. Este aumento en la frecuencia del sistema óptico con respecto al de microondas, implica un aumento en la capacidad de información de los sistemas de comunicaciones ópticas en un factor de hasta 10 000. Este incremento en la capacidad de transmisión de datos puede entenderse observando que el ancho de banda de la portadora modulada puede ser de hasta a un pequeño porcentaje de la frecuencia portadora. Tomando, por ejemplo, 1% como el valor limitante , los sistemas de comunicación óptica tienen el potencial de transporte de información en velocidades de bits de aproximadamente 1 Tb/s. [Agrawal, 2010].



Figura 1. Diagrama a bloques de un sistema de comunicaciones ópticas genérico.

En la Figura 1, se presenta un diagrama generalizado de un sistema de comunicaciones ópticas, el cual consta en su primera parte del transmisor óptico, enseguida se tiene el canal de comunicaciones y en la última etapa un receptor óptico.

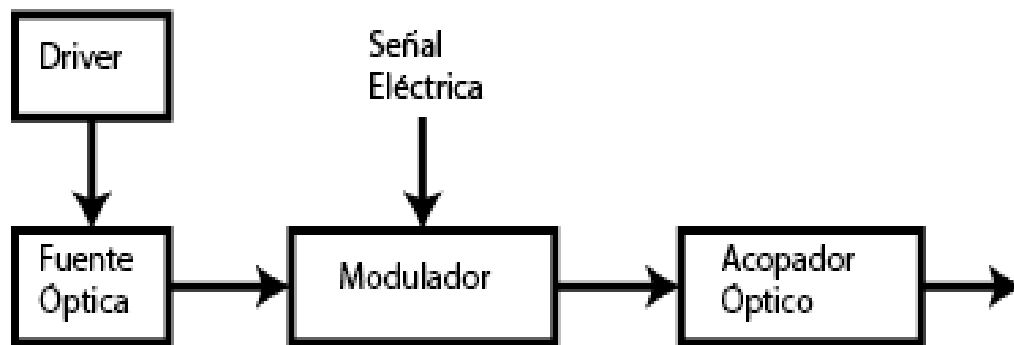


Figura 2. Componentes del transmisor óptico.

El trabajo que desempeña el transmisor óptico es convertir la señal eléctrica (que contiene los datos) en su forma óptica y enviar la señal resultante hacia el canal, las fuentes ópticas utilizadas en esta etapa del sistema son los láseres de semiconductor o diodos emisores de luz. En la Figura 2 se aprecia un diagrama a bloques del transmisor, el cual consta de la fuente óptica con su driver, el modulador al cual le llegan tanto la señal de la fuente óptica como los datos eléctricos que se desean enviar, y por último un acoplador hacia el canal. El papel que desempeña el canal óptico es transportar la señal óptica que proviene del transmisor hacia el receptor con la menor distorsión posible, los sistemas de comunicaciones ópticas se pueden clasificar en sistemas guiados y no guiados de acuerdo al canal de comunicaciones que se utiliza, si el canal de comunicaciones empleado es la fibra óptica el sistema se clasifica como un sistema de comunicaciones guiado, y cuando se emplea el espacio libre como canal de comunicaciones se denomina sistema no guiado. El receptor óptico se encarga de convertir la señal óptica recibida al final del canal en la señal eléctrica original (señal de datos). En la Figura 3, se aprecia un diagrama a bloques de un receptor óptico, el cual consiste de un acoplador óptico, un fotorreceptor y un demodulador, el acoplador enfoca la señal óptica recibida en el fotodetector, el cual se encarga de convertir la señal óptica a una señal eléctrica, los fotodiodos de semiconductor son los más utilizados, el tipo de demodulador empleado depende del formato de modulación utilizado en el transmisor óptico [Agrawal, 2010].



Figura 3. Componentes del receptor óptico.

2.3.- Componentes básicos de un sistema de comunicaciones ópticas.

Como se mencionó anteriormente un sistema de comunicaciones ópticas consta de tres partes esenciales las cuales son: el transmisor óptico, el canal y el receptor óptico. A continuación describiremos de manera más detallada cada uno de estos.

2.3.1.- Transmisores.

Los requerimientos básicos de las fuentes luminosas utilizadas en los sistemas de comunicaciones ópticas dependen de la naturaleza de su aplicación (comunicaciones de larga distancia, redes de área local, etc.). Las características principales son:

- a) **Potencia.** La potencia de la fuente debe ser suficiente tal que, después de la transmisión a través de la fibra o el espacio libre, la señal recibida pueda ser detectable con la exactitud requerida.
- b) **Velocidad.** Debe ser posible modular la potencia de la fuente a la velocidad deseada para impartir información.
- c) **Ancho de línea.** La fuente óptica debe tener un ancho de línea estrecho tal que el efecto de la dispersión cromática en la fibra se minimice.
- d) **Ruido.** Las fluctuaciones aleatorias de la potencia de la fuente deben ser evitadas.

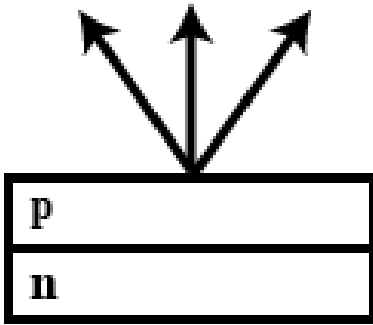
- e) Otras características importantes incluyen robustez, confiabilidad, bajo costo, vida de uso extensa e insensitividad a los cambios ambientales tales como temperatura.

Las dos fuentes de luz básicas utilizadas en los sistemas de vacaciones ópticas son los diodos laser y los diodos emisores de luz (LED), cada uno presenta sus propias ventajas y desventajas las cuales se comparan en la Tabla 1 [Roychoudhuri, 2008].

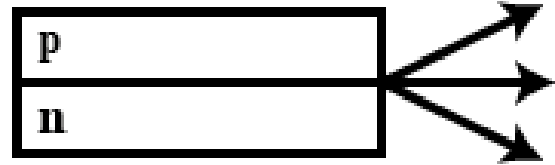
Características	LED	Laser
Potencia de salida	Menor	Mayor
Ancho espectral	Amplio	Angosto
Apertura numérica	Grande	Pequeña
Velocidad	Lento	Rápido
Costo	Barato	Cotoso
Operación	Fácil	Mas difícil

Tabla 1. Comparación entre las ventajas y desventajas entre los LEDs y los diodos láser.

Los diodos emisores de luz se fabrican en dos estructuras básicas: emisores de superficie y emisores laterales Figura 4. Los diodos emisores de superficie tienen la ventaja de la robustez, fiabilidad, menor costo, larga vida útil, y simplicidad en su diseño. La desventaja de éstos es su amplio ancho de línea. El diodo de emisión lateral tiene una estructura similar a la del diodo láser pero sin el mecanismo de retroalimentación, posee una potencia de salida mayor que la del emisor de superficie y un ancho de línea espectral relativamente más estrecho, todo esto a expensas de su complejidad en el diseño [Saleh, 2007].



Emisión de superficie



Emisión lateral

Figura 4. Diodo emisor de superficie (izquierda) y diodo de emisión lateral (derecha).

El diodo láser tiene la ventaja de su gran potencia (decenas de Watts), altas velocidades (varios Gb/s), anchos de línea espectral estrechos (del orden de MHz e incluso kHz) y facilitan el acoplamiento con las fibras monomodo. Sin embargo, son sensitivos a las variaciones de temperatura. Los diodos láser sufren de “chirping”, el cual es un cambio en la frecuencia mientras la potencia óptica es modulada. En los sistemas de comunicaciones a grandes distancias y grandes velocidades de tasa de bits, generalmente se opera a una longitud de onda de 1550 nm y se emplean diodos láser en lugar de los LEDs ya que es mucho más sencillo acoplar la emisión de luz eficientemente colimada por los diodos láser en una fibra monomodo [Saleh, 2007].

Los láseres de frecuencia única son los más interesantes dentro de la familia de diodos láser. Estos dispositivos son capaces de satisfacer las necesidades de banda ancha en el área de las comunicaciones. Otras ventajas de estas estructuras son bajas corrientes de umbral y requisitos de potencia bajos. Una variedad de este tipo de estructura es el diodo láser de retroalimentación-distribuida (DFB) [Roychoudhuri, 2008].

Las fuentes luminosas deben funcionar en las ventanas de transmisión donde la fibra óptica opera de mejor manera [Roychoudhuri, 2008]. Los diodos LED son empleados a longitudes de ondas típicas de 850 nm y 1310 nm, mientras que los láseres son utilizados normalmente en las longitudes de onda de 1310 nm y 1550 nm [Roychoudhuri, 2008].

La representación analítica de la señal no modulada emitida por un láser es:

$$e_s(t) = E_s e^{j[2\pi f t + \phi(t)]} \quad (1)$$

El proceso aleatorio $\phi(t)$ representa el ruido de fase, en la Figura 5 se pueden distinguir tres diferentes regiones derivados de diferentes fenómenos físicos.

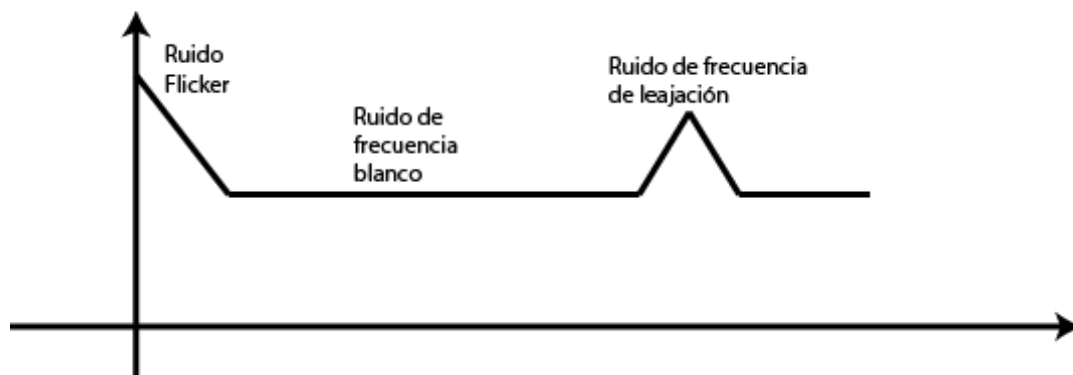


Figura 5. Comportamiento cualitativo del espectro de potencia de ruido en frecuencia del Láser.

El ruido flicker, es provocado mayormente por fluctuaciones en temperatura del láser, es responsable por incrementar los valores a bajas frecuencias. El ruido blanco en frecuencia caracteriza el comportamiento plano central, este ruido representa la contribución más relevante y es modelada como un proceso aleatorio Gaussiano. El ruido de frecuencia de relajación, es representado por el pico que aparece a muy altas frecuencias y corresponde con la frecuencia de resonancia de la cavidad del láser [kazovsky, 1996].

2.3.2.- Canal.

En los sistemas de comunicaciones ópticas los medios utilizados como canal son el espacio libre o mejor conocido como óptica de espacio libre (FSO) y la fibra óptica.

La óptica de espacio libre es una tecnología de línea de visión directa que utiliza el láser para proporcionar conexiones de ancho de banda ópticos. La FSO también puede considerarse una técnica de comunicación óptica que propaga la luz en el espacio libre como el aire, el espacio exterior, vacío, o algo similar para transmitir datos de forma inalámbrica para telecomunicaciones y redes informáticas. Actualmente, la FSO es capaz de transmitir a una tasa de datos de hasta 2,5 Gbps, teniendo la capacidad de transmitir comunicaciones de video y voz a través del aire, lo que permite la conectividad óptica sin necesidad del cable de fibra óptica y no requiere licencias. La FSO operan entre los 780 – 1600 nm, estos sistemas utilizan los LEDs o láseres como transmisores de luz. La utilización del láser es un concepto similar a la transmisión óptica a través de una fibra; la única diferencia es el medio de transmisión, la luz viaja mucho más rápido en el aire que a través de la fibra, por lo que se puede clasificar a la FSO como un sistema de comunicaciones que trabajan a la velocidad de la luz [Khatib, 2014].

Los mayores inconvenientes que surgen cuando la luz se propaga a través de la atmósfera son la absorción, la dispersión y las variaciones del índice de refracción, este último efecto se conoce también como turbulencia atmosférica. La absorción del vapor de agua reduce la potencia de la señal óptica y junto con la dispersión provocada por pequeñas partículas o gotas de agua pequeñas (como la niebla) tienen como efecto la atenuación de la señal óptica recibida en el receptor. La turbulencia atmosférica provoca fluctuaciones de la irradiancia, ensanchamiento del haz, incrementando la divergencia del mismo, provocan fluctuaciones en el ángulo de llegada y producen la pérdida de la coherencia espacial, esta turbulencia atmosférica o variaciones en el

índice de refracción se deben a la inhomogeneidad en la temperatura y presión de la atmosfera. Al ser la atmósfera un medio imperfecto y dinámico el desempeño de los sistemas de comunicaciones ópticas se ve afectado, provocando fluctuaciones en la amplitud y fase de la señal así como atenuación [Sánchez, 2009].

A continuación enumeramos algunas aplicaciones de la FSO:

- a) Redes de computadoras y telecomunicaciones.
- b) Instalación de redes temporales para eventos o en caso de desastres.
- c) Para comunicación entre naves espaciales incluyendo comunicación entre satélites.
- d) Aplicaciones de seguridad.
- e) Ampliación de la red metropolitana: las compañías pueden implementar FSO para extender el área metropolitana existente.
- f) Conectividad empresarial: la facilidad con que se pueden instalar enlaces FSO los convierte en una herramienta natural para interconectar segmentos de red de área local que están alojados en edificios separados por la vía pública.
- g) Respaldo de fibra: la FSO también puede ser desplegado en enlaces redundantes para respaldar a la fibra en lugar de un segundo enlace de fibra.
- h) Aceleración de servicio: FSO puede ser utilizado para proporcionar un servicio inmediato a los clientes de fibra óptica mientras se está instalando su infraestructura de fibra.
- i) Acceso de última milla: En las ciudades de hoy en día, más del 95% de los edificios no tienen acceso a la infraestructura de fibra óptica. La tecnología FSO parece una solución prometedora para la conexión de los usuarios finales a los proveedores de servicios o de otras redes existentes. Por otra parte, FSO ofrece conexión de alta velocidad de hasta Gbps, que es mucho mayor que la de otros alternativos.

Ventajas de la FSO:

- a) Distancias de hasta 8 Km.
- b) Tasas de velocidad de bit muy altas.
- c) Inmunidad contra la interferencia electromagnética.
- d) Tasas de error de bit bajas (BER).
- e) El despliegue de sistemas FSO es rápido y fácil.
- f) Bajo mantenimiento.
- g) Costo bajo comparado con las redes de fibra óptica.
- h) Licencia de uso libre.

La FSO para aplicaciones terrestres presenta los siguientes factores limitantes: dispersión del haz, absorción atmosférica, lluvia, niebla, nieve, interferencia de otras fuentes de luz de fondo (incluido el sol), sombreado, estabilidad en el apuntalamiento provocado por el viento, y la contaminación [Khatib, 2014].

El otro canal utilizado para transportar la señal óptica del transmisor al receptor es la fibra óptica. La mayoría de los sistemas de comunicaciones ópticas utilizan las fibras ópticas como canal de comunicación, ya que las fibras de sílice pueden transmitir la luz con pérdidas tan pequeñas como 0,2 dB / km. Incluso con estas pérdidas de potencia tan mínimas, la potencia óptica se reduce a sólo el 1% después de 100 km. Por esta razón, las pérdidas de la fibra siguen siendo un problema importante en el diseño y determinan la distancia de separación entre repetidores o amplificadores de la señal óptica en un sistema de comunicaciones ópticas a larga distancia. Otro problema de diseño importante es la dispersión de la fibra, lo que provoca el ensanchamiento de los impulsos ópticos individuales con la propagación. Si los pulsos ópticos se expanden significativamente fuera de su ranura bit asignado, la señal transmitida es muy degradada, lo que finalmente hace imposible la recuperación de la señal original con una alta precisión [Agrawal, 2010].

Con el desarrollo de la fibra óptica y su aplicación a los sistemas de comunicación, se ha tenido una revolución durante los últimos 35 años en esta área. De hecho, utilizando fibras de vidrio como medio de transmisión y las ondas de luz en forma de ondas portadoras, la barrera de enviar información a una velocidad de más de 1 terabit por segundo (que es más o menos equivalente a la transmisión de alrededor de 15 millones de conversaciones telefónicas simultáneas) a través de una fibra óptica tan delgada como un cabello se cruzó durante el año 2001. Este es sin duda uno de los muy importantes logros tecnológicos del siglo XX [Thyagarajan, 2007].

El corazón de un sistema de comunicaciones ópticas es la fibra óptica que actúa como un canal de transmisión llevando el haz de luz cargado con la información que se desea enviar. El haz de luz es guiado a través de la fibra óptica debido al fenómeno de reflexión total interna. Como se aprecia en la Figura 12, La fibra óptica está formada por de un núcleo dieléctrico central (región I) el cual consiste de fibra de vidrio con índice de refracción n_1 , un revestimiento (región II) el cual también es fibra de vidrio pero con un índice de refracción n_2 menor que el del núcleo con el fin de asegurar la reflexión de la luz dentro de la fibra óptica y esta se propague a través de la misma, por último se tiene una cubierta de plástico (región III) para proteger la fibra [Thyagarajan, 2007].

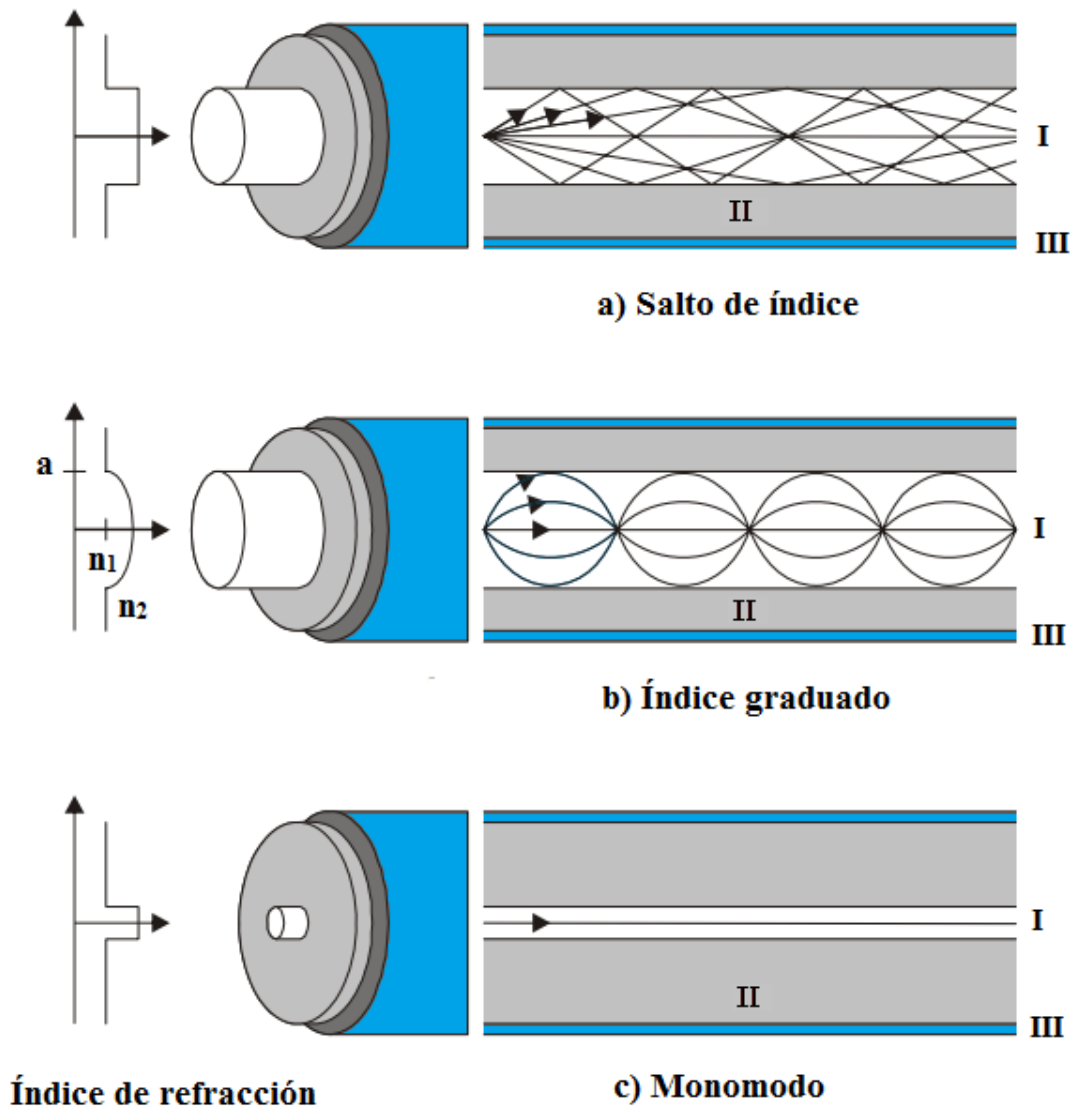


Figura 6. Los tres principales tipos de fibra.

Los tres tipos de fibra más utilizados son la fibra de salto de índice, índice graduado y monomodo Figura 6.

Las fibras ópticas multimodo son guías de onda dieléctricas las cuales pueden propagarse en distintos modos. La luz en estos modos viaja trayectorias que se pueden representar como rayos mostrados en la Figura 6-a y 6-b, donde las regiones I, II y III corresponden con el núcleo, revestimiento y la cubierta respectivamente [Maeda, 2010].

La fibra en la Figura 6-a se conoce como salto de índice debido a que el índice de refracción cambia de manera abrupta del revestimiento al núcleo, lo que provoca que todos los rayos dentro de un cierto ángulo se reflejen totalmente en el límite entre el núcleo y el revestimiento. Los rayos que impactan a ángulos mayores que el ángulo crítico se reflejarán y transmitirán parcialmente a través del límite entre el revestimiento y la cubierta, después de muchas reflexiones, la energía de estos rayos se perderá eventualmente. Las trayectorias a lo largo de las cuales los rayos viajan (modos) en las fibras de salto de índice son distintas dependiendo del ángulo relativo de estas con respecto al eje. Como resultado, los diferentes modos en un pulso llegan al otro extremo de la fibra a diferentes momentos. Lo que resulta en un ensanchamiento del pulso, lo cual limita la tasa de bit de la señal digital que se desea transmitir [Maeda, 2010].

Las diferentes velocidades entre modos pueden ser casi igualadas mediante el uso de una fibra de índice graduado como se muestra en la Figura 6-b, en este caso el índice de refracción cambia suavemente desde el centro hacia fuera de una manera que provoca que el tiempo de viaje de extremo a extremo de los diferentes rayos dentro de la fibra llegue a ser casi igual, a pesar de que atraviesen distintos caminos. Esta igualación de velocidad puede reducir el ensanchamiento del pulso en un factor de 100 o más. Al reducir el diámetro del núcleo y la diferencia de índice de refracción entre el núcleo y el revestimiento únicamente se podrá propagar un solo modo a través de la fibra óptica, este tipo de fibra se conoce como monomodo Figura 6-c, en este caso no existe ensanchamiento del pulso en absoluto debido a los diferentes tiempos de propagación de los distintos modos [Maeda, 2010].

El diámetro del revestimiento es de $125\mu\text{m}$ para todos los tipos de fibra en telecomunicaciones, el diámetro del núcleo en las fibra multimodo es de $50\mu\text{m}$, mientras que para fibra monomodo el diámetro de las fibras es de 8 a $10\mu\text{m}$ [Maeda, 2010].

Los sistemas de fibra óptica poseen muchas ventajas con respecto a los sistemas de comunicaciones basados en el cobre. Estas ventajas incluyen:

- a) Transmisión de la señal a larga distancia. La poca atenuación y la integridad superior de la señal que se encuentra en los sistemas ópticos, permite intervalos más largos de transmisión que los sistemas basados en el metal.
- b) Gran ancho de banda, peso ligero y diámetro pequeño. Las aplicaciones de hoy en día requieren cada vez un mayor ancho de banda el cual se puede satisfacer con los sistemas de comunicaciones ópticas. Además es importante considerar las limitaciones de espacio de los usuarios finales, es común instalar cableado nuevo en los conductos de sistemas existentes, el diámetro pequeño y poco peso del cable óptico hacen que tales instalaciones sean fáciles y prácticas, ahorrando espacio valioso en los conductos de estos ambientes.
- c) No conductividad. Otra de las ventajas de las fibras ópticas es su naturaleza dieléctrica. Dado que la fibra óptica no tiene componentes metálicos, pueden ser instalados en áreas con interferencias electromagnéticas (EMI), incluidas las interferencias de radiofrecuencia (RFI) sin verse afectados.
- d) Seguridad. A diferencia de los sistemas metálicos, la naturaleza dieléctrica de la fibra óptica hace que sea imposible detectar la señal que se transmite dentro del cable. La única manera de hacerlo es mediante el acceso a la fibra óptica. El acceso a la fibra requiere una intervención que es fácilmente detectable. Estas circunstancias hacen que la fibra

sea extremadamente atractivo para organismos gubernamentales, bancos, y otros sectores con importantes problemas de seguridad.

- e) Diseñado para las necesidades de futuras aplicaciones. La fibra óptica es asequible hoy en día, ya que los precios de la electrónica caen al igual que los precios del cable óptico. En muchos casos, las soluciones de fibra son menos costosas que el cobre. Como las demandas de ancho de banda aumentan rápidamente con los avances tecnológicos, la fibra seguirá desempeñando un papel vital en el éxito a largo plazo de las telecomunicaciones.

Las transmisiones de fibra óptica utilizan longitudes de onda que se encuentran en el infrarrojo cercano, justo por encima del espectro visible, y por lo tanto no son detectables a simple vista. Las longitudes de onda de transmisión típicas son 850 nm, 1310 nm y 1550 nm. Como se mencionó anteriormente las dos fuentes de luz utilizadas en los sistemas de comunicaciones ópticas son los LEDs y los diodos láser. Los láseres son utilizados generalmente para aplicaciones monomodo en las longitudes de onda de 1310- 1550 nm, mientras que los LEDs se utilizan para aplicaciones multimodo en los rango de 850- 1300 nm [Roychoudhuri, 2008].

Los rangos de longitudes de onda en los cuales la fibra óptica opera mejor se conocen como ventanas de operación, cada ventana está centrada en un longitud de operación típica, mostrado en la Tabla 2 [Roychoudhuri, 2008].

Ventana	Longitud de onda de operación
800-900 nm	850 nm
1250-1350 nm	1310 nm
150-1600 nm	1550 nm

Tabla 2. Ventanas de transmisión de la fibra óptica.

2.3.3.- Receptores.

El receptor es un componente esencial en un sistema de comunicación óptica y es uno de los elementos cruciales que determinan el rendimiento general del sistema. Su función es la de convertir la señal óptica recibida en una señal eléctrica, que luego se amplifica antes del procesamiento adicional. De acuerdo al formato de modulación implementado, los sistemas se pueden clasificar en función de la etapa de recepción como sistemas IM/DD (modulación en amplitud y detección directa) o sistemas de comunicaciones ópticas coherentes, a continuación describiremos los elementos utilizados en la etapa de recepción así como las características de los sistemas IM/DD y coherentes.

2.3.3.1.- Fotodetector.

Un fotodetector es un dispositivo que mide el flujo de fotones o potencia óptica mediante la conversión de la energía de los fotones que absorbe en una forma cuantificable. Los dos tipos de fotodetectores principales por su uso común son los detectores fotoeléctricos y los detectores térmicos. Los detectores térmicos convierten la energía de los fotones absorbidos en calor. Sin embargo, la mayoría de los detectores térmicos son bastante ineficientes y relativamente lentos, debido al tiempo que necesitan para modificar su temperatura, en consecuencia, no son adecuados para la mayoría de las aplicaciones fotónicas. Sin embargo recientes avances en

su fabricación y miniaturización han mejorado de manera importante su rendimiento y ahora son capaces de competir en aplicaciones para procesamiento de imágenes en la región del infrarrojo medio. Los detectores fotoeléctricos operan basados en el efecto fotoeléctrico, también llamado fotoefecto. En dicho efecto la absorción de fotones por un material provoca una transición de electrones a niveles de energía más altos, lo que resulta en portadores de carga móviles. Bajo el efecto de un campo eléctrico estos portadores se mueven y producen una corriente eléctrica medible. El fotoefecto se lleva a cabo de manera externa o interna, el fotoefecto externo involucra la emisión fotoeléctrica, en el cual los electrones fotogenerados escapan del material como electrones libres. El fotoefecto interno involucra la fotoconductividad, en el cual los portadores excitados permanecen dentro del material y sirven para aumentar su conductividad [Saleh, 2007].

El detector debe satisfacer requisitos muy estrictos para el rendimiento y la compatibilidad, a continuación enumeramos algunos requisitos importantes que deben cumplir los detectores.

1. Gran sensibilidad en la longitud de onda de operación.
2. Alta fidelidad. El detector debe ser capaz de reproducir la forma de onda de la señal de manera precisa.
3. Respuesta eléctrica eficiente a la señal óptica recibida. El detector debe producir la máxima señal eléctrica para una cantidad de potencia óptica dada.
4. Tiempo de respuesta corto para obtener un ancho de banda adecuado.
5. Introducir la menor cantidad de ruido posible. Corrientes de oscuridad, corrientes de fuga deben de ser bajos, así como los mecanismos de ganancia dentro del detector o circuitos asociados deben tener un nivel bajo de ruido.

6. Características de rendimiento estables. Estas características deben ser independientes a los cambios en las condiciones ambientales. Sin embargo, los detectores más utilizados hoy en día (fotodiodos) tienen características (sensibilidad, ruido, ganancia interna), que varían con la temperatura, y por lo tanto la compensación por efectos de la temperatura es a menudo necesaria.
7. Dimensiones pequeñas. La dimensión física del detector debe ser pequeña para permitir un acoplamiento eficiente con las fibras ópticas.
8. Voltajes de alimentación bajo. Idealmente el detector no debe requerir voltajes o corrientes de alimentación altos.
9. Alta fiabilidad. El detector debe ser capaz de operar continuamente de manera estable a temperatura ambiente por muchos años.
10. Bajo costo. Las consideraciones económicas a menudo son una de las consideraciones más importantes al momento de diseñar un sistema de comunicaciones ópticas.

De acuerdo a las características de rendimiento y compatibilidad que debe satisfacer un detector, los fotodiodos de semiconductor son actualmente los que proveen la mejor solución para la detección en los sistemas de comunicaciones ópticas [Senior, 2009].

Los fotodetectores de semiconductor poseen ciertas características generales que son: eficiencia cuántica, responsividad y su respuesta en tiempo [Saleh, 2007].

1. Eficiencia cuántica. La eficiencia cuántica η ($0 \leq \eta \leq 1$) de un fotodetector se define como la probabilidad que un solo fotón incidente en el dispositivo genere un par electrón-hueco que contribuya a la corriente del detector. Cuando muchos fotones inciden, como casi siempre es el caso, η es la relación entre el flujo de pares electrón-hueco generados que contribuyen a la corriente del detector para el flujo de fotones incidentes. No todos

los fotones que inciden producen pares electrón-hueco, porque no todos los fotones que inciden son absorbidos [Saleh, 2007].

La eficiencia cuántica η también puede definirse como la fracción de fotones incidentes los cuales son absorbidos por el fotodetector y generan electrones que se perciben en las terminales del detector.

$$\eta = \frac{\text{Número de electrones percibidos}}{\text{Número de fotones incidentes}} \quad (8)$$

Por lo tanto:

$$\eta = \frac{r_p}{r_i} \quad (9)$$

Donde r_i es la tasa de fotones incidentes (fotones por segundo) y r_p es la tasa de electrones percibidos (electrones por segundo).

Uno de los principales factores que determina la eficiencia cuántica es el coeficiente de absorción del material semiconductor utilizado dentro del fotodetector. La eficiencia cuántica es generalmente menor que la unidad y no todo los fotones incidentes son absorbidos para crear pares electrón-hueco [Senior, 2009].

2. Responsividad. Esta característica del fotodetector relaciona la corriente eléctrica que fluye en el dispositivo con la potencia óptica incidente. Si cada fotón fuera a generar un fotoelectrón un flujo de fotones Φ (fotones por segundo) producirían un flujo de electrones Φ lo que corresponde con una corriente eléctrica de corto circuito $i_p = e\Phi$.

Una potencia óptica $P = h\nu\Phi$ (Watts) a la frecuencia ν podría originar una corriente eléctrica $i_p = \frac{eP}{h\nu}$. Considerando que no todos los fotones que arriban al fotodetector generan fotoelectrones, y esta relación está determinada a partir de η , la corriente eléctrica es:

$$i_p = \eta e\Phi = \frac{\eta e P}{h\nu} = \mathfrak{R}P \quad (10)$$

El factor de proporcionalidad $\mathfrak{R}$, entre la corriente eléctrica y la potencia óptica, se define como la responsividad $\mathfrak{R}$ del dispositivo. $\mathfrak{R} = \frac{i_p}{P}$ tiene unidades de A/W y está dada por:

$$\mathfrak{R} = \frac{\eta e}{h\nu} = \eta \frac{\lambda_o}{1.24} \quad (11)$$

La responsividad incrementa con λ_o debido a que los detectores fotoeléctricos responden al flujo de fotones en lugar que la potencia óptica [Saleh, 2007].

3. Tiempo de respuesta. Los tres factores principales que limitan la velocidad de respuesta de un fotodiodo son [Keiser, 1991]:
 - a) El tiempo de transito de los portadores fotogenerados en la región de agotamiento.
La respuesta del fotodiodo se ve fundamentalmente limitada por el tiempo que le lleva a las portadores fotogenerados viajar a través de la zona de agotamiento.
 - b) Tiempo de difusión de los portadores fotogenerados fuera de la zona de agotamiento.
 - c) La constante de tiempo del fotodiodo y su circuito asociado.

Los dos tipos de fotodetectores de semiconductor más utilizados son: pin y avalancha, como se mencionó anteriormente su principal función es la de convertir la señal óptica que incide en ellos en corriente eléctrica y su principio de operación es el efecto fotoeléctrico. Un buen receptor es aquel que tiene una gran sensibilidad a la longitud de onda que se trabaja, agrega poco ruido a la señal y tiene un gran ancho de banda [Oropeza, 2009].

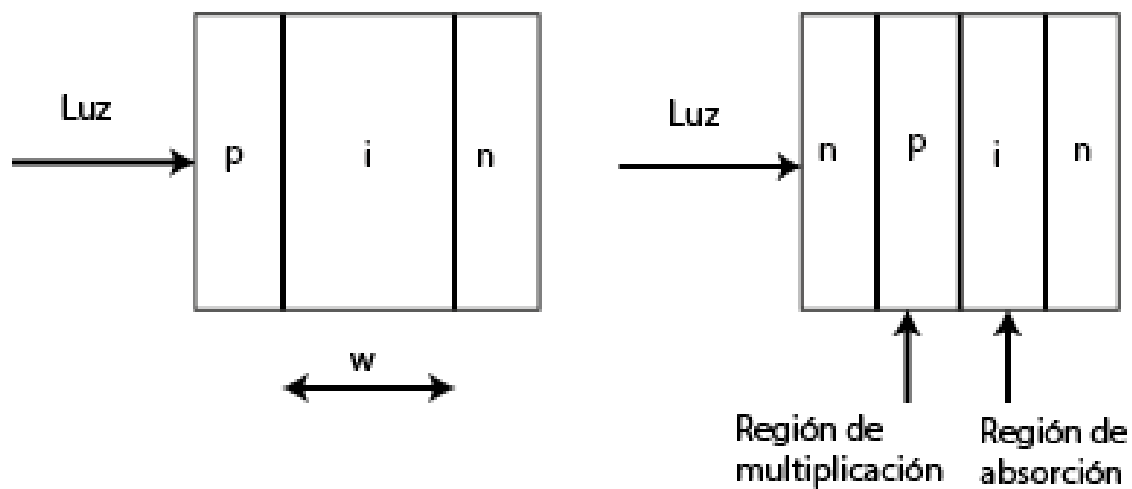


Figura 7. Esquema de un fotodiodo pin (izquierda) y esquema de un fotodiodo APD (derecha).

El fotodiodo tipo p-i-n que se aprecia en la Figura 7 (figura izquierda), consiste de un material p-n con un material intrínseco (no dopado) entre los dos materiales dopados tipo p y tipo n. La unión se polariza de manera inversa para generar un campo eléctrico en el material intrínseco. Los fotones que inciden en la capa i producen pares electrón-hueco, los cuales se separan por el campo eléctrico, lo que resulta en una foto corriente en las terminales del dispositivo [Oropeza, 2009].

En contraste con el foto-detector p-i-n, el fotodiodo APD como el que se aprecia en la Figura 7 (figura derecha), tiene una capa adicional llamada región de multiplicación. Esta región provee ganancia a través de una multiplicación de avalancha de pares electrón-hueco generados en la capa i. La principal desventaja de este tipo de elementos es el gran voltaje de polarización

al cual tiene que ser sometido comparado con el fotodiodo p-i-n, además de introducir ruido adicional por el efecto de avalancha [Oropeza 2009].

2.4.- Modulación.

En un sistema de comunicaciones ópticas, el primer paso es generar los bits digitales del lado del transmisor, estos bits forman un tren óptico de pulsos codificados con la información disponible en la señal eléctrica correspondiente que se desea enviar. La codificación o modulación de este tren de pulsos puede llevarse a cabo de distintas formas y elegir el formato de modulación apropiado es muy importante para el diseño y el funcionamiento del sistema. A continuación analizaremos algunos formatos de modulación digital.

2.4.1.- Modulación por corrimiento de amplitud ASK.

La modulación por corrimiento de amplitud (ASK), también se conoce como modulación de encendido-apagado OOK y este es el nombre que comúnmente se utiliza en el área de las comunicaciones ópticas. Este formato de modulación consiste en la manipulación (conmutación) de una senoidal portadora a través de su encendido y apagado mediante una señal binaria unipolar, en este caso la fase y la frecuencia de la senoidal permanecen constantes [Couch, 2008].

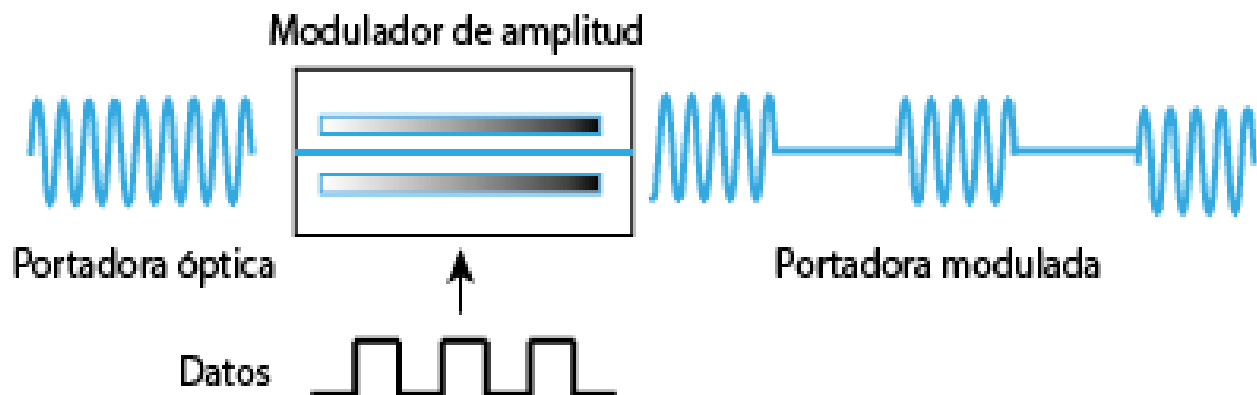


Figura 8. Modulación por corrimiento de amplitud ASK (caso específico OOK).

En la Figura 8, se aprecia la modulación por corrimiento de amplitud, en este caso se tiene el OOK que representa un “0” lógico con la ausencia o apagado de la señal y un “1” lógico con la presencia o encendido de la portadora. A continuación tenemos su representación matemática.

$$A_1(t) = A \cos(\omega t) \quad 0 < t \leq T \quad (2)$$

$$A_2(t) = 0 \quad 0 < t \leq T \quad (3)$$

Donde ω y A representan la frecuencia angular y la amplitud de la señal portadora respectivamente, T representa el tiempo de bit.

2.4.2.- Modulación por corrimiento de fase PSK.

La modulación por corrimiento de fase, consiste en la conmutación de fase de la senoidal portadora mediante una señal binaria unipolar, dejando los parámetros de amplitud y frecuencia sin alterar. En el caso particular en el cual el corrimiento de la fase es entre 0° y 180° se conoce como modulación por corrimiento de fase binaria BPSK [Couch, 2008].

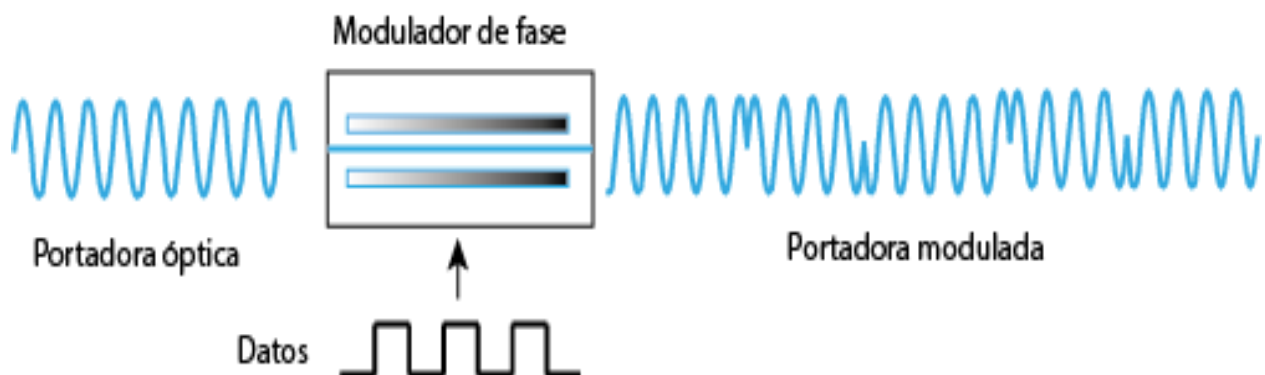


Figura 9. Modulación por corrimiento de fase PSK (caso específico BPSK).

En la Figura 9, se aprecia la modulación por corrimiento de fase, en este caso la fase de la portadora óptica está siendo conmutada entre 0 y 180 grados de acuerdo con la señal de datos que se desea enviar. A continuación tenemos su representación matemática.

$$A_1(t) = A \cos(\omega t) \quad 0 < t \leq T \quad (4)$$

$$A_2(t) = -A \cos(\omega t) \quad 0 < t \leq T \quad (5)$$

2.4.3.- Modulación por corrimiento de frecuencia FSK.

Modulación por corrimiento de frecuencia FSK. Consiste en el corrimiento de la frecuencia de una portadora senoidal desde una frecuencia de “marca” (correspondiente, por ejemplo, al envío de un 1 binario) a una frecuencia de espacio (correspondiente, por ejemplo, al envío de un cero binario), de acuerdo con la señal de información que se desea enviar. En este caso la amplitud y la fase de la señal portadora se mantienen sin alteraciones [Couch, 2008].

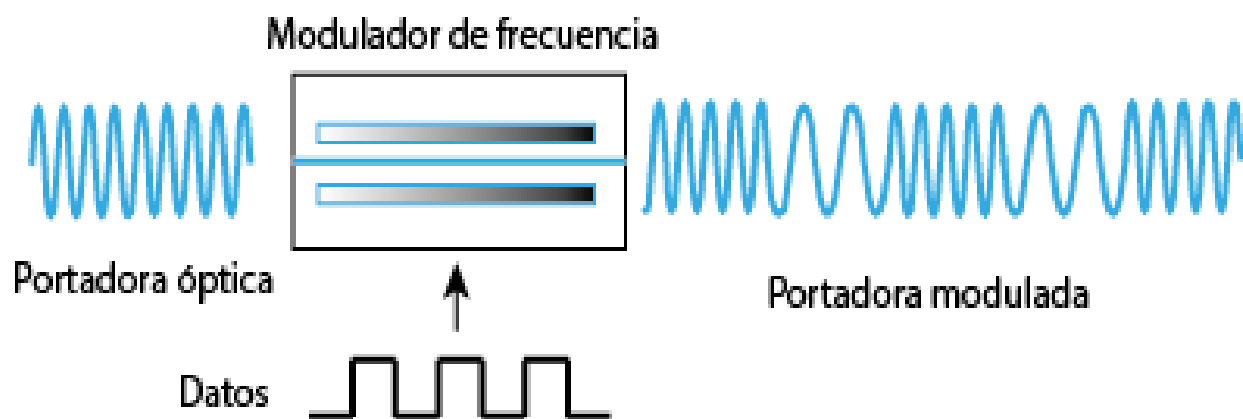


Figura 10. Modulación por corrimiento de frecuencia FSK.

En la Figura 10, se aprecia la modulación por corrimiento de frecuencia, en este caso la frecuencia de la portadora óptica está siendo conmutada entre ω_1 y ω_2 de acuerdo con la señal de datos que se desea enviar. A continuación tenemos su representación matemática.

$$A_1(t) = A \cos(\omega_1 t) \quad 0 < t \leq T \quad (6)$$

$$A_2(t) = A \cos(\omega_2 t) \quad 0 < t \leq T \quad (7)$$

2.4.4.- Moduladores.

Los láseres y LEDs utilizados en el área de las telecomunicaciones utilizan dos maneras de modular la portadora óptica, estos dos métodos son la modulación directa y modulación externa.

En la modulación directa Figura 11, la potencia de salida de la fuente luminosa varía directamente con la corriente de entrada. Tanto los láseres como los LEDs pueden ser modulados directamente utilizando señales digitales y analógicas. Los beneficios de la modulación directa es que es barata y sencilla de implementar, la desventaja de este tipo de modulación es que resulta mucho más lenta que la modulación externa con límites menores a los 3 GHz aproximadamente [Roychoudhuri, 2008].

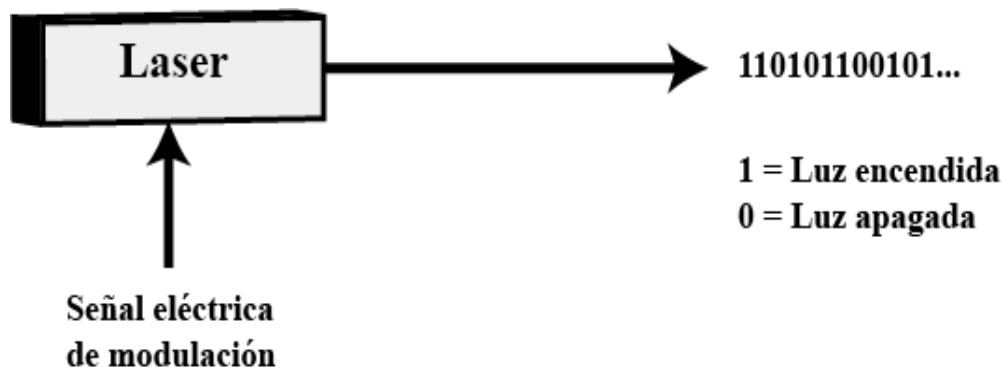


Figura 11. Modulación directa.

En la modulación externa Figura 12, otro elemento y no el mismo láser es utilizado para modular la fase o la amplitud de la fuente luminosa. La fuente de luz permanece encendida mientras el modulador externo actúa como un "disparador" controlado por la señal de información. La modulación externa se utiliza normalmente en aplicaciones de alta velocidad, tales como telecomunicaciones a larga distancia o TV por cable. Los beneficios de la modulación externa son que es mucho más rápida y se puede usar con fuentes láser de mayor potencia. La desventaja es que es más caro y requiere circuitos complejos para manejar las altas frecuencias de la señal RF de modulación [Roychoudhuri, 2008].

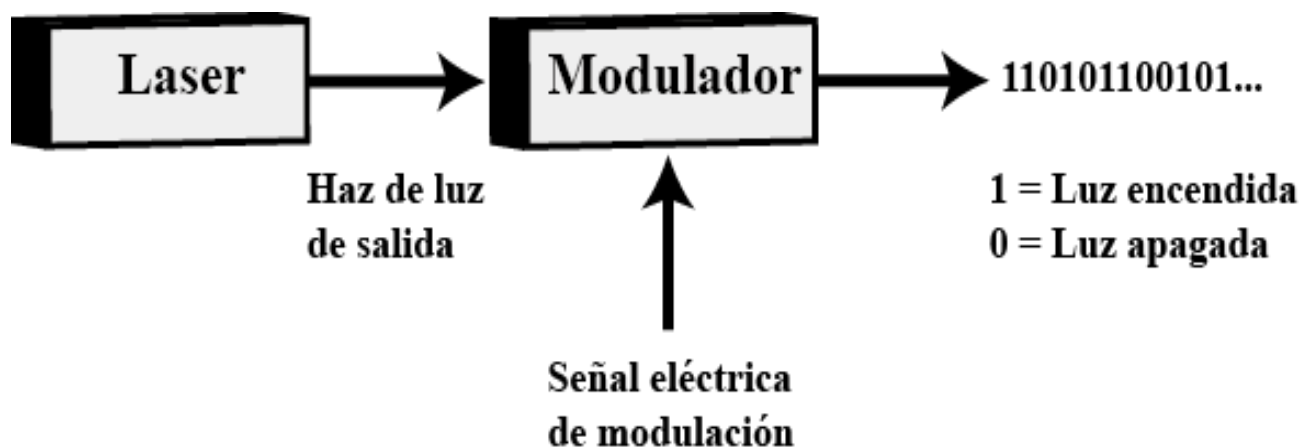


Figura 12. Modulación externa

La modulación externa es llevada a cabo típicamente utilizando un modulador óptico integrado que incorpora una guía de onda Mach-Zender fabricado sobre un bloque de niobato de litio (LiNbO₃). La guía de onda es creada utilizando un proceso litográfico similar al utilizado en la fabricación de semiconductores. La región de guía de onda esta ligeramente dopada con impurezas para aumentar el índice de refracción de modo que el haz de luz sea guiado a través del dispositivo Figura 13 [Roychoudhuri, 2008].

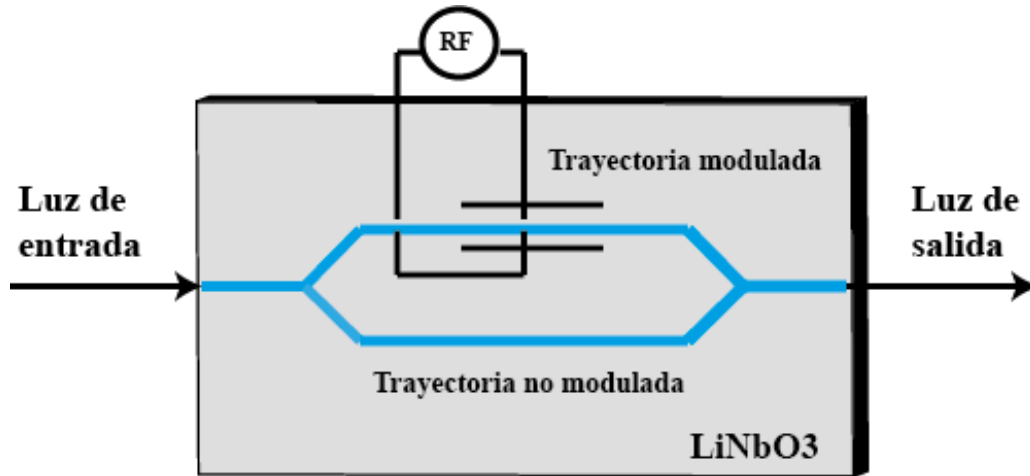


Figura 13. Modulador externo utilizando un interferómetro Mach-Zender.

La luz que entra al modulador (vía fibra óptica) se divide en dos trayectorias. Un camino es sin cambios o no modulado, mientras que el otro camino tiene electrodos colocados a través de ella. Ya que el niobato de litio es un material opto-eléctrico, cuando se somete a un voltaje a través de la guía de onda se modifica su índice de refracción, lo que provoca un retardo en la fase proporcional a la amplitud de la tensión (voltaje) aplicada. Cuando la luz se combina las dos ondas interfieren entre sí, si las dos ondas están en fase la interferencia es constructiva y la salida se activa, si las dos ondas están desfasadas, la interferencia es destructiva y las ondas se anulan entre sí. El voltaje de entrada asociado con un cambio de fase de 180 grados se conoce como V_{π} . El desplazamiento de fase inducida puede calcularse utilizando:

$$\text{Desplazamiento de fase} = \Delta\theta = 180^\circ * \frac{v_{in}}{v_{\pi}} \quad (8)$$

Donde v_{in} es el voltaje aplicado al modulador, cuando este es igual con v_{π} se obtiene un desfasamiento de 180 grados. Los moduladores de niobato de litio están ampliamente desarrollados y son utilizados en aplicaciones de televisión por cable y de telecomunicaciones. Los aparatos están disponibles tanto a longitudes de onda de 1310 nm y 1550 nm [Roychoudhuri, 2008].

2.5.- Amplificadores.

Cuando el haz de luz viaja muchos kilómetros a través de la fibra óptica, su potencia se va atenuando, por lo que es necesario utilizar amplificadores ópticos con el fin de garantizar que la potencia que llega a la etapa del receptor sea suficiente para la recuperación de la información que se está transmitiendo.

En los sistemas de comunicación por fibra óptica de larga distancia tradicionales, la compensación de la pérdida y la dispersión se realiza normalmente utilizando regeneradores electrónicos. En un regenerador electrónico, los pulsos ópticos ensanchados y atenuados son detectados primero por un fotodetector, que convierte las señales ópticas en señales eléctricas. En esta etapa la señal es procesada, sincronizada nuevamente, amplificada electrónicamente, y estos pulsos eléctricos amplificados manejan un diodo láser para producir pulsos ópticos casi idénticos al original. Estos pulsos regenerados son entonces lanzados en el enlace de fibra para la transmisión al siguiente regenerador. Uno de los problemas con estos regeneradores electrónicos es que operan a una tasa de bit específica, por lo que cuando es necesario actualizar a una tasa de bit mayor, los regeneradores tienen que ser reemplazados. Ya que estos regeneradores operan a una longitud de onda específica cuando se requiere aumentar la capacidad utilizando otras señales a diferentes longitudes de onda a través de la misma fibra (multiplexión por división de longitud de onda), resulta muy caro adaptar un regenerador electrónico para cada longitud de onda de operación.

Los amplificadores ópticos son dispositivos que amplifican las señales ópticas en el mismo dominio óptico y han revolucionado las comunicaciones por fibra óptica a larga distancia. Las principales ventajas que poseen los amplificadores ópticos sobre los regeneradores electrónicos es que la circuitería electrónica de alta velocidad utilizada en los regeneradores

electrónicos no es necesaria, además son transparentes a la tasa de bit y formato, pero lo más importante es que son capaces de amplificar diferentes señales a distintas longitudes de onda en forma simultánea, solucionando los principales inconvenientes que presentan los regeneradores electrónicos.

Actualmente, existen tres tipos principales de amplificadores ópticos: el amplificador de fibra dopada con erbio (EDFA), el amplificador de fibra Raman (RFA), y el amplificador óptico semiconductor (SOA). Hoy en día, la mayoría de los sistemas de comunicación de fibra óptica utilizan amplificadores EDFA, debido a sus ventajas en términos de ancho de banda, salida de alta potencia y características de ruido [Thyagarajan, 2007].

2.6.- Sistema de comunicaciones ópticas con modulación en intensidad y detección directa IMDD.

La investigación y desarrollo en los sistemas de comunicaciones ópticas inició en la década de los setentas. Estos sistemas utilizaban láseres de semiconductor modulados en intensidad, y la intensidad de la señal óptica a través de la fibra óptica era por un fotodiodo, el cual actuaba como un detector de ley cuadrática. Esta combinación de transmisor y detector es llamada modulación en intensidad y detección directa (IMDD) es la más utilizada en los sistemas de comunicaciones ópticas hasta el día de hoy. Los esquema tipo IMDD tienen la gran ventaja que la sensibilidad del receptor es independiente de la fase y estado de polarización (SOP) de la portadora óptica, ambas características presentan fluctuaciones de manera aleatoria en los sistemas reales [Nakazawa, 2010].

En la Figura 14 se aprecia el diagrama de un sistema de comunicaciones ópticas IMDD. En este tipo de sistemas la información a enviar puede estar en formato analógico o digital. Dicha información puede modular directamente la intensidad de la portadora óptica (ya sea actuando sobre la corriente de la fuente óptica o a través de un modulador externo) en cuyo caso se dice que la información se transmite en banda base, este es el caso más común, y es el que se usa para transmitir señales de acuerdo al estándar SONET/SDH (por sus siglas en inglés Synchronous Optical Networking y Synchronous Digital Hierarchy, respectivamente) en los sistemas comerciales de telecomunicaciones por fibra óptica.

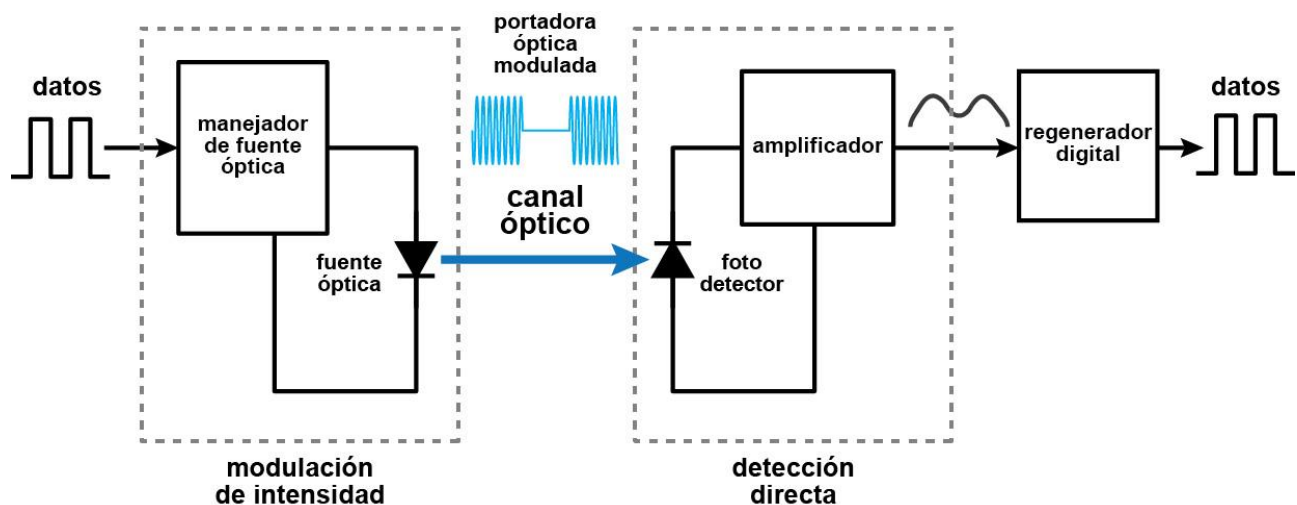


Figura 14. Esquema de un sistema de comunicaciones ópticas IMDD.

En el caso de transmisión de señales analógicas (por ejemplo señales de radio, televisión por cable o telefonía celular) se hace uso de una subportadora eléctrica que es empleada para modular la intensidad de la portadora óptica, a este tipo de sistemas se les conoce comúnmente como sistemas de Radio sobre fibra óptica (RoF, por sus siglas en inglés, radio-over-optical-fiber) o Radio sobre espacio libre óptico (RoFSO, por sus siglas en inglés, radio-over-free-space-optics). Debido a la presencia de una subportadora modulada, en el receptor se requerirá un demodulador eléctrico después de la etapa de fotodetección.

Los enlaces de comunicaciones a través de fibra óptica, utilizan en su mayoría transmisión de datos en formato digital y modulación de intensidad en banda base. Este tipo de enlaces son óptimos para grandes distancias, y alta tasas de transmisión de datos.

Como se mencionó anteriormente, los sistemas comerciales más utilizados al día de hoy son aquellos que transmiten información digital modulando directamente la intensidad de una portadora óptica (o equivalentemente su potencia óptica) y la que es detectada en el receptor de manera directa con un fotodiodo (más electrónica asociada). Debido a la naturaleza de operación de los fotodiodos (dispositivos de ley cuadrática), en general no puede aprovecharse la información que pudiera transmitirse modulando la fase (absoluta) o frecuencia de la portadora óptica, aunque recientemente [Ho, 2005], se han implementado también esquemas que son capaces de operar con formatos de modulación diferencial de la fase de la portadora óptica (DPSK, por sus siglas en inglés, differential phase-shift-keying), lo que permite incrementar la capacidad de la fibra óptica ya instalada comercialmente, a costa de una etapa de recepción interferométrica más compleja y con una penalización de potencia óptica, pues se requiere dividir la potencia en el interferómetro para implementar el demodulador (óptico) DPSK.

2.7.- Híbridos ópticos.

Antes de definir lo que es un sistema óptico coherente, se analizará un elemento clave para este tipo de sistemas, los acopladores direccionales (ópticos) llamados híbridos ver Figura 15, se trata de dispositivos de cuatro puertos, dos de entrada y dos de salida, este elemento nos permite combinar dos haces de luz, lo cual resulta un proceso clave en los sistemas ópticos coherentes ya que en este tipo de sistemas además de la señal óptica modulada se tiene un segundo haz que corresponde a un oscilador local y ambas señales se tienen que combinar.



Figura 15. Híbrido óptico.

Los campos eléctricos en los puertos de salida E1o y E2o se relacionan con los campos eléctricos en los puertos de entrada E1i y E2i como sigue:

$$E1o = (E1i + E2i)\sqrt{1-k} \quad (12)$$

$$E2o = (E1i + E2ie^{j\phi})\sqrt{1-k} \quad (13)$$

Donde k es la razón de división de potencia ($0 \leq k \leq 1$) entre los puertos de salida del híbrido óptico y ϕ es el corrimiento de fase introducido. Lo anterior se puede representar en términos de la matriz de transferencia S como sigue:

$$Eo = SEi \quad (14)$$

Donde $Ei = [E1i \ E2i]'$, es el vector columna de los campos E1i y E2i en los puertos de entrada, $Eo = [E1o \ E2o]'$, es el vector columna de los campos E1o y E2o en los puertos de salida y S la matriz de transferencia del acoplador:

$$S = \begin{matrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{matrix} = \begin{matrix} \sqrt{1-k} & \sqrt{1-k} \\ \sqrt{k} & e^{-j\phi}\sqrt{k} \end{matrix} \quad (15)$$

Considerando al híbrido como un elemento que no tiene pérdidas (no existen reflexiones en los puertos), la potencia se conserva y se puede hacer la siguiente afirmación:

$$P_{1o} + P_{2o} = P_{1i} + P_{2i} \quad (16)$$

Los híbridos ópticos más populares son los híbridos π (híbridos de 180°). Este tipo de híbrido es un acoplador direccional de 3 dB ($k = 1/2$), cuya matriz de transferencia puede ser escrita de la siguiente manera (considerando a $\phi = \pi$ en la matriz S):

$$S = \begin{pmatrix} \sqrt{1-k} & \sqrt{1-k} \\ \sqrt{k} & -\sqrt{k} \end{pmatrix} \quad (17)$$

Cuando el corrimiento de fase es diferente de π , el híbrido presenta pérdidas. En el caso de que el corrimiento de fase sea $\pi/2$ se tiene lo que se conoce como híbrido de 90 grados [Kazovsky, 1996].

2.8.- Detección balanceada.

La detección óptica balanceada ver Figura 16, se utiliza en los sistemas ópticos coherentes ya que permite eliminar términos de corriente directa y maximizar la corriente de información generada por el fotodiodo. Utilizando un acoplador de haz de 3 dB, se desfasa 180 grados la señal modulada $E_s(t)$ de la señal del oscilador local $E_{LO}(t)$ en uno de los dos puertos de salida.

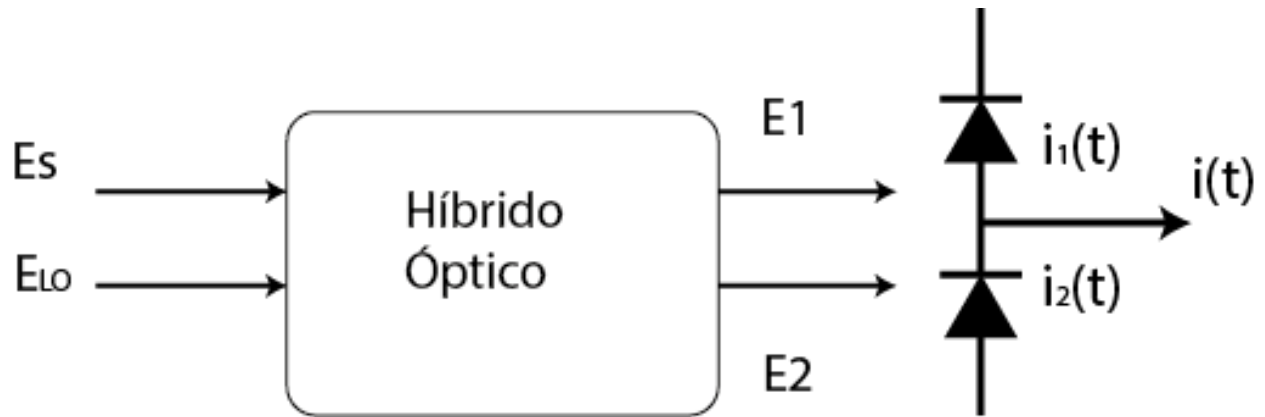


Figura 16. Detección óptica balanceada.

A la salida de los puertos se tiene:

$$\mathbf{E}_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} (\mathbf{E}_s + \mathbf{E}_{Lo}) \quad (18)$$

$$\mathbf{E}_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} (\mathbf{E}_s - \mathbf{E}_{Lo}) \quad (19)$$

La corriente generada por cada fotodiodo es:

$$I_1(t) = \frac{\Re}{2} [P_s + P_{Lo} + 2\sqrt{P_s P_{Lo}} \cos(\omega_{IF} + \phi_s(t) - \phi_{Lo}(t))] \quad (20)$$

$$I_2(t) = \frac{\Re}{2} [P_s + P_{Lo} - 2\sqrt{P_s P_{Lo}} \cos(\omega_{IF} + \phi_s(t) - \phi_{Lo}(t))] \quad (21)$$

Donde $\omega_{IF} = \omega_s - \omega_{Lo}$, representan las frecuencias de la señal modulada y del oscilador local respectivamente, además ϕ_s y ϕ_{Lo} representan las fases de la señal modulada así como la del oscilador local. De tal manera que la corriente a la salida de la fotodetección balanceada será:

$$I(t) = I_1(t) - I_2(t) = 2\Re \sqrt{P_s P_{Lo}} \cos (\omega_{IF} + \phi_s(t) - \phi_{Lo}(t)) \quad (22)$$

En la ecuación 22 se aprecia que los términos de corriente directa son eliminados con la resta de las corrientes $I_1(t) - I_2(t)$ generadas por el fotodiodo, maximizando la señal que contiene a los datos [Oropeza, 2009].

2.9.- Sistema de comunicaciones ópticas coherentes.

Este tipo de detección es requerido para recuperar la información cuando se utilizan técnicas de modulación de alta eficiencia espectral del campo óptico tales como modulación de fase binaria (BPSK, por sus siglas en inglés, binary-phase-shift-keying) cuaternaria (QPSK, por sus siglas en inglés, quaternary-phase-shift-keying), o modulación por corrimiento del estado de polarización (POLSK, por sus siglas en inglés, polarization-phase-shift-keying), entre otras [Nakazawa, 2010]. Con una complejidad mayor que los sistemas que emplean la detección óptica directa, éstos requieren el uso de un oscilador local óptico en la etapa de recepción en combinación con etapas de fotorrecepción balanceada (las que consisten de fotodiodos en configuración balanceada y acopladores ópticos denominados “híbridos ópticos” de 180 o 90 grados) como se muestra en la Figura 17.

El principio de operación de los sistemas ópticos con detección coherente es similar al empleado en los sistemas de radiofrecuencia en los que se modula algún parámetro de una portadora eléctrica (por ejemplo, su fase o su frecuencia) y en la etapa de recepción se requiere un oscilador local para ser “mezclado” con la señal de información para ser trasladada a una frecuencia intermedia antes de ser demodulada.

La detección óptica coherente puede ser de los siguientes tipos:

- a) Detección óptica heterodina: existe una diferencia de frecuencia entre el oscilador local óptico y la portadora óptica, dicha diferencia debe ser mayor que el ancho de banda de la información.
- b) Detección óptica homodina: la diferencia de frecuencia entre el oscilador local y la portadora óptica debe ser igual a cero, para que ésto sea posible se requiere del uso de algún dispositivo de amarre de fase optoelectrónico, lo cual es un reto tecnológico, pues la implementación de dichos dispositivos se complica por los relativamente altos niveles de ruido de fase de las fuentes ópticas [Le Nguyen, 2015]. Una ventaja importante de los sistemas homodinos es que cuando se logra el amarre de fase se obtiene la información en banda base, por lo cual estos sistemas han sido tradicionalmente muy atractivos, pero como se mencionó anteriormente muy difíciles de implementar prácticamente [Le Nguyen, 2015].
- c) Detección óptica intradina: de manera análoga al caso heterodino, existe una diferencia de frecuencia entre el oscilador local óptico y la portadora óptica, sin embargo, ahora dicha diferencia es menor que el ancho de banda de la información. Esto permite un mejor aprovechamiento del ancho de banda de los circuitos electrónicos empleados para procesar la señal de información en comparación con el caso heterodino pero el sistema homodino sigue requiriendo menor ancho de banda que los sistemas heterodino e intradino. La detección intradina es la preferida en los sistemas actuales de muy alta velocidad y larga distancia pues no requiere un encadenamiento de fase de la portadora óptica con el oscilador local (el que opera en modo “free-running”) pero a cambio de esto utilizan una cantidad importante de procesamiento digital de ultra alta velocidad sobre la

señal post-fotodetección, y el encadenamiento de fase se debe llevar a cabo en el dominio del procesamiento digital de señales,[Le Nguyen, 2014].

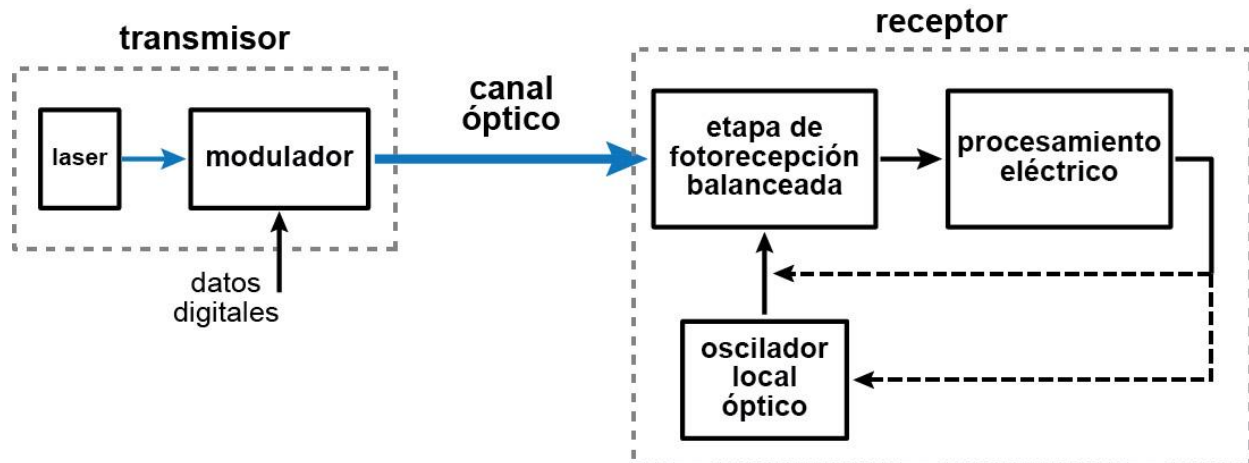


Figura 17. Sistema de comunicaciones ópticas con detección coherente.

2.10.- Diagrama de ojo.

El rendimiento de un sistema de comunicaciones digitales es medido a partir de la probabilidad de error por bit, lo cual se conoce como tasa de bit errónea (BER, bit error rate) [Saleh, 2007]. Una rápida medida cualitativa de la calidad e integridad de la señal recibida se logra superponiendo los bits en un osciloscopio, esta superposición lleva a lo que se conoce como "diagrama de ojo", éste solo puede ser logrado en el régimen electrónico [Kartalopoulos, 2004]. Ya que el patrón de bits es aleatorio, si se consideran únicamente 3 bits, las combinaciones pueden ser únicamente: 000, 001, 010 011, 100, 101, 110, 111. El "0" representa ausencia de luz en el pulso y el "1" representa luz en el pulso, asumiendo que todos los pulsos están bien formados, y se superponen todos, la apariencia podría verse como se muestra en la Figura 18. Esta figura formada por el traslape de los pulsos es el diagrama de ojo, como se aprecia el centro es nombrado ojo. Un ojo abierto significa que los pulsos pueden ser fácilmente recuperables [Thyagarajan, 2007].

El diagrama de ojo revela un agregado de todas las características de la señal, tales como: jitter (intervalo de tiempo entre pulsos adyacentes no es constante y cambia de manera aleatoria), tiempo de subida, tiempo de bajada, tonos secundarios, asimetría y variaciones en amplitud [Kartalopoulos, 2004].

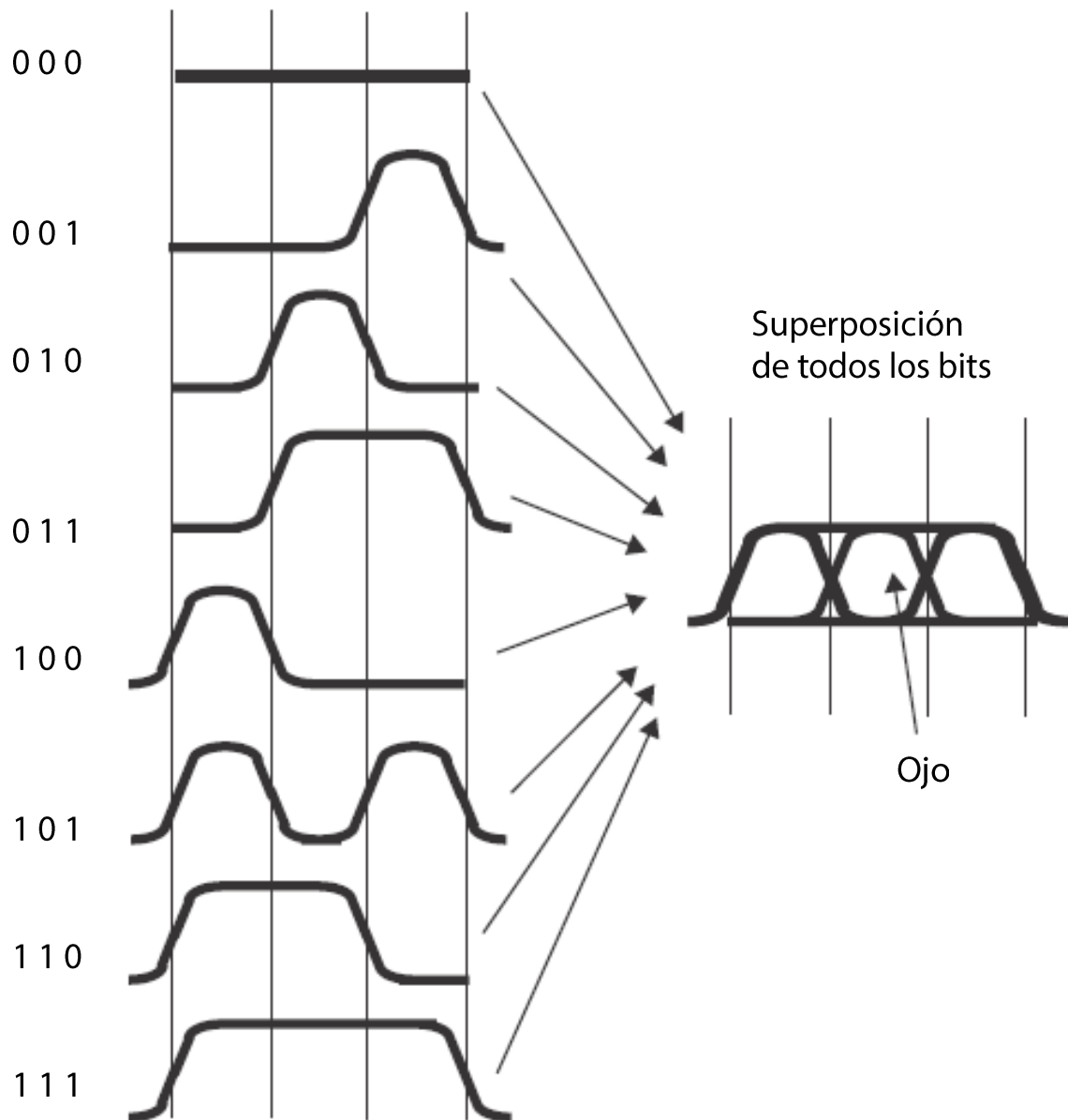


Figura 18. Superposición de bits para formar el diagrama de ojo.

En la Figura 19, se pueden apreciar algunas características del diagrama de ojo:

1. Nivel del cero.
2. Nivel del uno.
3. Tiempo de subida.
4. Tiempo de bajada.
5. Apertura del ojo.
6. Ancho del ojo.
7. Jitter.
8. Amplitud del ojo.
9. Periodo de bit.

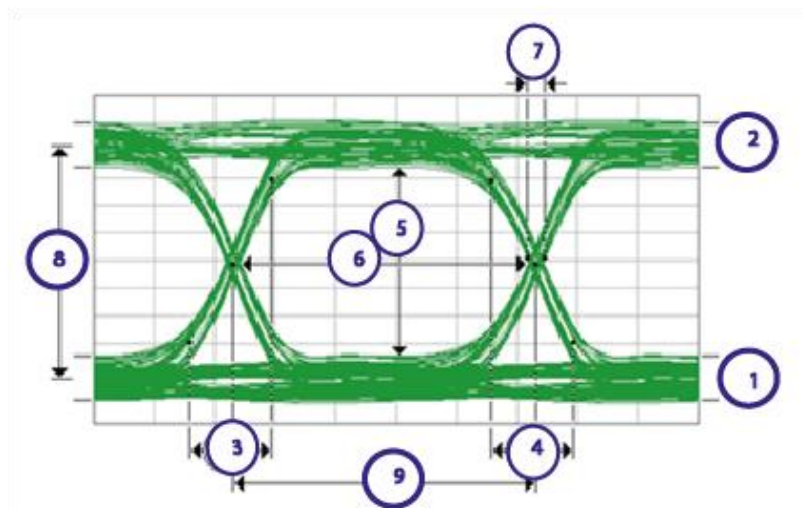


Figura 19. Características del diagrama de ojo.

A partir de algunos procesos estadísticos se puede determinar el BER, calculando la media del "1" μ_1 y la media "0" μ_0 , así como sus respectivas desviaciones estándar σ_1 para el nivel del "1" y σ_0 para el nivel del "0", se puede calcular el factor de calidad Q:

$$Q = \frac{|\mu_1 - \mu_0|}{|\sigma_1 + \sigma_0|} \quad (23)$$

Una vez obtenido el factor de calidad Q se puede calcular el BER a partir de la función de error complementaria erfc con la siguiente expresión matemática [Kartalopoulos, 2004]:

$$BER = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{Q}{\sqrt{2}}\right) \quad (24)$$

Un valor aceptable típico del BER es 10^{-9} [Saleh, 2007]. La Tabla 3 muestra la sensibilidad de un detector coherente ideal con distintos formatos de modulación para una probabilidad de error de 10^{-9} [Kazovsky, 1996].

Detector	Formato de modulación	Sensitividad (fotones/bit)
Homodino	PSK	9
Heterodino	PSK	18
Homodino	ASK	18
Heterodino	ASK y FSK	36

Tabla 3. Comparación entre distintos detectores ópticos para un BER de 10^{-9} .

Capítulo III

3.- Lazos de sincronización de fase.

En este capítulo se abordará el funcionamiento de los lazos de sincronización de fase PLL óptico, lazo de Costas convencional y lazo de Costas ópticos con cuadraturas conmutadas.

3.1.- Introducción.

Los sistemas de comunicaciones ópticos con detección coherente aprovechan ventajas inherentes de la modulación binaria de fase de la portadora óptica, tales como su alta eficiencia espectral, mayor sensibilidad, multicanalización por división de onda más densa, entre otras, teniendo como posibles alternativas:

- a) Enviar portadora residual con modulación BPSK "imperfecta", es decir se tiene un ángulo de modulación menor a π radianes ver Figura 20 (diferencia entre el "1" y el "0" lógico en un diagrama de constelaciones).
- b) Usar modulación BPSK "perfecta" Figura 21 (con portadora suprimida lo que se obtiene con un ángulo de modulación igual a π radianes ver ecuación 8).

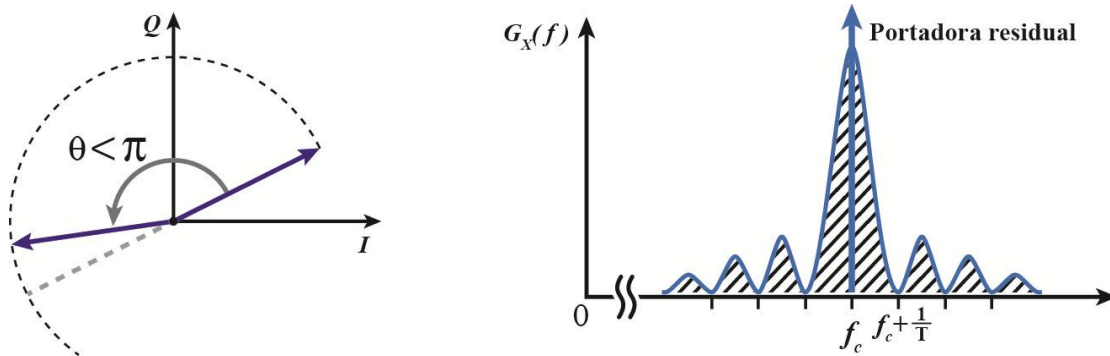


Figura 20. Representación fasorial de una señal BPSK imperfecta (izquierda). Densidad espectral de potencia de una señal BPSK con portadora residual (derecha).

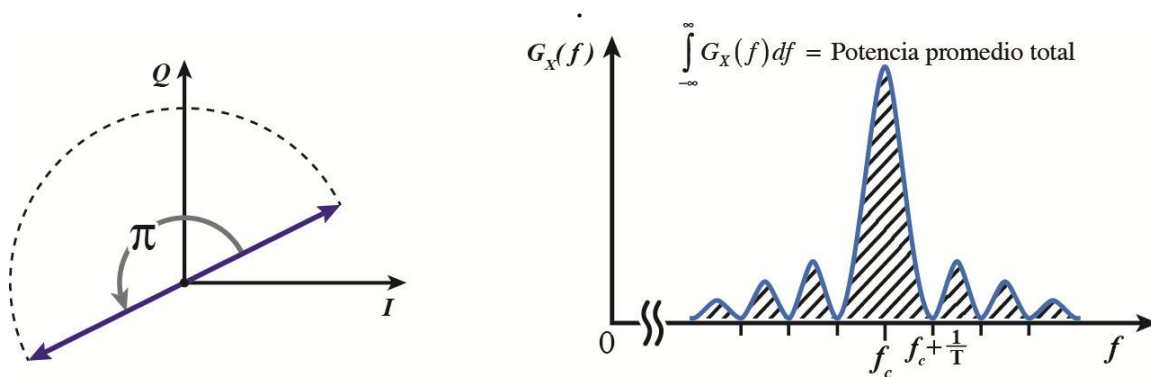


Figura 21. Representación fasorial de una señal BPSK “perfecta” (izquierda). Densidad espectral de potencia para BPSK “perfecta”(derecha).

Otra diferencia importante entre la modulación BPSK perfecta e imperfecta se presenta al momento de recuperar los datos, ya que en una modulación imperfecta se tiene una penalización en la señal de datos recuperados debido a la presencia de la portadora residual, como se puede apreciar en la Figura 22 y Figura 23.

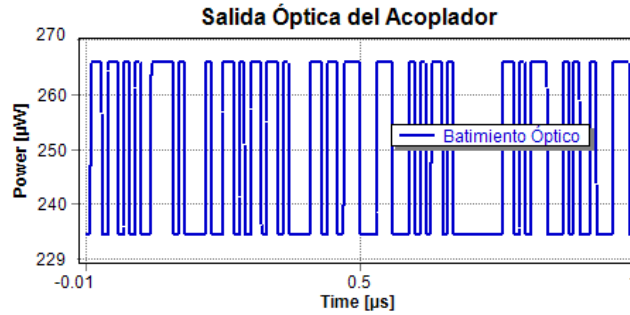


Figura 22. Señal de datos recuperados en una modulación perfecta

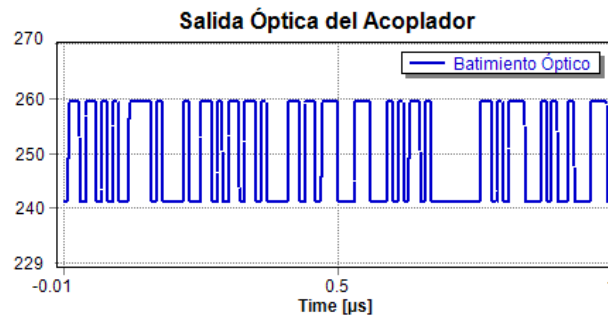


Figura 23. Señal de datos recuperados en una modulación con portadora residual.

Los lazos de amarre de fase (PLL: por su siglas en inglés, phase lock loop) 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.

La importancia de los PLL en los sistemas de comunicaciones síncronas se debe a que es un estimador óptimo de fase, de acuerdo con el criterio de máxima verosimilitud, para modulaciones con portadora residual (el PLL requiere la presencia de una señal de referencia, la "portadora", a la cual amarrarse). Sin embargo, para modulación BPSK "perfecta" (con portadora suprimida) se requiere de alguna variante de PLL óptico como el lazo de Costas óptico para recuperar la portadora y realizar la demodulación.

A continuación se abordará el estudio del PLL y algunas estructuras derivadas del mismo.

3.2.- Lazo de amarre de fase (PLL).

A este tipo de lazos se les denomina comúnmente por sus siglas en inglés como PLL's las cuales tienen dos connotaciones:

1. *Phase lock loop*: lazo para encadenamiento de fase (permite amarrar la fase del VCO con la fase de la señal de entrada).
2. *Phase-locked loop*: lazo de fase encadena (permite mantener las fases encadenadas).

La operación básica de un lazo de encadenamiento de fase es la siguiente (ver Figura 24 y ecuaciones 25-27): 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 ecuación 27).

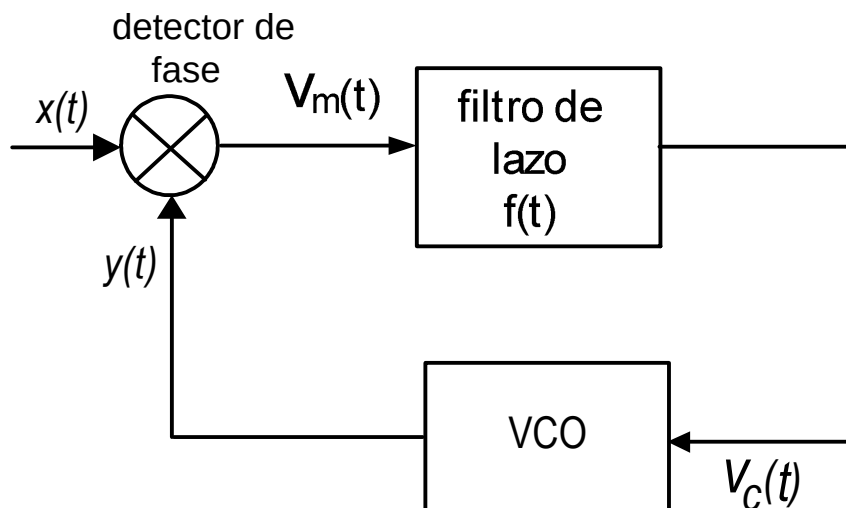


Figura 24. Diagrama a bloques de un PLL eléctrico.

$$x(t) = A \sin(\omega_i t + \theta_i(t)) \quad (25)$$

$$y(t) = B \cos(\omega_o t + \theta_o(t)) \quad (26)$$

$$v_m(t) = \frac{AB}{2} [\sin((\omega_i + \omega_o)t + \theta_i(t) + \theta_o(t)) + \sin((\omega_i - \omega_o)t + \theta_i(t) - \theta_o(t))] \quad (27)$$

Donde $A, B, \omega_i, \omega_o, \theta_i(t), \theta_o(t)$, 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 $(\omega_i + \omega_o)$ }, 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”).

$$v_c(t) = v_m(t) * f(t) = \frac{AB}{2} \sin((\omega_i - \omega_o)t + \theta_i(t) - \theta_o(t)) \quad (28)$$

Donde la operación $*$ es la convolución. Cuando el PLL está encadenado $\omega_i = \omega_o$ y la ecuación (28) se reduce a:

$$v_c(t) = \frac{AB}{2} \sin(\theta_i(t) - \theta_o(t)) \quad (29)$$

La ecuación 29 se acostumbra linealizar suponiendo que el error de fase es pequeño, es decir, $(\theta_i(t) - \theta_o(t)) \rightarrow 0$ y dado que la función $\sin(\cdot)$ para un argumento pequeño se puede aproximar al argumento ($\sin(z) \approx z$), se tiene:

$$v_c(t) \approx \frac{AB}{2}(\theta_i(t) - \theta_o(t)) \quad (30)$$

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 presenten 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 [Blanchard, 1976] o mediante el uso de una ecuación integrodiferencial estocástica (la ecuación de Fokker – Planck) [Gardner, 2005]. 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 [Gardner, 2005].

3.3.- 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 opoelectrónicos (o alguna de sus variantes); a continuación describiremos una posible implementación, el PLL óptico con fotorrecepción balanceada (ver Figura 25) 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. En este caso la modulación utilizada es la BPSK, 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 3dB (hibrido de 180 grados), 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 Figura 26a, 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 Figura 26c. Después del acoplador las señales mezcladas de datos y de oscilador local presentan formas de onda típicas como las de las Figuras 26b y 26d para una modulación perfecta y una modulación imperfecta, respectivamente.

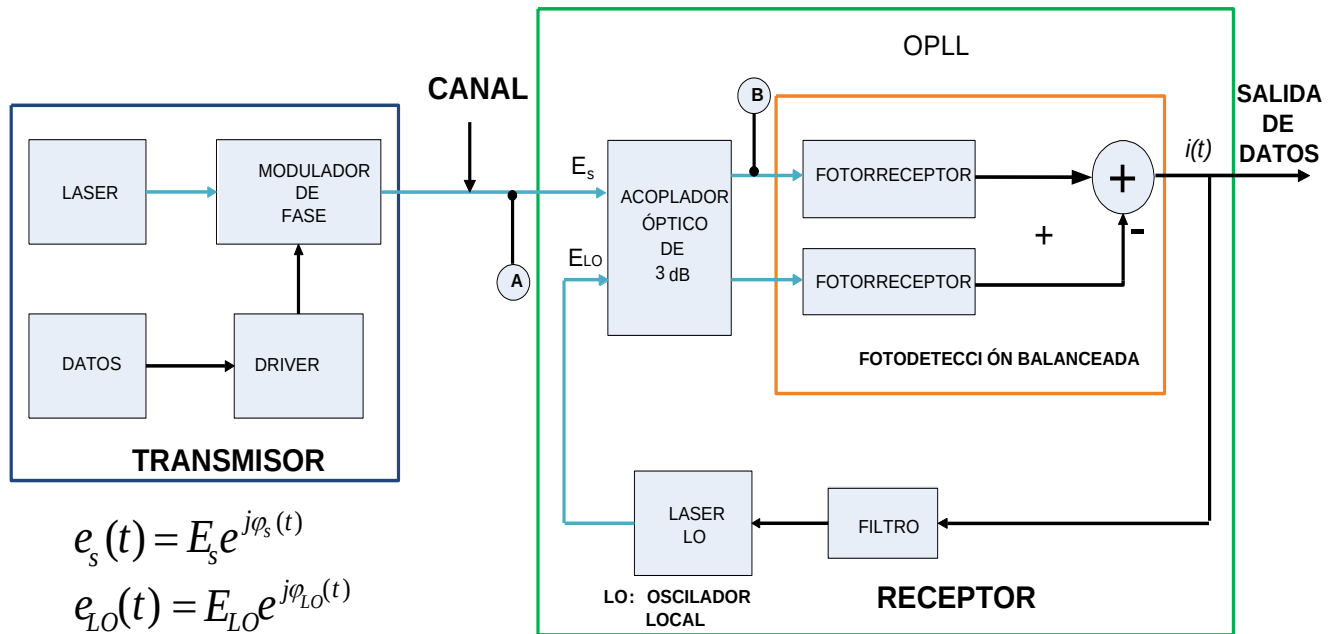


Figura 25. Diagrama a bloques de un sistema de comunicaciones ópticas coherentes incluyendo un OPLL en la etapa de recepción.

Para modulación BPSK “perfecta” (con portadora suprimida), la señal (óptica) de información $e_s(t)$ puede ser descrita por la siguiente ecuación [Kazovsky, 1996]:

$$e_s(t) = E_s \sin[2\pi f_o t + \phi_{NT}(t) + \theta A(t)] \quad (31)$$

Donde E_s es la amplitud de la portadora óptica, f_o , y $\phi_{NT}(t)$ son la frecuencia y ruido de fase del láser transmisor respectivamente. La ecuación (31) es similar a (25) 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 $A(t)$ señal de datos.

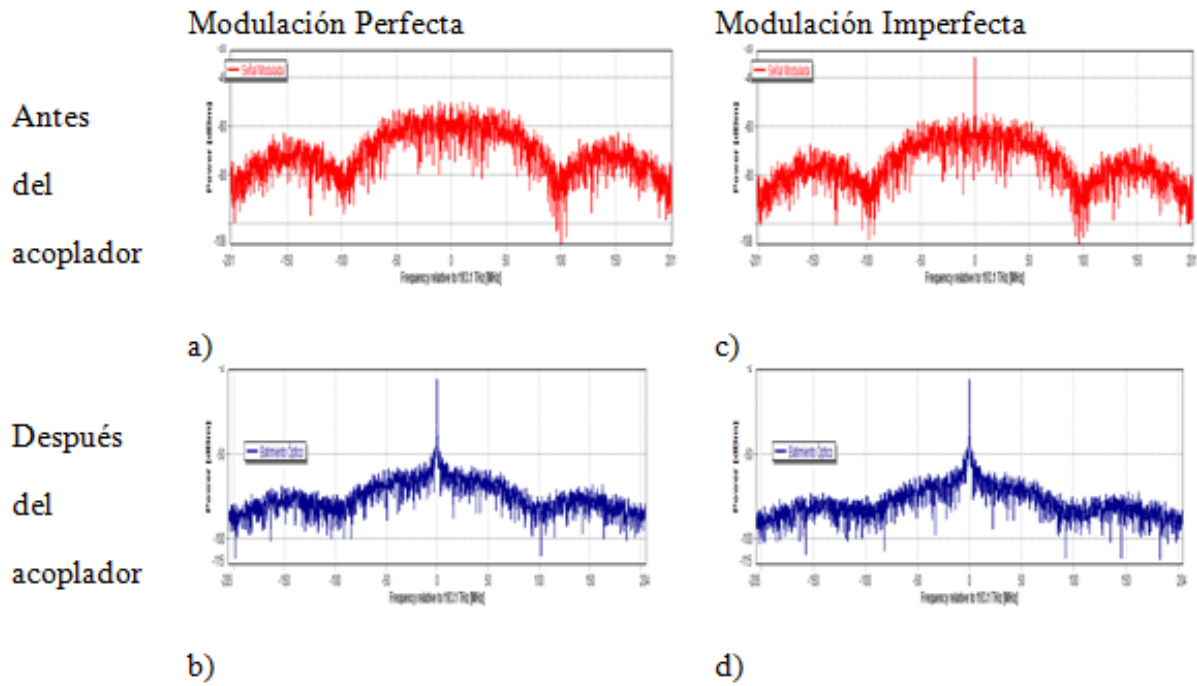


Figura 26. Campo óptico modulado BPSK a la entrada y salida de acoplador óptico para modulación perfecta ((a), (b)) e imperfecta ((c) y (d)).

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 $\theta < \frac{\pi}{2}$ (modulación BPSK imperfecta), ya que para el caso de $\theta = \frac{\pi}{2}$ se tiene portadora suprimida (modulación BPSK perfecta).

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 (31), así:

$$e_s(t) = E_s e^{j\phi_s(t)} \quad (32)$$

donde

$$\phi_s(t) = \theta A(t) + \phi_{NT}(t) \quad (33)$$

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

$$e_{LO}(t) = E_{LO} e^{j\phi_{LO}(t)} \quad (34)$$

$$\phi_{LO}(t) = \phi_c(t) + \phi_{NLO}(t) + \frac{\pi}{2} \quad (35)$$

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 ($f_o - f_{LO} = 0$), donde f_{LO} es la frecuencia del oscilador local óptico. Las señales a la salida del acoplador óptico de 3dB (híbrido óptico de 180 grados) son:

$$e_1(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} [e_s(t) + e_{LO}(t)] \quad (36)$$

$$e_2(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} [e_s(t) - e_{LO}(t)] \quad (37)$$

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

$$i_1(t) = \Re e_1(t) e_1^*(t) = \frac{1}{2} \Re [P_s + P_{LO} + 2\sqrt{P_s P_{LO}} \cos(\varphi_s - \varphi_{LO})] + n_1(t) \quad (38)$$

$$i_2(t) = \Re e_2(t) e_2^*(t) = \frac{1}{2} \Re [P_s + P_{LO} - 2\sqrt{P_s P_{LO}} \cos(\varphi_s - \varphi_{LO})] + n_2(t) \quad (39)$$

donde $\Re$ [A/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 (“shot” y de oscuridad) en la etapa de fotorrecepción. Tomando la diferencia entre ambas corrientes, se obtiene:

$$i_L(t) = 2\Re \sqrt{P_s P_{LO}} \cos(\varphi_s - \varphi_{LO}) + n_T(t) \quad (40)$$

donde $n_T(t) = n_1(t) - n_2(t)$ denota el proceso de ruido aditivo total. Sustituyendo las ecuaciones (33) y (35) en (40) y haciendo uso de algunas identidades trigonométricas se obtiene:

$$i_L(t) = 2\Re \sqrt{P_s P_{LO}} A(t) \sin \theta \cos(\varphi_e(t)) - 2\Re \sqrt{P_s P_{LO}} \cos \theta \sin(\varphi_e(t)) + n_T(t) \quad (41)$$

donde $\varphi_e(t) = \varphi_N(t) - \varphi_C(t)$ y $\varphi_N(t) = \varphi_{NT}(t) - \varphi_{NLO}(t)$. Con una notación más sencilla, podemos escribir [Kazovsky, 1996]:

$$i_L(t) = A_D(t) + A_{PL} \sin(\varphi_e(t)) + n_T(t) \quad (42)$$

donde los nuevos símbolos significan:

$$A_D(t) = 2\Re \sqrt{P_s P_{LO}} A(t) \sin \theta \cos(\varphi_e(t)) \quad (43)$$

$$A_{PL} = 2\Re\sqrt{P_s P_{LO}} \cos \theta \quad (44)$$

en la ecuación (42) hay tres términos, la señal que contiene la información a ser procesada posteriormente por un detector de datos (43), la señal de error de fase a ser usada por el PLL para encadenamiento (44), 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 $f = \frac{c}{\lambda}$ [Hz] (donde c es la velocidad de la luz), a través de la siguiente ecuación $\frac{d\theta(t)}{dt} = 2\pi f = \frac{2\pi c}{\lambda}$, 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.

3.4.- Lazo de Costas óptico convencional.

La implementación de un PLL optoelectrónico para funcionar de manera correcta, requiere de una portadora residual, lo que equivale a una modulación BPSK imperfecta, dicha imperfección en la modulación genera una penalización en la potencia de los datos al momento de ser recuperados, como se mencionó al inicio de este capítulo, esta penalización impacta directamente en el BER.

Los sistemas de comunicaciones más eficientes utilizan técnicas de modulación con portadora suprimida. Debido a la ausencia de portadora residual, un PLL no es capaz de sincronizar con la señal óptica, por otro lado se puede utilizar un lazo de Costas el cual es una variación del PLL para lograr dicho objetivo.

En la Figura 27 se muestra el diagrama a bloques de un Lazo de costas convencional, la señal:

$$x_{in}(t) = A_{in}m(t) \cos(\omega_c t + \theta_i(t)) \quad (45)$$

se envía por dos trayectorias hacia dos multiplicadores (rama superior e inferior), donde, A_{in} , ω_c , y θ_i representan la amplitud, frecuencia y fase de la señal de entrada respectivamente y $m(t)$ representa la señal de datos que se desea recuperar, para una señal BPSK como es el caso en este análisis $m(t)$ toma valores de +1 y -1.

La rama superior también llamada rama en fase, multiplica a la señal de entrada con la señal de salida del VCO, y la rama inferior también llamada en cuadratura, multiplica a la señal de entrada con la señal de salida del VCO después de haber sido desfasada 90°. Las salidas multiplicadas de las ramas en fase y cuadratura pasan a través de filtros pasa bajas, eliminando

términos de alta frecuencia y posteriormente son multiplicadas entre sí para obtener la señal de error. La señal de error es filtrada por el filtro del lazo, cuya salida es el voltaje que controla a la fase y frecuencia del VCO. Cuando la frecuencia y fase generadas por el VCO coinciden con las de la señal de entrada, los datos demodulados pueden extraerse directamente de la rama en fase [Spilker, 1977].

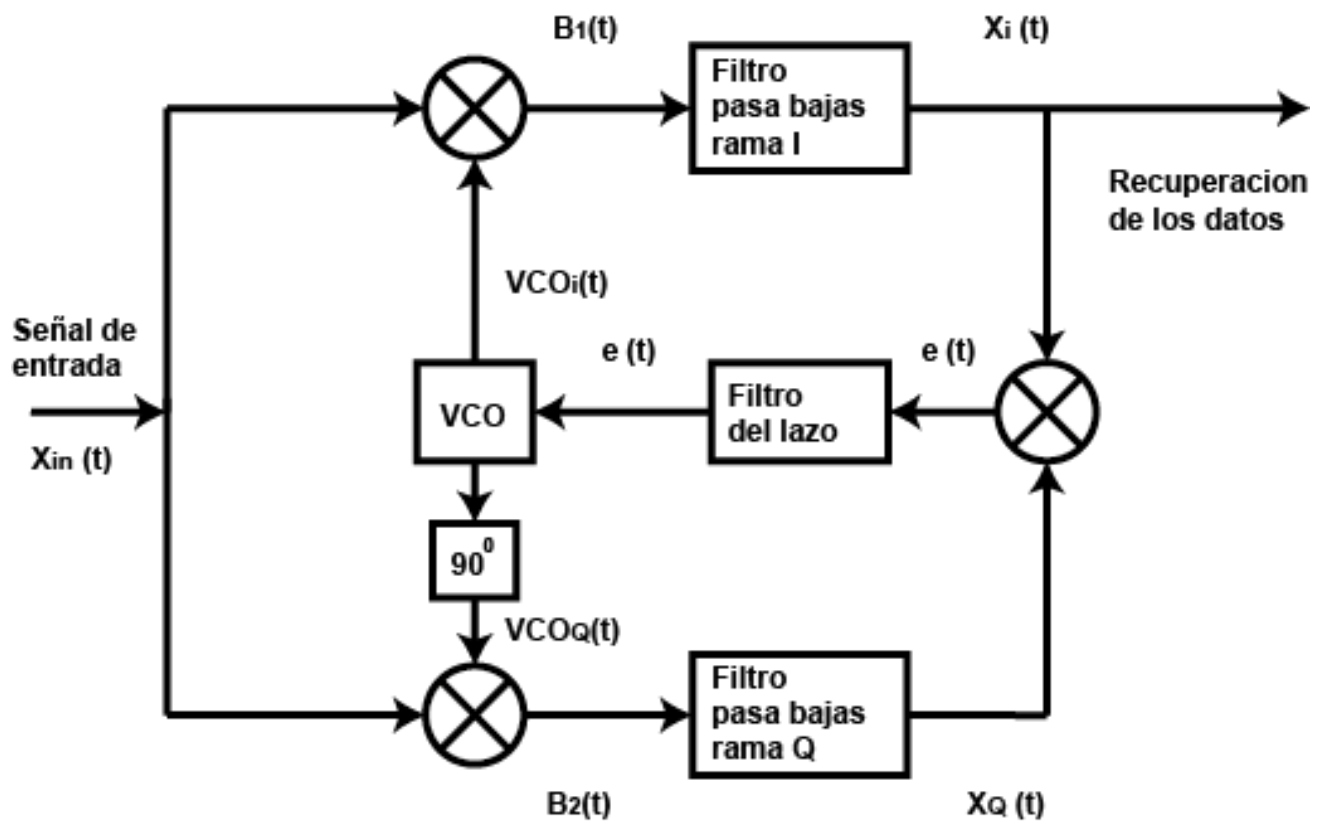


Figura 27. Diagrama a bloques de un Lazo de costas convencional.

Analizando la demodulación de una señal BPSK con un lazo de Costas. Las señales $VCO_i(t)$ y $VCO_q(t)$ representan las señales de salida del VCO desfasadas 90° una respecto de la otra:

$$VCO_i(t) = A_{VCO} \cos(\omega_c t + \theta_{VCO}(t)) \quad (46)$$

$$VCO_Q(t) = A_{VCO} \sin(\omega_c t + \theta_{VCO}(t)) \quad (47)$$

La señal $x_{in}(t)$ es multiplicada por $VCO_i(t)$ en el multiplicador de la rama en fase (rama superior Figura 23) generando la señal de batimiento $B_1(t)$:

$$B_1(t) = \frac{A_{in}A_{VCO}}{2} m(t) [\cos(\theta_i(t) - \theta_{VCO}(t)) + \cos(2\omega_c t + \theta_i(t) + \theta_{VCO}(t))] \quad (48)$$

En la siguiente etapa $B_1(t)$ pasa a través del filtro pasa bajas rama I, en donde los términos de alta frecuencia son eliminados quedando:

$$X_i(t) = \frac{A_{in}A_{VCO}}{2} m(t) [\cos(\theta_i(t) - \theta_{VCO}(t))] \quad (49)$$

La ecuación 49 representa la componente en fase del lazo de Costas, es en esta componente donde se recuperan los datos.

En la rama inferior La señal $x_{in}(t)$ es multiplicada por $VCO_Q(t)$ en el multiplicador de la rama en cuadratura (rama inferior Figura 23), generando la señal de batimiento $B_2(t)$:

$$B_2(t) = \frac{A_{in}A_{VCO}}{2} m(t) [\sin(\theta_i(t) - \theta_{VCO}(t)) + \sin(2\omega_c t + \theta_i(t) + \theta_{VCO}(t))] \quad (50)$$

En la siguiente etapa $B_2(t)$ pasa a través del filtro pasa bajas rama Q, en donde los términos de alta frecuencia son eliminados quedando:

$$X_Q(t) = \frac{A_{in}A_{VCO}}{2} m(t) [\sin(\theta_i(t) - \theta_{VCO}(t))] \quad (51)$$

La ecuación 51 representa la componente en cuadratura del lazo de Costas, y aunque también contiene la señal de datos $m(t)$, es utilizada para propósito de encadenamiento en el lazo.

Las ecuaciones 49 y 51 llegan a un tercer multiplicador para generar una señal de error $e(t)$ que va a controlar la fase y frecuencia del VCO.

$$e(t) = \frac{(m(t)A_{in}A_{VCO})^2}{8} \sin(2[\theta_i(t) - \theta_{VCO}(t)]) \quad (51)$$

Como la señal que contiene los datos $m(t)$ solo puede tomar valores de +1 y -1, al quedar elevado al cuadrado este término la ecuación 51 se simplifica a:

$$e(t) = \frac{(A_{in}A_{VCO})^2}{8} \sin(2[\theta_i(t) - \theta_{VCO}(t)]) \quad (52)$$

Utilizando la aproximación de ángulos pequeños ($\sin(z) \approx z$) cuando $z \rightarrow 0$ y haciendo $K = \frac{(A_{in}A_{VCO})^2}{8}$, la señal de error queda expresada como sigue:

$$e(t) = K [\theta_i(t) - \theta_{VCO}(t)] \quad (53)$$

Cuando la diferencia de fases $\theta_i(t) - \theta_{VCO}(t)$ es muy pequeña, esto es muy cercana a cero las ecuaciones 49 y 51 quedan:

$$X_i(t) = \frac{A_{in}A_{VCO}}{2} m(t) \quad (54)$$

$$X_Q(t) = 0 \quad (55)$$

Ya que $\cos(0) = 1$ y $\sin(0) = 0$, por lo que es posible recuperar la señal de datos en la rama en fase $X_I(t)$ como se aprecia en la ecuación 54, lo anterior se cumple cuando el lazo se encuentra encadenado.

Las características de operación del lazo de Costas son muy similares a las características de operación del PLL y los filtros utilizados para establecer las dinámicas del lazo en un PLL son apropiados para utilizarse en el lazo de Costas [Arvizu, 1990].

En el lazo de Costas óptico se emplea un híbrido de 90° con el fin de hacer el batimiento entre la señal óptica de información y el oscilador local, el híbrido óptico de 90° resulta ser más complejo y más costoso que un acoplador óptico convencional (híbrido de 180 grados), requiere además de dos etapas de detección balanceada (ver Figura 28) que contribuye a un incremento del ruido total en fotodetección, 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 son:

$$i_I = \cos(\phi_m(t) + \phi_s - \phi_{lo} + \phi_{NI}(t)) \quad (56)$$

$$i_Q = \sin(\phi_m(t) + \phi_s - \phi_{lo} + \phi_{NQ}(t)) \quad (57)$$

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:

$$i_{MIX} = \text{sen}[2(\phi_s - \phi_{lo} + \phi_{MIX}(t))] \quad (58)$$

Donde $\phi_{MIX}(t)$ es el proceso de ruido de fase a la salida del multiplicador. La señal i_{MIX} es el equivalente a la señal de error $e(t)$ (ecuación 53), esta señal 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.

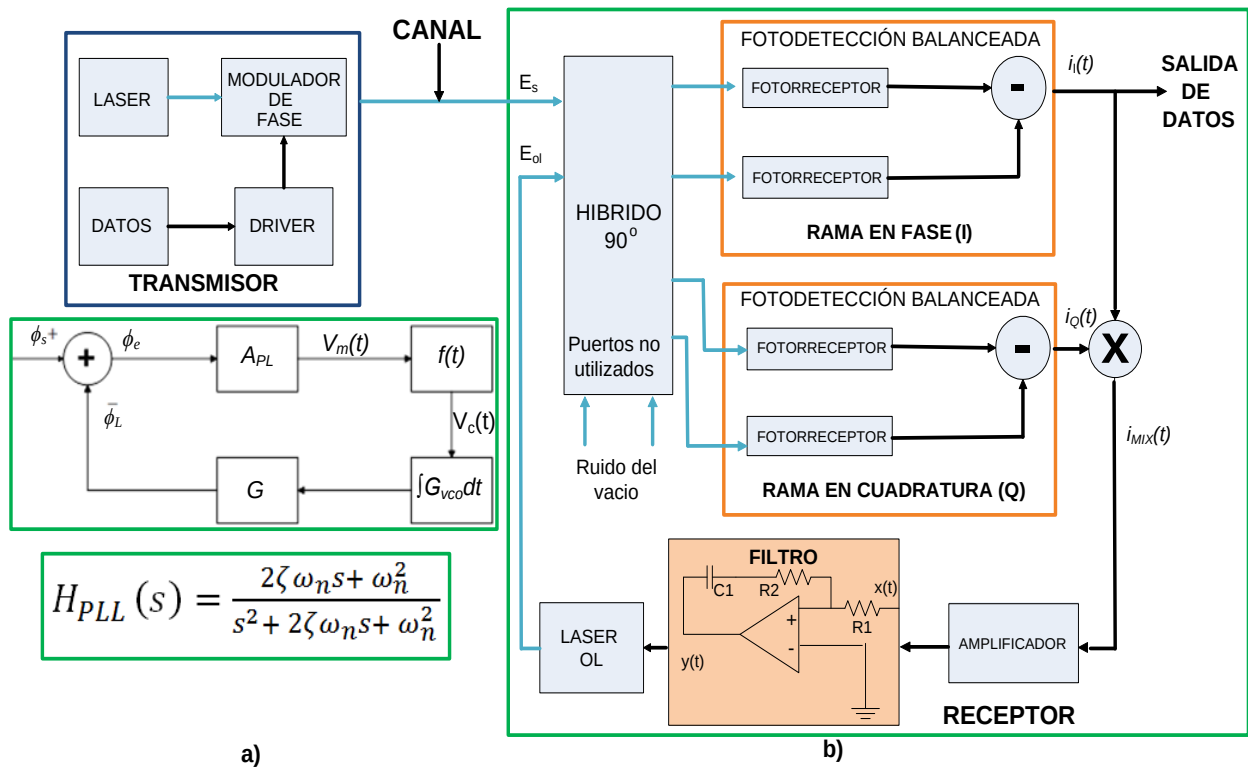


Figura 28. a) PLL equivalente y su función de transferencia, b) Diagrama a bloques de un sistema de comunicaciones ópticas coherentes con un lazo de Costas óptico en recepción.

3.5.- Lazo de Costas con cuadraturas conmutadas óptico.

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 Figura 30. 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 [León, 2015].

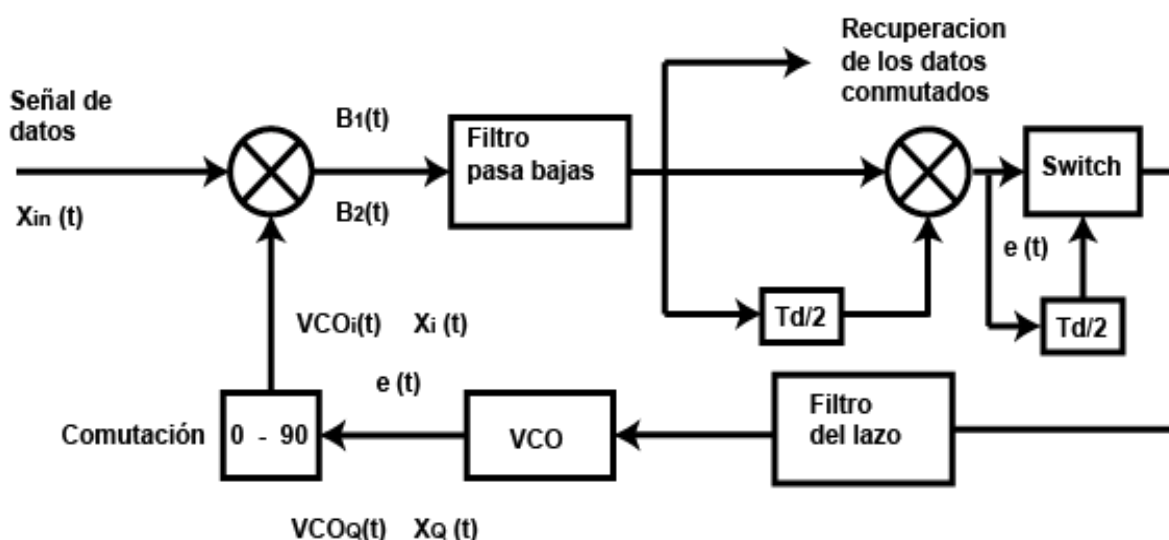


Figura 29. Diagrama a bloques del lazo de Costas con cuadraturas conmutadas.

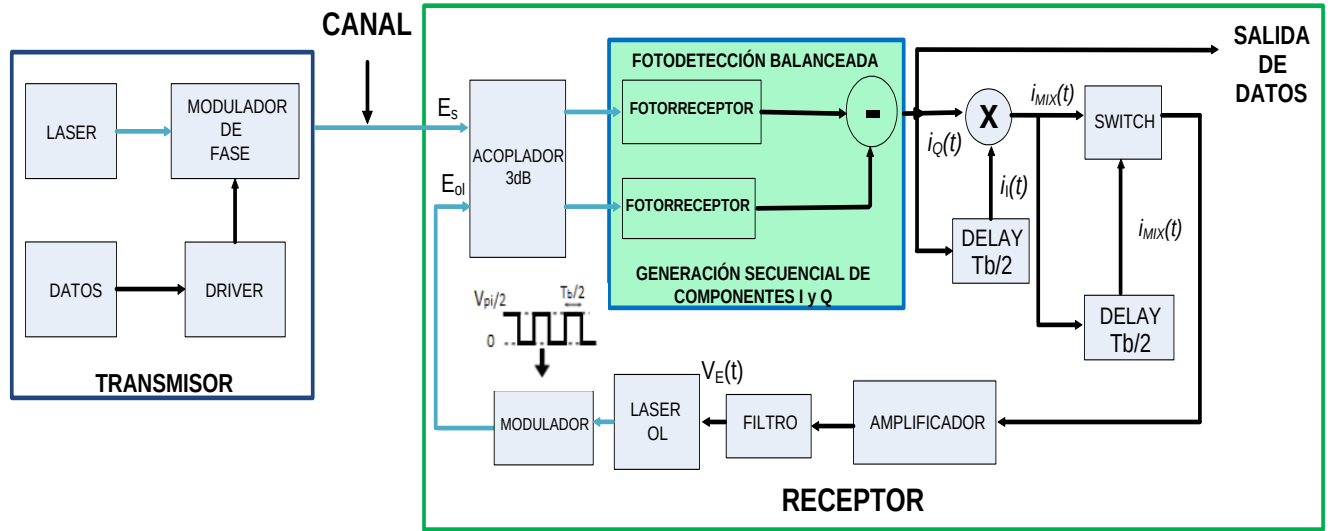


Figura 30. Diagrama a bloques de un sistema de comunicaciones ópticas coherentes con lazo de Costas óptico con cuadraturas conmutadas.

En la Figura 29 se ilustra el diagrama a bloques del lazo de Costas con cuadraturas conmutadas, a continuación analizaremos su funcionamiento haciendo una analogía con el diagrama a bloques del lazo de Costas convencional.

El análisis del lazo de Costas con cuadraturas conmutadas se realizará en 2 tiempos que corresponden con la conmutación de fase entre 0 y 90 grados de la señal del VCO, estos 2 tiempos resultan en dividir el periodo de bit entre 2 (ver Figura 31), de tal manera que para la primera mitad de tiempo de bit (T_d) las señales de entrada y VCO estarán en fase y para la segunda mitad del tiempo de bit las señales de entrada y VCO estarán en cuadratura.

Para la primera mitad de bit la señal de entrada:

$$x_{in}(t) = A_{in}m(t) \cos(\omega_c t + \theta_i(t)) \quad (59)$$

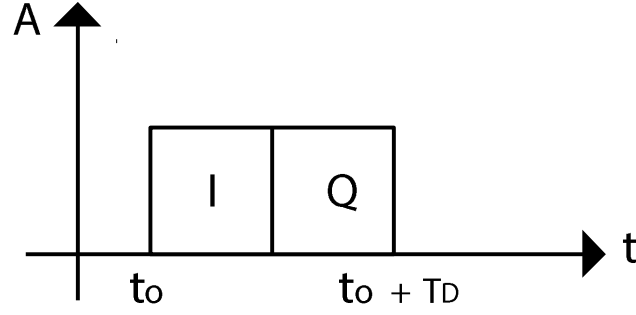


Figura 31. Cuadraturas en un periodo de bit.

La ecuación 59 es multiplicada con la señal a la salida del VCO la cual no sufre ningún desfase y está representada por:

$$VCO_i(t) = A_{VCO} \cos(\omega_c t + \theta_{VCO}(t)) \quad (60)$$

De tal manera que en la primera mitad de bit estas dos señales se encuentran en primer multiplicador generando la señal de batimiento:

$$B_1(t) = \frac{A_{in} A_{VCO}}{2} m(t) [\cos(\theta_i(t) - \theta_{VCO}(t)) + \cos(2\omega_c t + \theta_i(t) + \theta_{VCO}(t))] \quad (61)$$

Esta señal se filtra eliminando los términos de alta frecuencia de tal manera que resulta:

$$X_i(t) = \frac{A_{in} A_{VCO}}{2} m(t) [\cos(\theta_i(t) - \theta_{VCO}(t))] \quad (62)$$

La señal $X_i(t)$ se conoce como componentes en fase del lazo de Costas con cuadraturas conmutadas, al igual que en el lazo de Costas convencional es en esta componente donde se recupera la señal de datos, a diferencia del Costas convencional el dato recuperado vienen de manera conmutada [León, 2015]. Este primer análisis corresponde con el análisis de la rama superior o rama en fase en un lazo de Costas convencional.

Después de generar la componentes en fase, la señal $X_i(t)$ es retardada medio periodo de bit ($T_d/2$) con el fin de esperar y coincidir en el segundo multiplicador con la señal generada en la segunda mitad de tiempo de bit.

Para la segunda mitad del tiempo de bit la señal a la salida del VCO es conmutada 90 grados de tal forma que se tiene:

$$VCO_Q(t) = A_{VCO} \sin(\omega_c t + \theta_{VCO}(t)) \quad (63)$$

La señal $VCO_Q(t)$ coincide con la señal $x_{in}(t)$ en el primer multiplicador de tal forma que generan la señal de batimiento:

$$B_2(t) = \frac{A_{in}A_{VCO}}{2} m(t) [\sin(\theta_i(t) - \theta_{VCO}(t)) + \sin(2\omega_c t + \theta_i(t) + \theta_{VCO}(t))] \quad (64)$$

La señal $B_2(t)$, es filtrada eliminando los términos de alta frecuencia de tal manera que resulta:

$$X_Q(t) = \frac{A_{in}A_{VCO}}{2} m(t) [\sin(\theta_i(t) - \theta_{VCO}(t))] \quad (65)$$

La señal $X_Q(t)$ se conoce como la componente en cuadratura del lazo de Costas con cuadraturas conmutadas, y aunque también contiene la señal de datos $m(t)$, es utilizada para propósito de encadenamiento en el lazo. El análisis de esta segunda mitad de tiempo de bit, corresponde al análisis de la rama inferior o rama en cuadratura en lazo de Costas convencional.

Con el análisis en tiempo se comprueba que el lazo de Costas con cuadraturas conmutadas es capaz de generar las componentes de fase y cuadratura al igual que un Costas convencional.

Continuando con el análisis, ya que la componente en fase generada en la primera mitad de tiempo de bit se retardó medio periodo de bit, para la segunda mitad del periodo donde se genera la componente en cuadratura, ambas coinciden en el segundo multiplicador generando la señal:

$$e(t) = \frac{(m(t)A_{in}A_{VCO})^2}{8} \sin(2[\theta_i(t) - \theta_{VCO}(t)]) \quad (66)$$

De igual manera que en el Costas al estar $m(t)$ elevada al cuadrado y al solo tomar valores de -1 y +1 su valor no influye en la señal de error $e(t)$, además utilizando la aproximación de ángulos pequeños ($\sin(z) \approx z$) cuando $z \rightarrow 0$ y haciendo $K = \frac{(A_{in}A_{VCO})^2}{8}$, la señal de error simplifica a:

$$e(t) = K [\theta_i(t) - \theta_{VCO}(t)] \quad (67)$$

Cuando la diferencia de fases $\theta_i(t) - \theta_{VCO}(t)$ es muy pequeña, y haciendo uso de la aproximación de ángulos pequeños las ecuaciones 62 y 65 se reducen a:

$$X_i(t) = \frac{A_{in}A_{VCO}}{2} m(t) \quad (68)$$

$$X_Q(t) = 0 \quad (69)$$

Ya que $\cos(0) = 1$ y $\sin(0) = 0$, por lo que es posible recuperar la señal de datos en forma conmutada en la rama en fase $X_i(t)$ como se aprecia en la ecuación 68, lo anterior demuestra que el lazo de Costas con cuadraturas conmutadas es capaz de recuperar la señal de datos para una modulación de tipo BPSK al igual que el lazo de Costas convencional.

La segunda etapa de retardo donde se está conmutando la señal de error cada mitad de periodo de bit, se realiza con el fin de que la señal de error que observa el VCO sea generada por la fase y cuadratura de cada bit individual [Arvizu, 2011] [Oropeza, 2009] [Fabrega, 2007]. De tal manera que el VCO no observe una señal de error generada por de la cuadratura del bit 1 (Q azul) con la fase del bit 2 (I verde) ver Figura 32.

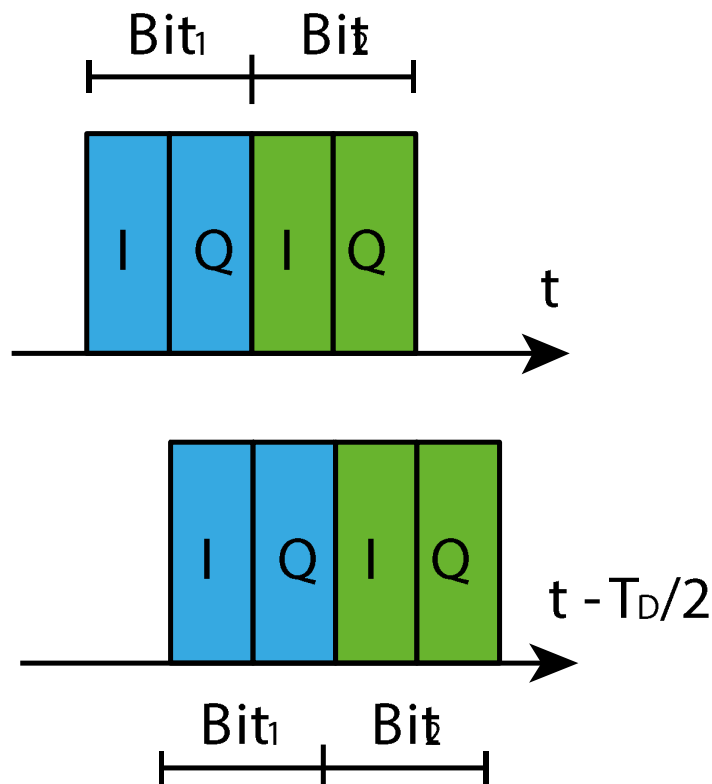


Figura 32. Esquema ilustrativo de la conmutación de cuadraturas.

La técnica de conmutación de cuadraturas en un lazo óptico, 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 (Figura 30). 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 (Figura 30). 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:

$$E_s(t) = x(t) \cos(2\pi f_s + \phi_s(t)) \quad (70)$$

$$E_{loi}(t) = \cos(2\pi f_{lo} + \phi_{lo}(t)) \quad (71)$$

$$E_{loq}(t) = \text{sen}(2\pi f_{lo} + \phi_{lo}(t)) \quad (72)$$

$\phi_s(t)$, f_s , $\phi_{lo}(t)$ y f_{lo} 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 foto-recepción 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:

$$V_E(t) = \frac{r_L \Re P_H A}{2} \cos(\phi_s(t) - \phi_{SQLO}(t)) \quad (73)$$

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) [Xu, 2009]. El lazo de cuadraturas conmutadas no tiene disponibles todos estos desfasamientos; 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 3dB (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 ($\frac{T_b}{2}$) 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.

En este capítulo se han descrito los principios básicos de operación de los lazos de sincronización de fase a ser utilizados en sistemas de comunicaciones ópticas con detección coherente que emplea la modulación binaria de fase de la portadora óptica. En el siguiente capítulo se describirá el diseño y caracterización de dichos lazos mediante el uso del simulador VPI Photonics Maker.

Capítulo IV

4.- Simulación de los lazos de sincronización de fase óptica.

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 [Citations, 2013], 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.

4.1.- Simulación del lazo de Costas óptico convencional.

En la Figura 33, 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 (el cual corresponde a las características del laser PS-NLL de la compañía Teraxion, ideal para comunicaciones ópticas coherentes) y su potencia de salida se fue variando de 0.0625nW, 0.125nW, 0.25nW, 0.5nW, 1nW y 2nW 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 detección 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 Figura 34 se muestran los diagramas de ojo para a) 4.88, b) 9.77, c) 19.55, d) 39.1, e) 78.2 y f) 156.45 fotones por bit. Los resultados de BER obtenidos los podemos apreciar en la Tabla 4, 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.

Número de fotones x 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}

Tabla 4. BER obtenidos de acuerdo al número de fotones empleados por bit para un lazo de Costas óptico convencional.

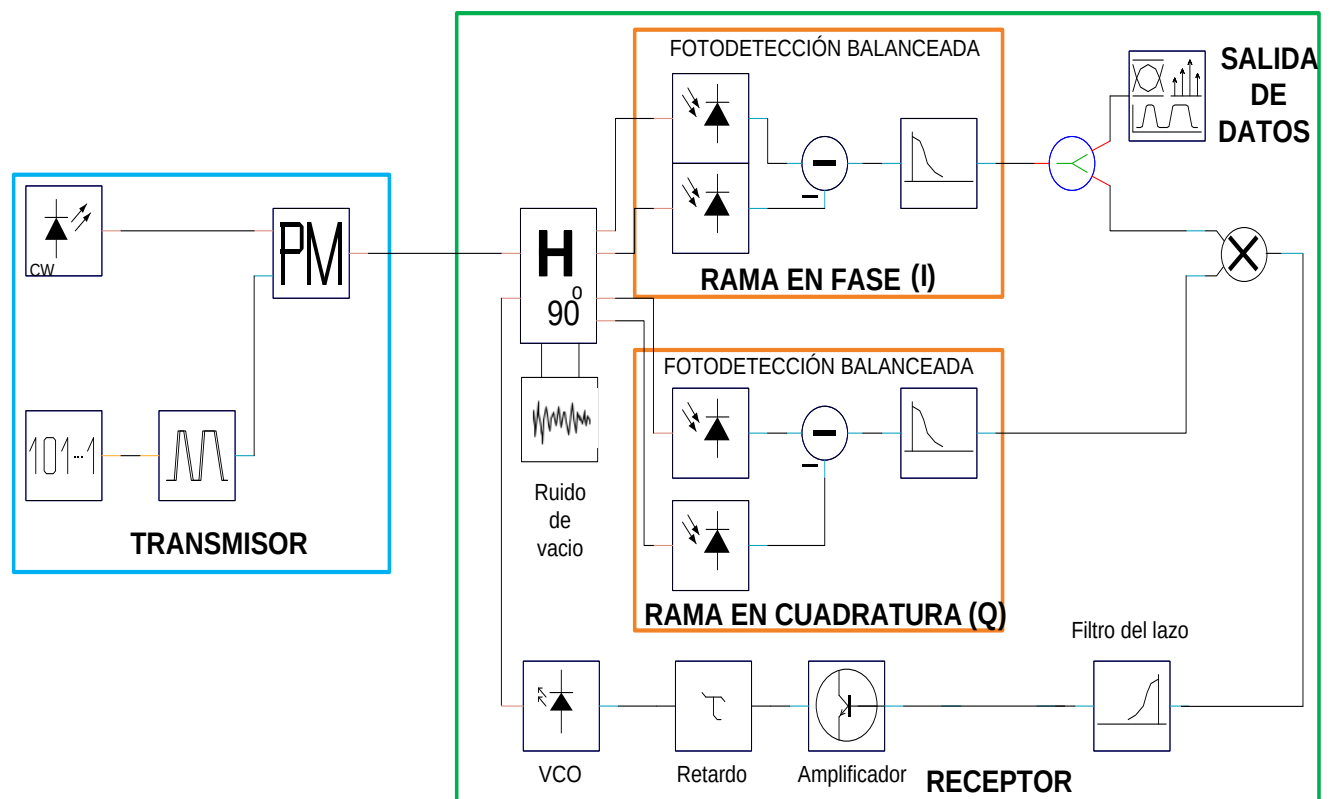


Figura 33. Lazo de Costas óptico convencional implementado en VPI Photonics.

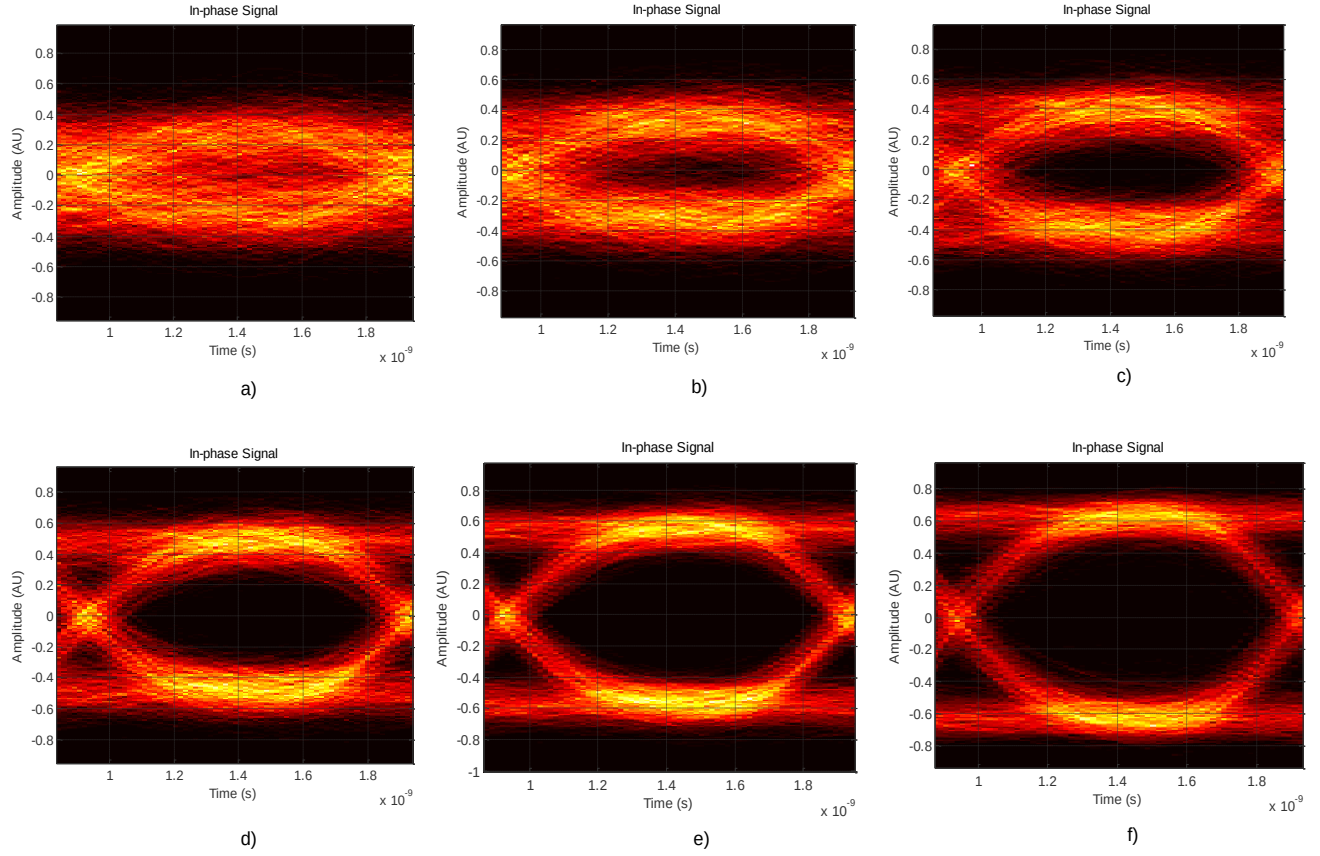


Figura 34. Diagramas de ojo para el lazo de Costas convencional simulado en VPI Photonics.

4.2.- Simulación del lazo de Costas con cuadraturas conmutadas óptico.

En la Figura 35, 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 (0.0625nW, 0.125nW, 0.25nW, 0.5nW, 1nW y 2nW). 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.

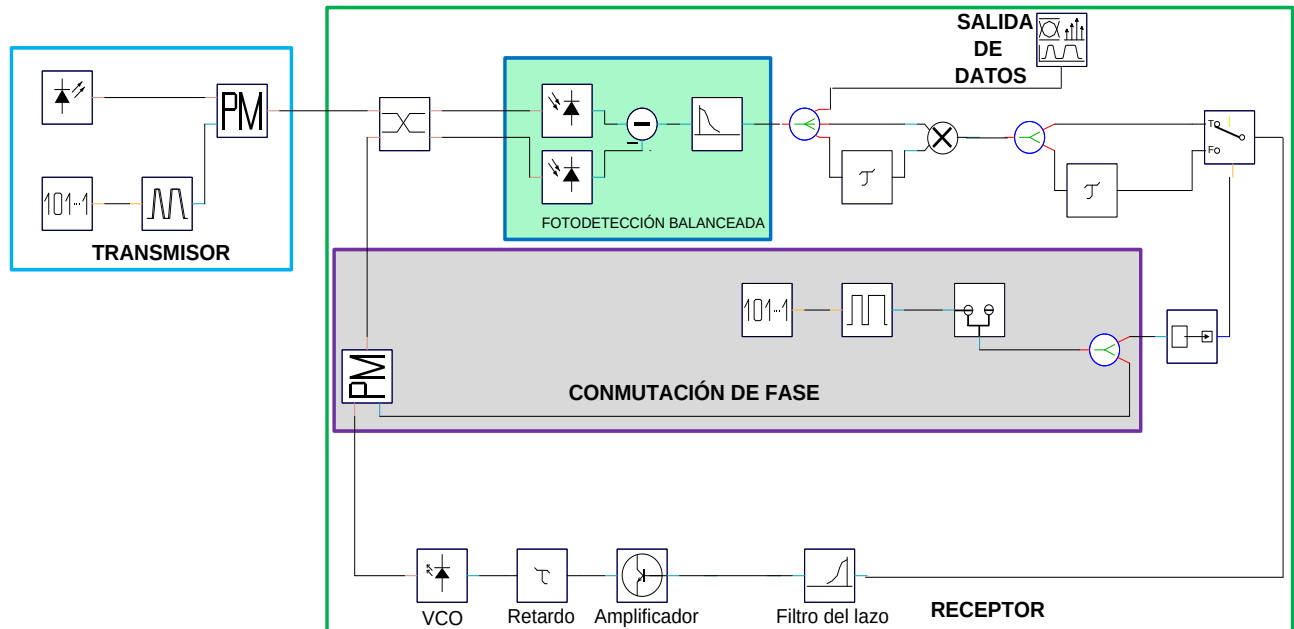


Figura 35. Lazo de Costas óptico con cuadraturas conmutadas implementado en VPI Photonics.

En la Figura 36 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} .

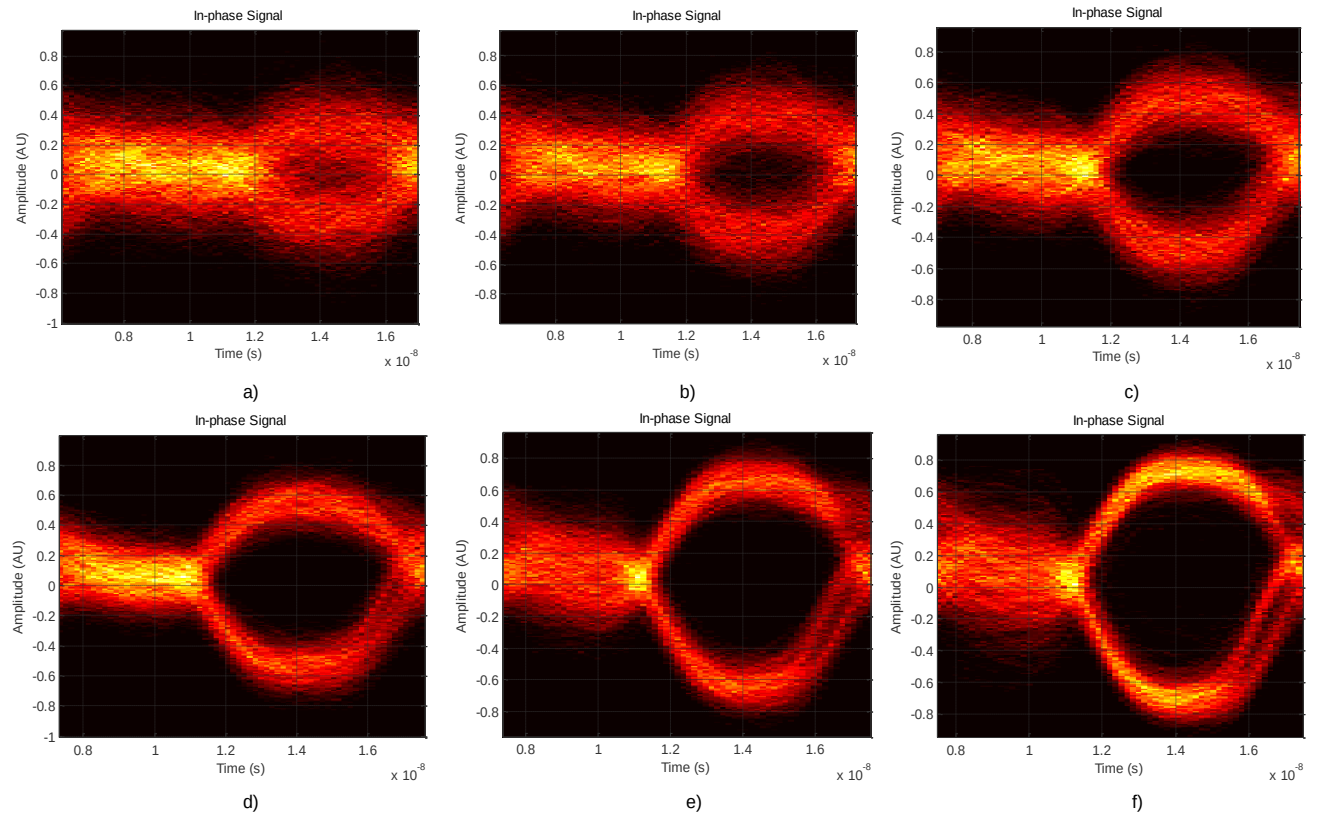


Figura 36. Diagramas de ojo obtenidos con el Lazo de Costas óptico con cuadraturas conmutadas simulado en VPI Photonics.

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

Tabla 5. BER obtenidos de acuerdo al número de fotones empleados por bit para un lazo de Costas con cuadraturas conmutadas óptico.

Capítulo V

5.- Etapa Experimental.

En este capítulo se analizará el diseño de un lazo de Costas óptico y un PLL óptico, estos dos lazos de sincronización de fase se consideran la base para el diseño e implementación de lo que es el lazo de Costas con cuadraturas conmutadas óptico.

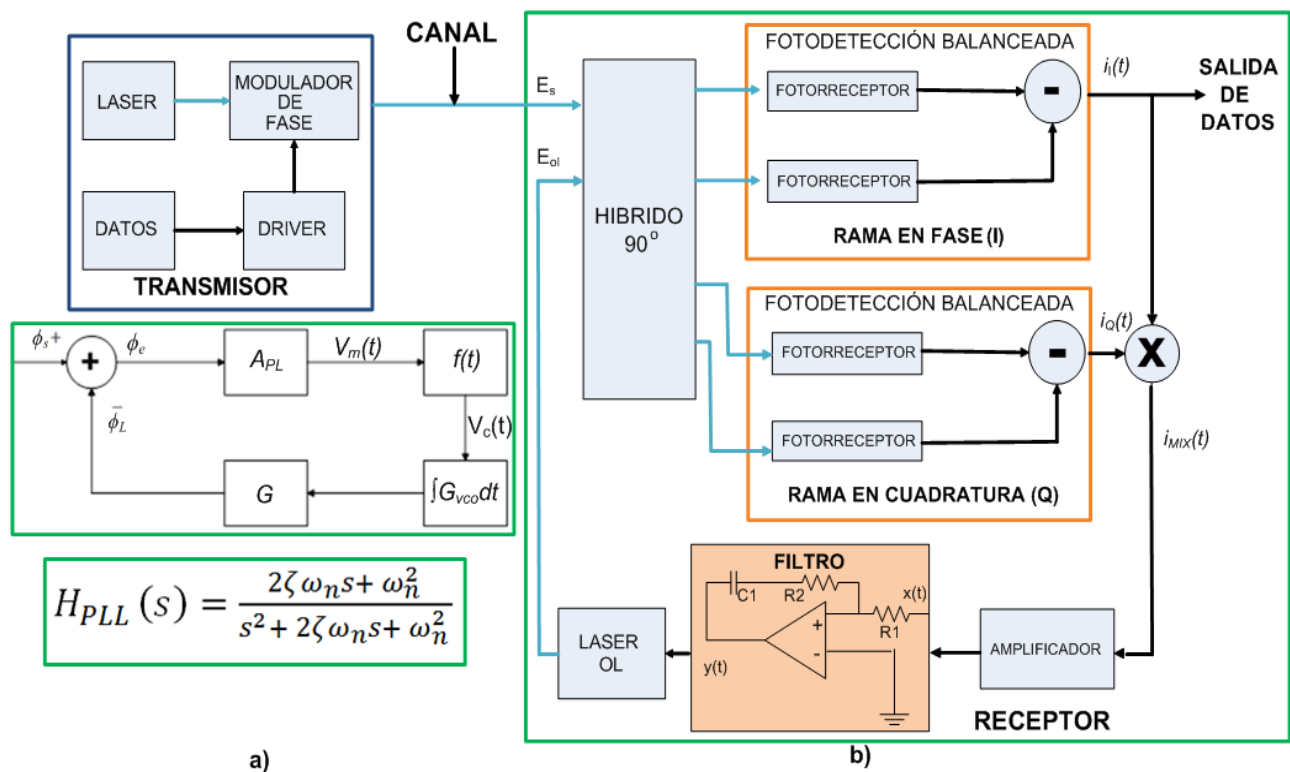


Figura 37. . a) PLL equivalente y su función de transferencia, b) Diagrama a bloques de un sistema de comunicaciones ópticas coherentes con un lazo de Costas óptico en recepción.

En la Figura 37 se aprecia el diagrama del lazo de Costas que fue implementado, para su diseño se utilizó una metodología basada en trabajos previos para comunicaciones ópticas clásicas homodinas [Kazovsky, 1996] y cuánticas en configuración auto-homodina (interferométrica), utilizando un PLL equivalente [Xu, 2009], [Leyva, 2012]. Ya que el diseño

del lazo de Costas se basa en su PLL equivalente (Figura 37a) estos mismos valores resultan útiles a la hora que se diseñó el PLL óptico reportado en este trabajo. Por otro lado ya que el lazo de Costas con cuadraturas conmutadas posee una estructura similar a la del PLL óptico y un funcionamiento análogo al lazo de Costas, los criterios de diseño del Costas óptico aplican también a la hora de diseñar el lazo de Costas con cuadraturas conmutadas. Considerando que los criterios de diseño para el PLL óptico, lazo de Costas óptico y el lazo de Costas con cuadraturas conmutadas son similares, la comparación en el rendimiento de estas tres estructuras resulta más justa.

Para la implementación del lazo de Costas óptico se utilizó como transmisor un láser DFB (PS-NLL de la marca Teraxion, Figura 41) con un ancho de línea angosto ($\Delta\nu < 5\text{kHz}$) operando en modo continuo y fase óptica modulada externamente (modulador de fase óptica LN53S-FC, Figura 42) con una señal de datos pseudoaleatoria generada con un analizador de transmisión digital HP 3784A (Figura 43) inyectada a través de un manejador (Driver JDS Uniphase modelo H301, 44) 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, en este caso se utilizó el híbrido óptico de 90 grados Kyria COH (Figura 45), los fotorreceptores balanceados deben tener una sensibilidad apropiada para la longitud de onda (1550nm en este experimento) y velocidad de bit de operación (20Mbps en este caso), el multiplicador y etapa de amplificación electrónica tienen que cumplir con un ancho de banda suficiente para pasar la señal de error de fase sin distorsión, en este esquema se utilizó el multiplicador ADL5391 (Figura 46) con un ancho de banda de DC-2GHz. El láser oscilador local (VCO óptico) debe de poseer el menor ruido de fase (ancho de línea) posible operando en la banda óptica de interés, en este esquema se utilizó un segundo laser DFB PS-NLL de la marca

Teraxion por lo que el ancho de línea es menor que 5kHz cumpliendo satisfactoriamente con este requisito.

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 [León, 2015].

En la Tabla 6 se tienen los valores de parámetros de componentes utilizados en este esquema requeridos para diseñar el filtro de lazo (Figura 37b). Este filtro es muy importante ya que determina la dinámica del sistema (rango de captura y de seguimiento, respuesta transitoria, estabilidad, etc.).

En nuestro diseño se elige, por conveniencia, un filtro de atraso-adelanto (Figura 37b). Para especificar las constantes de tiempo (τ_1, τ_2) se requieren las siguientes ecuaciones [Xu, 2009]:

$$f_{nopt} = \frac{\omega_{nopt}}{2\pi} = \sqrt{\left[\frac{2\Delta N_s B_r}{3\pi} \right]} \quad (74)$$

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

Ganancias del VCO (G_{VCO})	5.7X10⁹ Hz/ V
Ganancia amplificador (G)	60 dB
Anchos de línea del láser de información ($\Delta\nu_s$) y oscilador local ($\Delta\nu_{LO}$)	5 KHz
Potencia del láser oscilador local (P_{LO})	1 mW
Potencias del láser de información (P_s)	0.01mW
Bit Rate (Br)	20Mbps
Responsividad $\Re$	600 V/W
Longitud de onda del laser de información y oscilador local	1550nm

Tabla 6. Parámetros requeridos para la implementación del lazo de Costas.

El factor de amortiguamiento (ζ) del PLL equivalente está dado por la ecuación [Xu, 2009]:

$$\zeta = \pi * f_n * \tau_2 \quad (75)$$

Haciendo $f_n = f_{nopt}$ y $\zeta = \frac{1}{\sqrt{2}}$ y empleando los parámetros arriba descritos:

$$f_n = \frac{\omega_n}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} * \sqrt{\left[\frac{A_{PL} * G * G_{VCO}}{\tau_1} \right]} \quad (76)$$

Con

$$A_{PL} = \Re(h\nu B_r)^2 N_L N_s \text{ [Volts]} \quad (77)$$

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 ecuaciones (25) a (26) y despejando (τ_1, τ_2), se obtiene:

$$\tau_1 = \frac{A_{PL} * G * G_{VCO}}{(2\pi f_{nopt})^2}, \quad \tau_1 = R_1 * C_1 \quad (78)$$

$$\tau_2 = \frac{1}{\sqrt{2}\pi f_{nopt}}, \quad \tau_2 = R_2 * C_1 \quad (79)$$

Utilizando los parámetros descritos en la Tabla 6, y dejando fijo el capacitor $C_1=10\text{pF}$ se obtienen los siguientes valores para R_1 , R_2 , τ_1 , τ_2 y A_{PL} .

Resistencia R1	1000Ω
Resistencia R2	78Ω
Constante τ_1	10ns
Constante τ_2	.78ns
Factor de multiplicación A_{PL}	.006mV

Tabla 7. Valores calculados para el diseño del filtro de lazo.

Con los componentes y los valores de las constantes del lazo calculados (Tabla 7) se implementará un lazo de Costas óptico convencional (“de tiempo real”). Además, varios de estos parámetros son útiles también para el diseño del PLL óptico y el lazo de Costas de cuadraturas conmutadas.



Figura 38. Esquema del transmisor utilizado en la elaboración del Lazo de Costas óptico y del PLL óptico.

En la Figura 38 se aprecia el esquema empleado para la modulación en fase de la señal de información, para generar la señal de datos pseudoaleatorios a una tasa de datos de 20Mbps se utilizó el analizador de transmisión digital HP 3784, se emplea un bloqueador de corriente directa (DC) como precaución para evitar dichos niveles, al modulador de fase LN53S-FC se le inyecta la señal de datos con el driver JDS Uniphase H301 con el fin de manejar las corrientes e impedancias de manera adecuada y poder generar una señal BPSK perfecta, se utiliza un controlador de la polarización a la salida del laser PS-NLL.

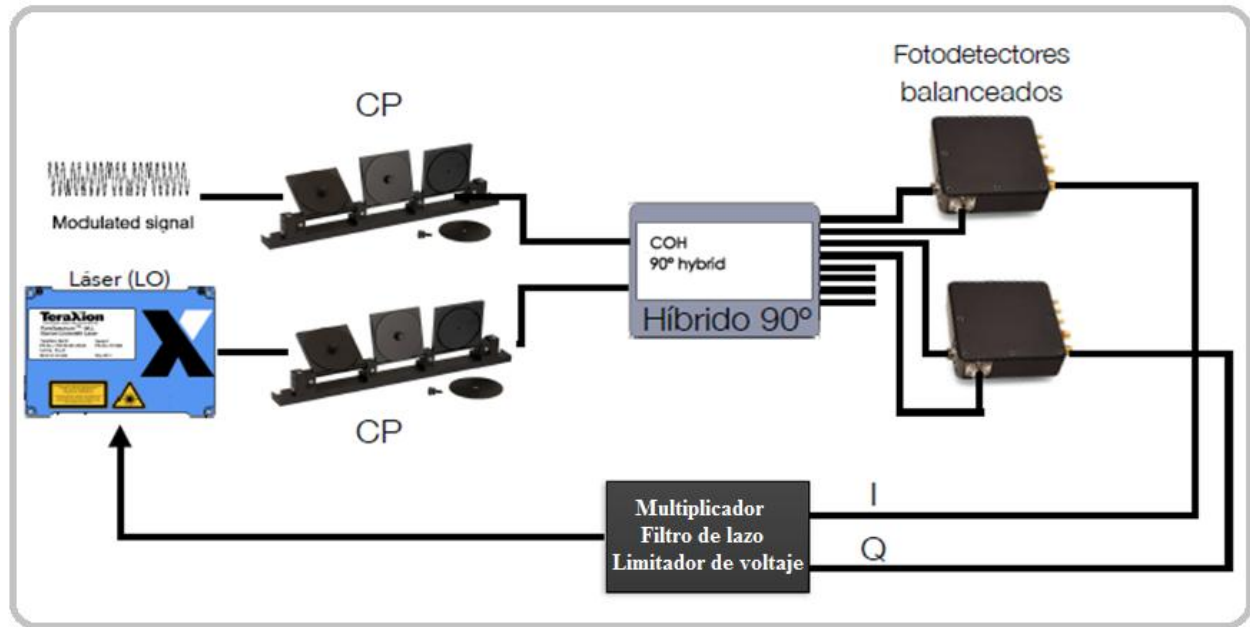


Figura 39. Esquema del receptor utilizado en la elaboración del Lazo de Costas óptico.

En la Figura 39, se aprecia la etapa de recepción del Costas implementado, a la salida del laser Oscilador local (el cual también es un modelo PS-NLL), se tiene un controlador de polarización manual que se utiliza con el fin de emparejar tanto la señal de información como la del oscilador local en sus respectivas polarizaciones ópticas; ambas señales, la de datos y oscilador local entran en el híbrido de 90 grados Kyla COH, conteniendo de esta manera las señales de fase y cuadratura, las cuales a su vez llegan a sus respectivos fotodetectores balanceados 1607-AC, con el fin de eliminar los términos de DC y amplificar las señales de información útiles. En el siguiente bloque se tiene en primera instancia el multiplicador ADL5391 donde se multiplican las señales de fase y cuadratura para generar la señal de error que retroalimenta al láser oscilador local, después que se genera dicha señal, pasa a través del filtro de lazo y posteriormente por un circuito limitador de voltaje de +2V a -2V con el fin de evitar niveles que puedan dañar al láser oscilador local ya que su rango de operación va de +2.5V a -2.5V.

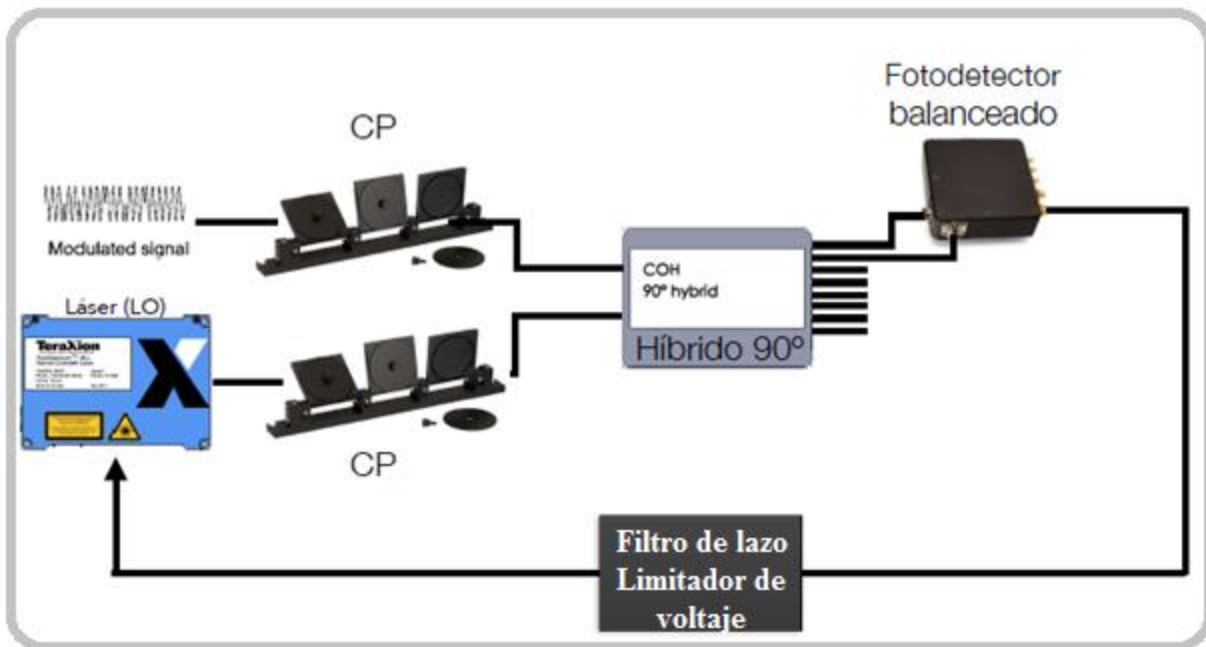


Figura 40. Esquema del receptor utilizado en la elaboración del PLL óptico.

En la Figura 40, se aprecia la etapa de recepción del PLL óptico implementado en laboratorio, donde se aprecian los mismos elementos que en el lazo de Costa óptico, con la diferencia que se utiliza una sola etapa de recepción balanceada la que sirve para generar la señal de error que retroalimenta al oscilador local y con el cuidado esta vez en la etapa del transmisor de generar una señal BPSK imperfecta, esto con el fin de generar una portadora residual que sirve como referencia para el amarre del lazo.

Aunque no se implementó físicamente el lazo de Costas con cuadraturas conmutadas, las ecuaciones y equipo descrito anteriormente pueden ser utilizados a la hora de armarlo físicamente, para el caso de una señal de datos de 20Mbps que es el caso descrito, la línea de retardo requerida sería de 25ns lo que corresponde con la mitad del periodo de bit. Además de necesitar un segundo modulador de fase con el fin de conmutar entre 0 y 90 grados la fase del oscilador local.

5.1.- Equipo y características.



Figura 41. Láser Teraxion PS-NLL.

Potencia	80mW
Longitud de onda	1550nm
Ancho de línea	< 5kHz

Tabla 8. Características técnicas del láser PS-NLL.

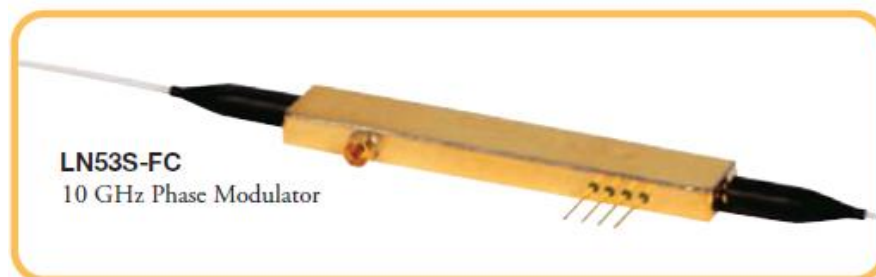


Figura 42. Modulador de fase óptica LN53S-FC.

Longitud de onda de operación	1525nm a 1605nm
Ancho de banda	10GHz
V_{π}	4V

Tabla 9. Características técnicas del modulador de fase LN53S-FC.



Figura 43. Analizador de transmisión digital HP 3784A.

Tasa de generación de datos pseudoaleatorios	Hasta 50Mbps
Patrón máximo de secuencia de bits pseudoaleatorios	$2^{23}-1$ bits

Tabla 10. Características técnicas del analizador de transmisión digital HP3784A.

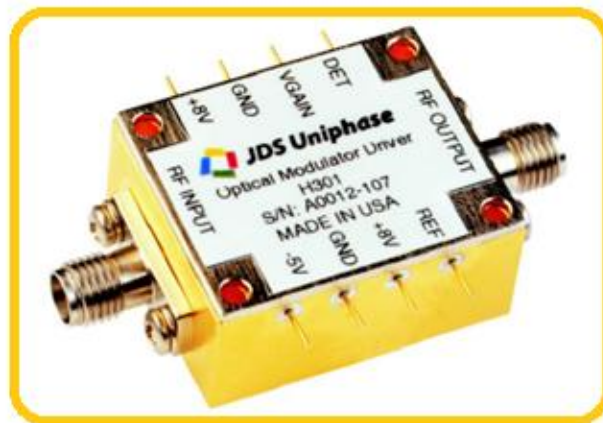


Figura 44. Driver JDS Uniphase modelo H301.

Impedancia de entrada y salida	50Ω
Respuesta en frecuencia	75KHz a 10GHz
Ganancia	14 a 24 dB, variable

Tabla 11. Características técnicas del driver JDS Uniphase modelo H301.

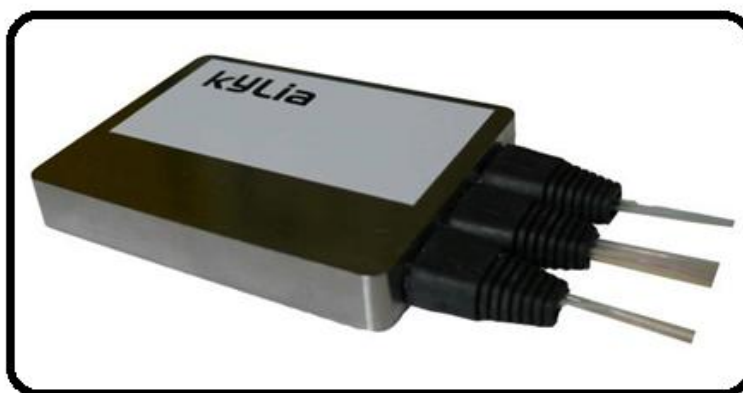


Figura 45. Híbrido óptico de 90 grados Kyla.

Potencia máxima de entrada	300mW
Rango de temperatura	-40 a 80 grados centígrados

Tabla 12. Características técnicas del híbrido de 90 grados Kyria COH.



Figura 46. Multiplicador ADL5391.

Ancho de banda de operación	2GHz
Rango de ganancia ajustable	Hasta 9.5 dB
Voltaje de alimentación	5.5V

Tabla 13. Características técnicas del multiplicador ADL5391.

Capítulo VI

6.- Resultados.

6.1.- Resultados de simulación.

A continuación se presentan los resultados obtenidos en este trabajo de tesis donde se compara el desempeño del Costas óptico convencional con el lazo de Costas con cuadraturas conmutadas para niveles de potencia óptica bajos (pocos fotones por bit) ya que como se mencionó en el Capítulo I existe al día de hoy un interés creciente a nivel mundial en el desarrollo de comunicaciones ópticas cuánticas es decir con muy bajo número de fotones por bit. Además se presenta una mejora en el diseño del Lazo de Costas con cuadraturas conmutadas óptico, comparando dicha estructura mejorada con la implementada en los análisis previos.

En la Figura 47 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.

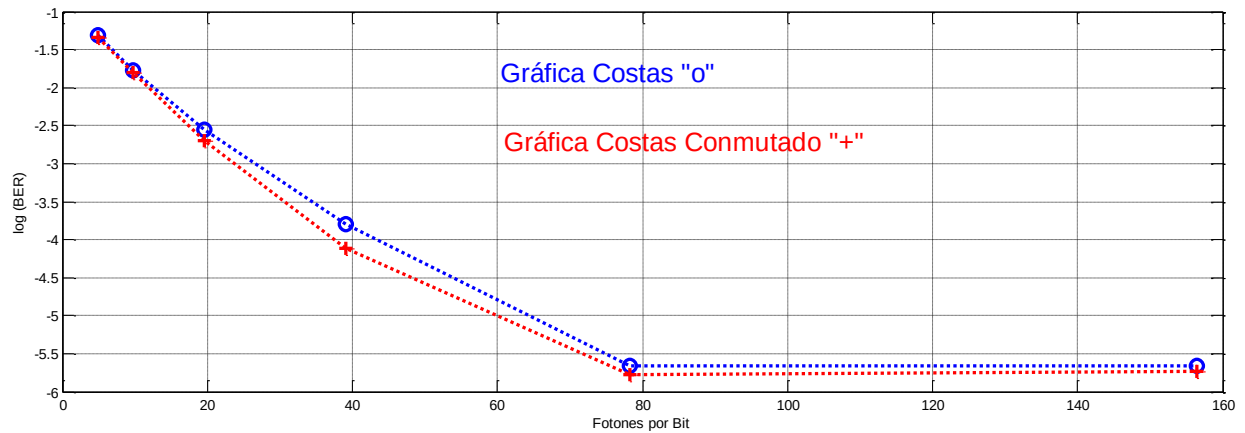


Figura 47. Gráfica del log (BER) calculado para el lazo de Costas convencional en función del número de fotones transmitidos por bit (línea azul) y Gráfica del log (BER) calculado para el LCCC en función del número de fotones transmitidos por bit (línea roja).

Figura 46.

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.

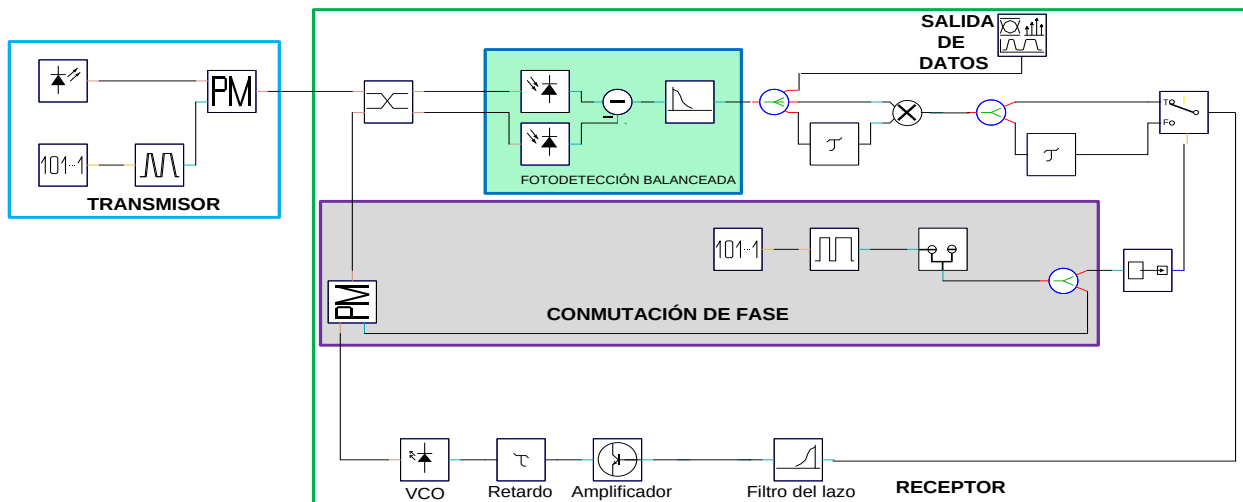


Figura 48. Lazo de Costas con cuadraturas conmutadas óptico (de doble retardo).

La Figura 48 ilustra el lazo de Costas con cuadraturas conmutadas óptico de doble retardo implementado en los análisis previos y también utilizado en [Arvizu, 2011], [Oropeza, 2009] y [Fabrega, 2007]. En la Figura 49 se aprecia el diagrama de ojo obtenido implementando el esquema de la Figura 48 en este caso ya no utilizando valores de potencia tan bajos.

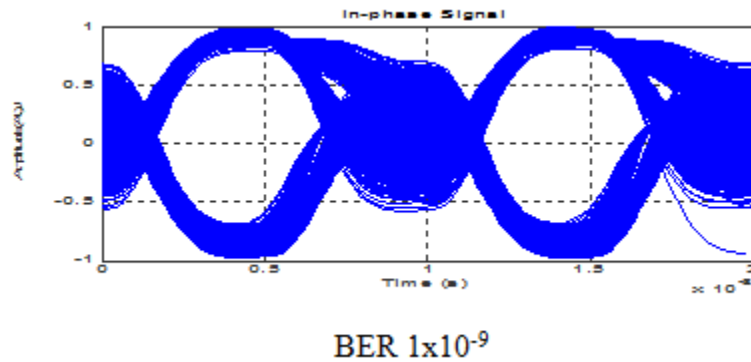


Figura 49. Diagrama de ojo del lazo de Costas con cuadraturas conmutadas considerando las dos etapas de retardo.

Como se mencionó en el capítulo III el propósito del segundo retardo es para que la señal de error que observa el VCO sea la de la fase y cuadratura de cada bit, pero como se demostró en la ecuación 66 el valor de cada bit $m(t)$ al poder tomar únicamente los valores de +1 y -1 y al quedar este elevado al cuadrado su valor no impacta en la señal de error que controla el VCO, por lo que el segundo retardo se vuelve innecesario, tomando en cuenta lo anterior el nuevo esquema se aprecia en la Figura 49, al cual le llamaremos Lazo de Costas óptico de cuadraturas conmutadas con retardo simple.

6.2.- Resultados de etapa experimental.

A continuación se muestran los resultados obtenidos en la etapa experimental, donde se armó un PLL óptico y un lazo de Costas óptico.

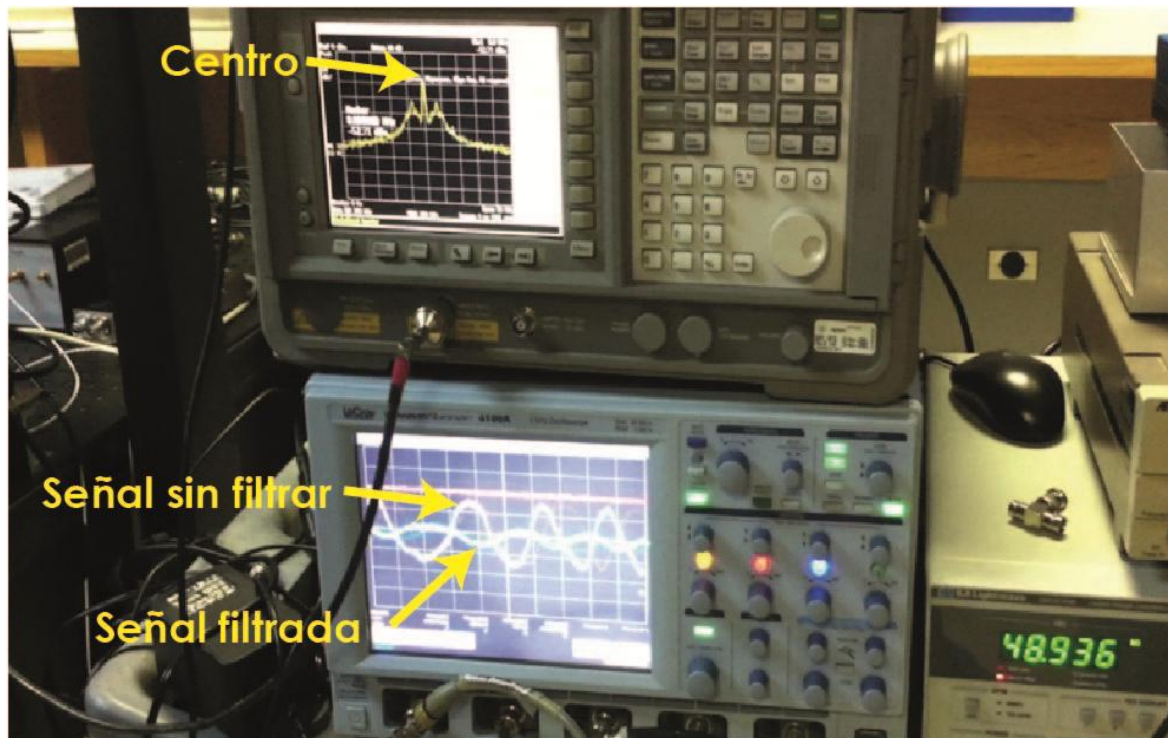


Figura 52. Analizador de espectros y osciloscopio observando la señal que retroalimenta al VCO.

En la Figura 52, se aprecia la señal de error que retroalimenta al VCO en el PLL óptico montado en laboratorio, el aparato superior corresponde al analizador de espectros, el pico central corresponde a la frecuencia cero referencia que aporta el instrumento de medición, los picos adjuntos corresponden con la señal de frecuencia intermedia que se genera del batimiento entre la señal modulada y la señal del VCO, como se aprecia en el analizador de espectros esta muy cercana a cero. En el aparato de la parte inferior se tiene el osciloscopio donde se aprecian dos señales, una senoidal que corresponde con la señal de error antes de ser filtrada y una segunda señal que corresponde con la señal de error después de pasar por el filtro de lazo, es esta señal la que retroalimenta al VCO para propósitos de amarre de fase.

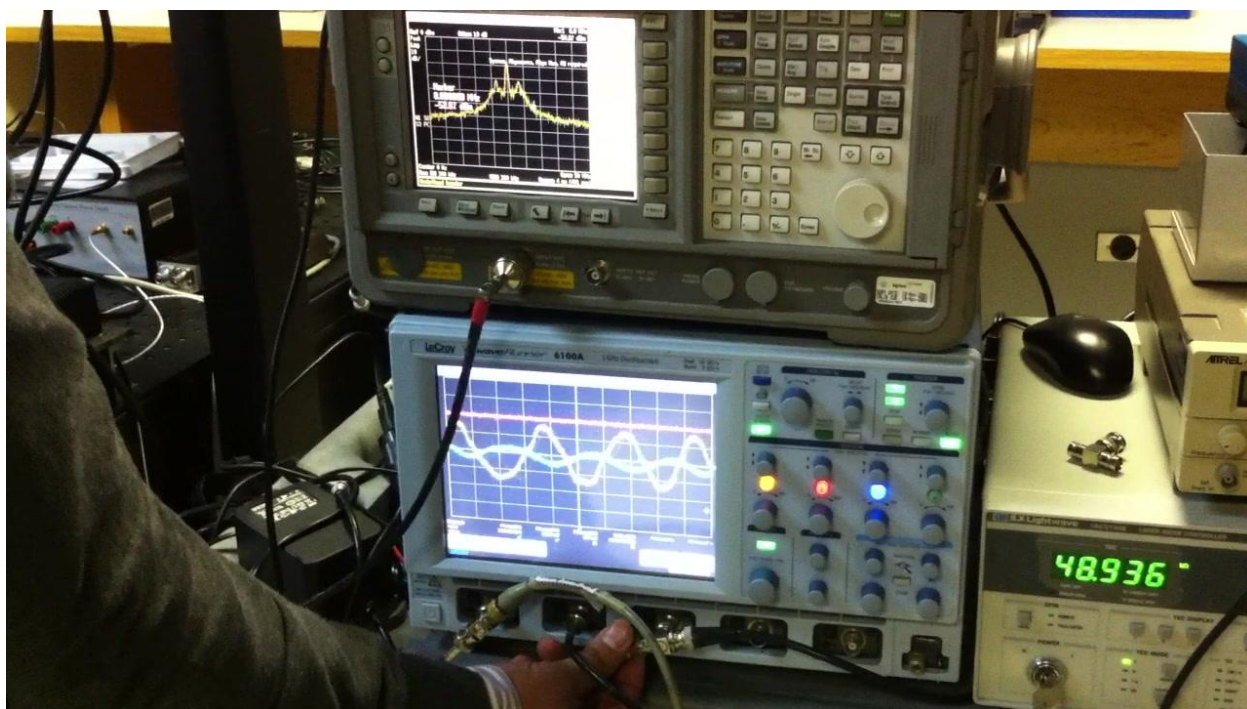


Figura 53. Señal de error antes de ser retroalimentada al VCO.

En la Figura 53, se aprecia en la parte inferior la mano en el momento cuando la señal de error se conecta para que retroalimente al VCO, lo que se espera en este momento es que la señal de frecuencia intermedia se vuelva cero una vez que el VCO esté retroalimentado, lo que resulta en un indicativo de que el PLL óptico está funcionando de manera correcta.

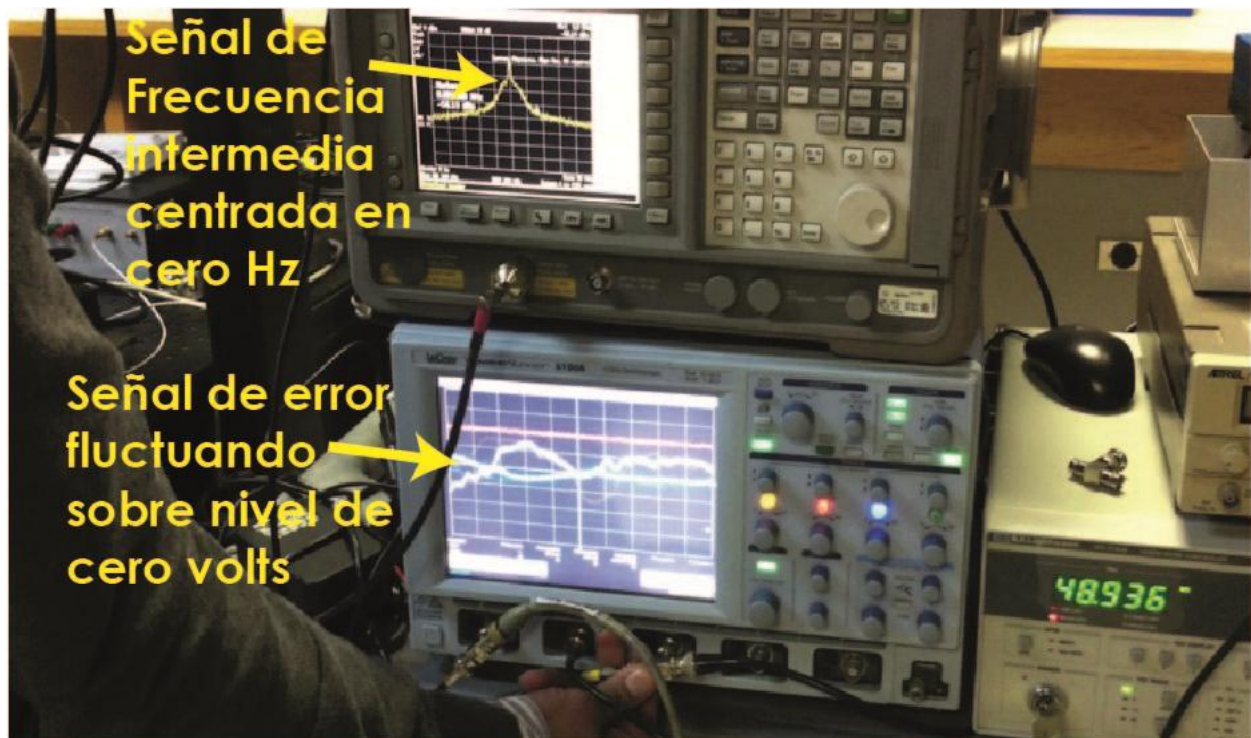


Figura 54. Señal de error después de ser retroalimentada al VCO.

En la Figura 54, se observa como la señal de error se ha conectado al VCO, en el analizador de espectros se aprecia de forma clara cómo la señal de frecuencia intermedia se centra en la frecuencia cero, por lo que en ese momento se puede decir que el lazo se encuentra amarrado. En el osciloscopio se observa cómo la señal de error fluctúa sobre un nivel muy cercano a los cero volts, lo cual es un resultado esperado cuando el lazo se encuentra amarrado.

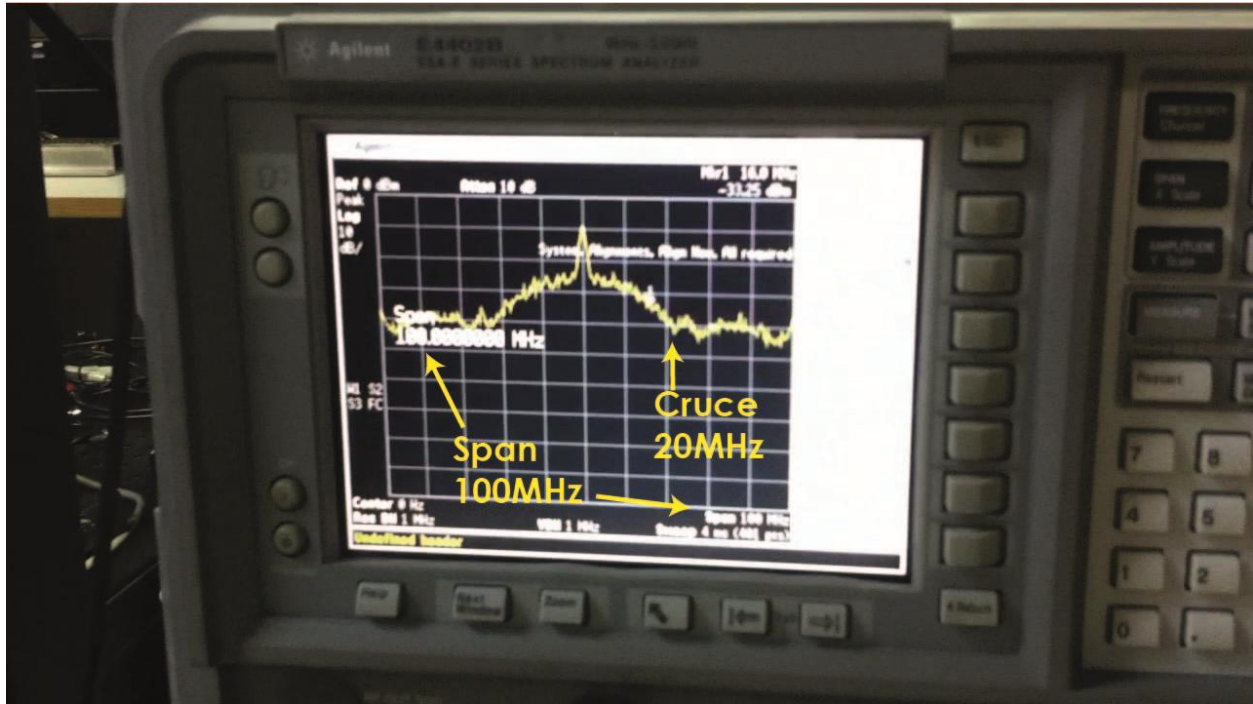


Figura 55. Señal de datos 20 Mbps en banda base.

Una vez que el PLL óptico se encuentra amarrado se envían los datos, y como se aprecia en el analizador de espectros de la Figura 55, éstos se encuentran en banda base (demodulados). Recordando que los datos son enviados a una frecuencia de 20 Mbps que es a la velocidad a la cual se diseñó el PLL óptico, se aprecia cómo el primer cruce en el espectro está a 20 MHz lo cual corresponde con la señal de datos enviada y demodulada.



Figura 56. Señal de error, señal de datos a 20 Mbps y espectro en frecuencia de los datos.

En la Figura 56, se observa en la parte superior el espectro en frecuencia de la señal de datos, en la parte inferior se tienen la señal de error y de datos en tiempo (en el osciloscopio), como se puede apreciar, la señal de error mantiene valores muy cercanos a los ceros volts, comportamiento que indica el estado de amarre del lazo, esta señal de error antes de ser filtrada es utilizada para la recuperación de los datos, y estos se pueden apreciar en la señal de pulsos cuadrados que se observan en el osciloscopio.

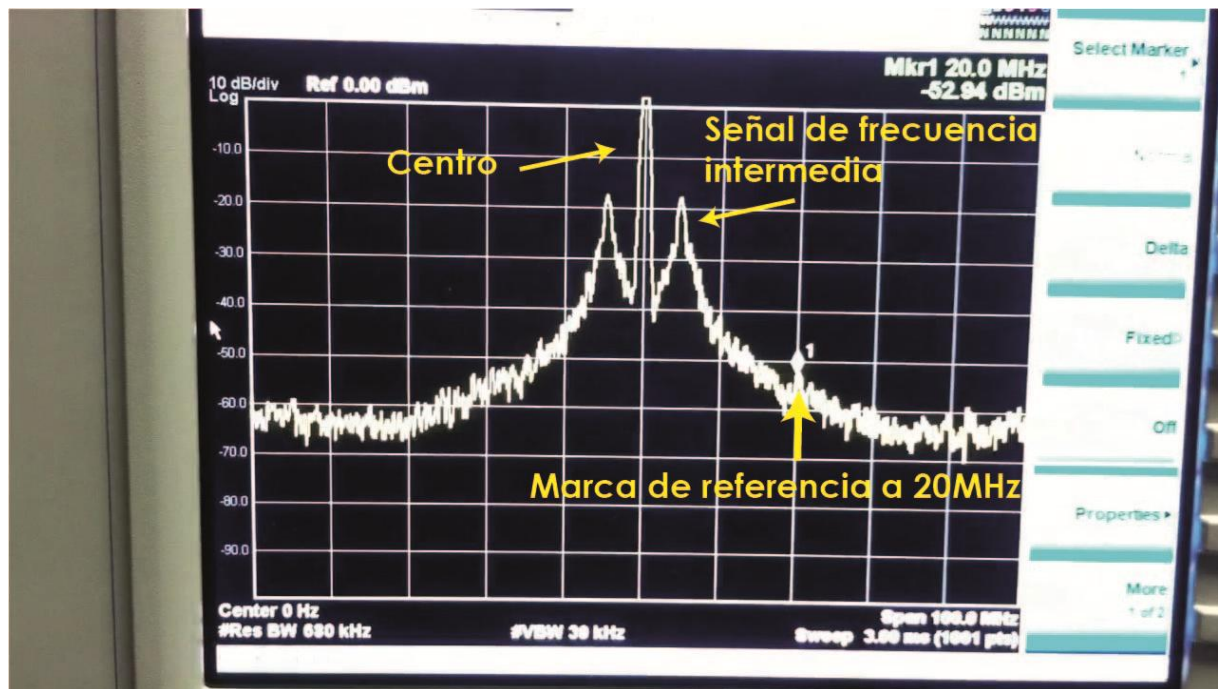


Figura 57. Señal de frecuencia intermedia para el lazo de Costas óptico.

En la Figura 57, se observa la señal de frecuencia intermedia generada en este caso con la estructura de lazo de Costas óptico, como se aprecia la marca 1 en el analizador de espectros se encuentra a 20MHz del centro, por lo que la señal de frecuencia intermedia se observa que se encuentra aproximadamente a 4MHz del centro de acuerdo a la imagen.

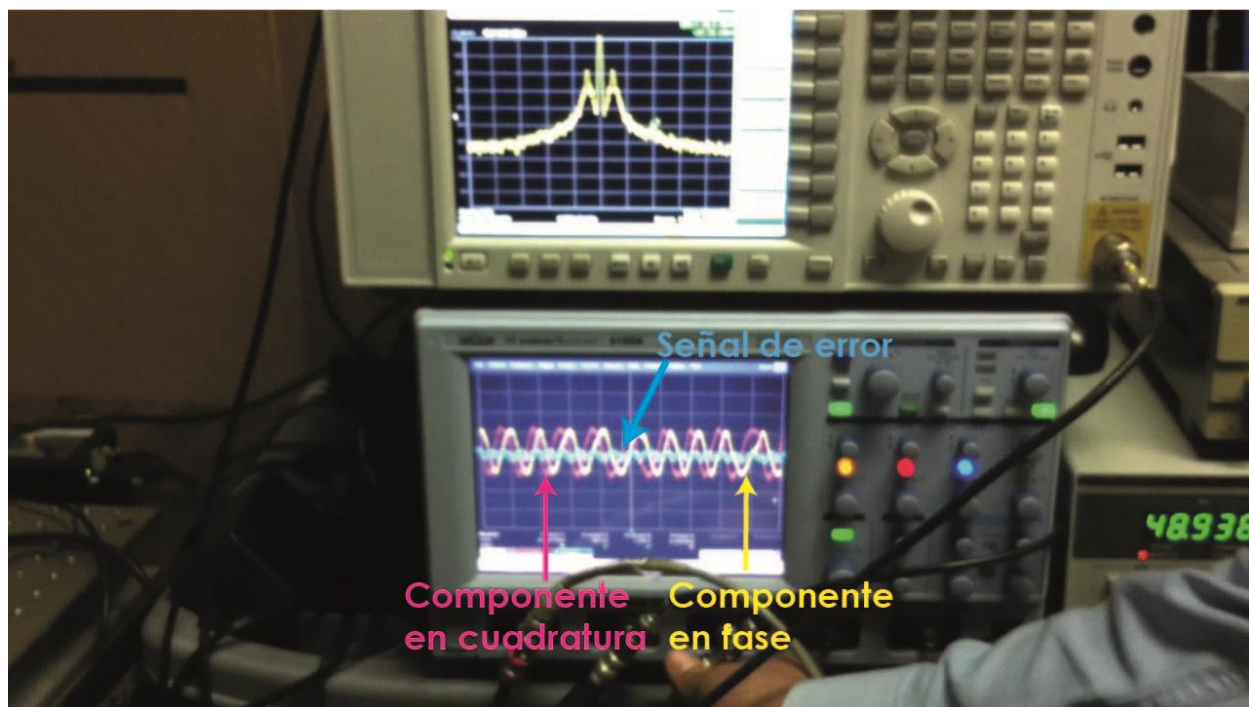


Figura 58. Señal de frecuencia intermedia para el lazo de Costas óptico vista en el analizador de espectros (arriba) y osciloscopio (abajo) respectivamente.

En la Figura 58, se sigue apreciando la señal de frecuencia intermedia en el analizador de espectro parte superior, mientras que en la parte inferior se aprecian los componentes en fase (amarillo) y en cuadratura (rosa) desfasados 90 grados entre sí como es de esperarse para una estructura del tipo lazo de Costas, además de apreciar la señal de error (azul) que retroalimentará al VCO para propósitos de amarre de fase, se observa cómo la señal de error se encuentra oscilando. En la parte inferior se capta la mano en el momento justo antes de conectar la retroalimentación de la señal de error al VCO.

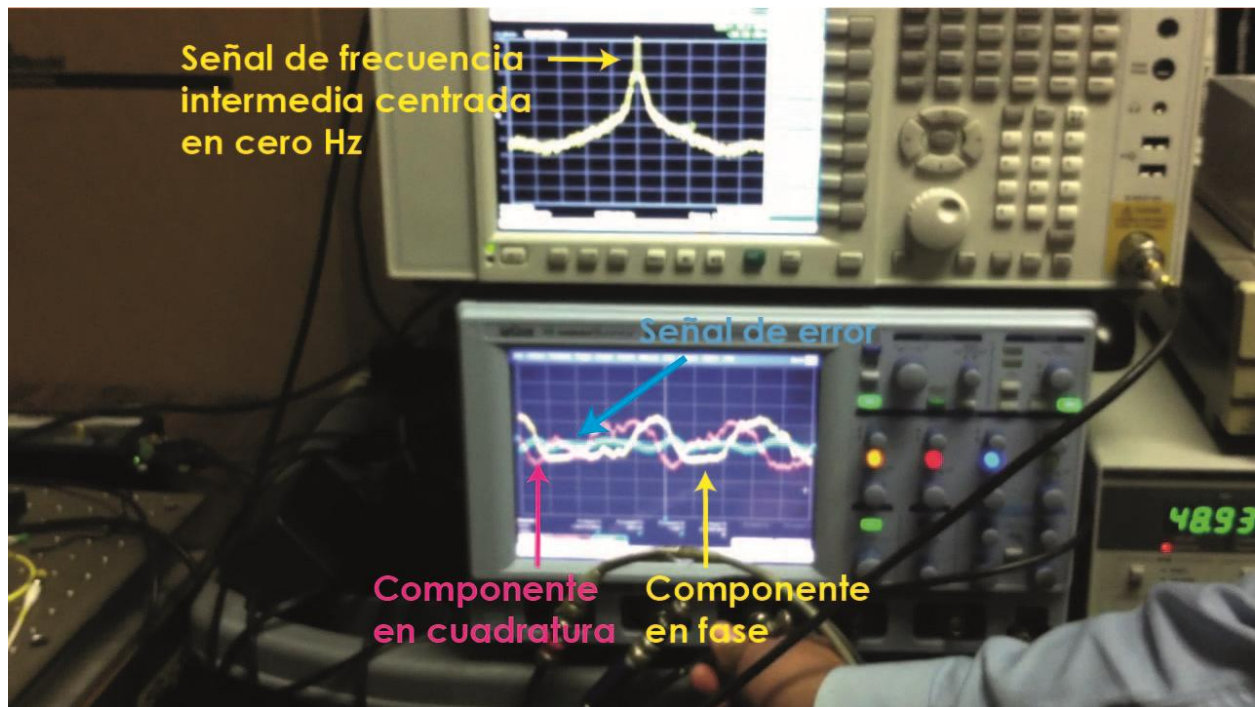


Figura 59. Señal de error retroalimentada al VCO.

En la Figura 59, se capta el momento en que la señal de error es retroalimentada al VCO y se puede observar como deja de oscilar para empezar a fluctuar entre valores muy cercanos a los cero volts, que es el comportamiento que se espera cuando el lazo se encuentra encadenado, por otro lado observando el analizador de espectros (parte superior), se aprecia cómo la señal de frecuencia intermedia se centra en cero Hertz, lo cual es un indicativo de que la señal se encuentra amarrada.

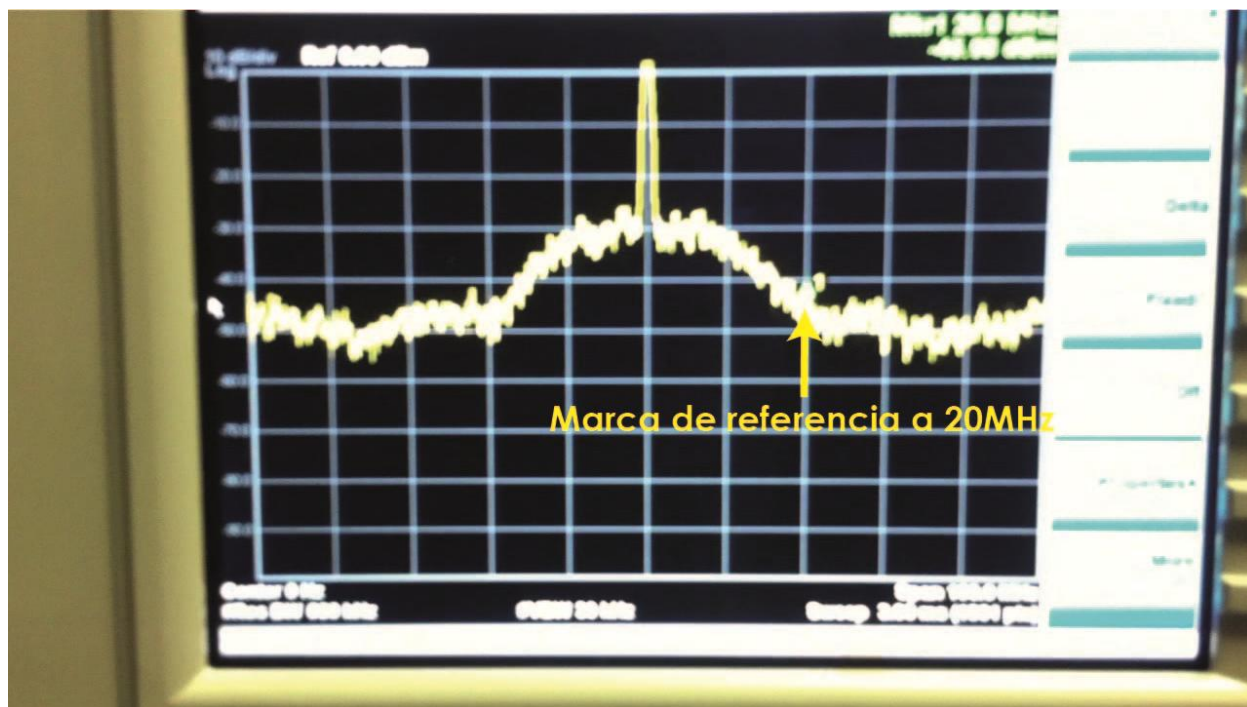


Figura 60. Datos a 20Mbps en banda base en el lazo de Costas óptico.

Una vez que el lazo de Costas óptico se encuentra amarrado se envían los datos, y como se aprecia en el analizador de espectros de la Figura 60, estos se encuentran en banda base o demodulados. Recordando que los datos son enviados a una frecuencia de 20 Mbps que es a la velocidad a la cual se diseñó el lazo de Costas óptico, se aprecia como el primer cruce en el espectro está a 20 MHz (ver marca de referencia en la Figura 60) lo cual corresponde con la señal de datos enviada y demodulada.

Los esquemas de lazo de Costas óptico, así como el PLL óptico aquí reportados, fueron probados en un enlace de espacio libre (FSO) a una distancia de 500 entre la Universidad Autónoma de Baja California (UABC) campus el Sauzal y el Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada (CICESE) en Ensenada, B.C., ver Figura 61. El esquema transmisor de datos (con una mira telescópica) se ubicó del lado de la UABC como se aprecia en la Figura 62, y para la localización del sistema receptor, el CICESE; además se usó un láser con

longitud de onda en el espectro visible (ver Figura 63) que sirvió de guía para ubicar la señal de datos, ya que la señal modulada se encuentra en las longitudes de onda del espectro infrarrojo y dichas longitudes de onda resultan imposible de verse con el ojo humano. En la Figura 64 se aprecia la estación receptor ubicada en el CICESE.

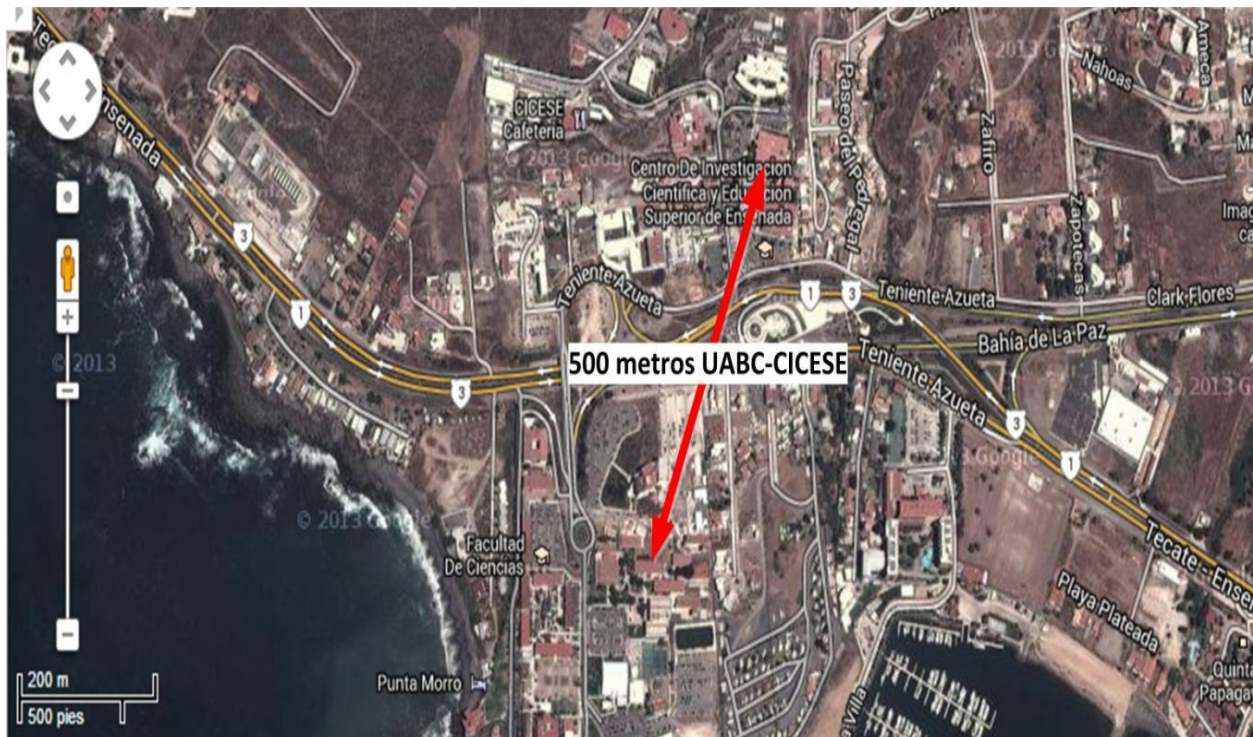


Figura 61. Enlace FSO UABC-CICESE FSO a 500 metros de longitud.

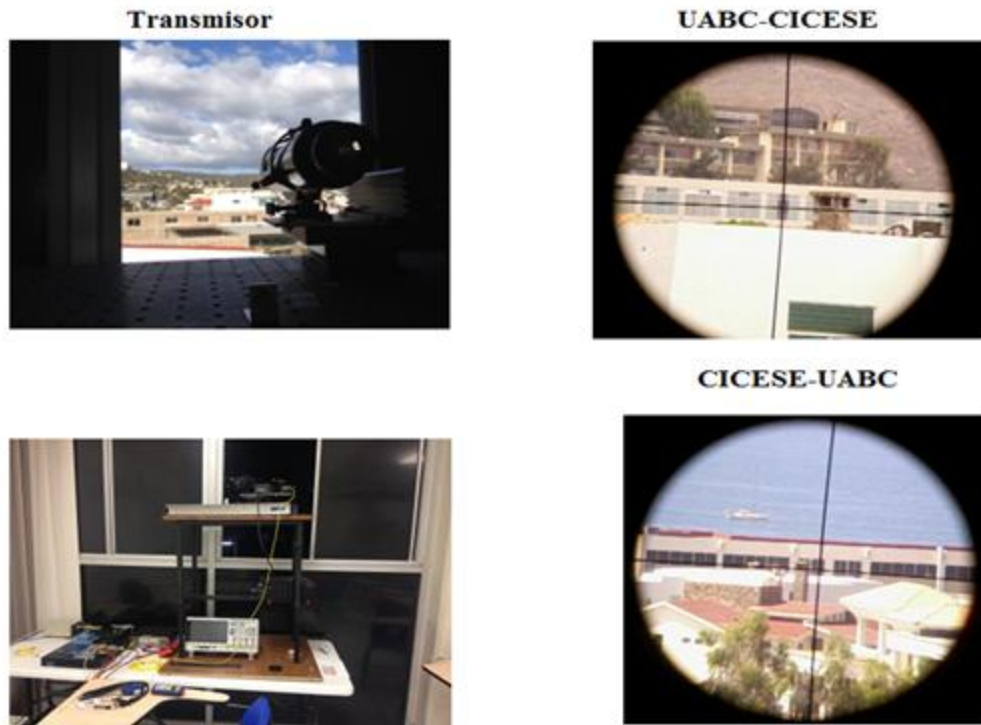


Figura 62. Esquema transmisor en UABC.

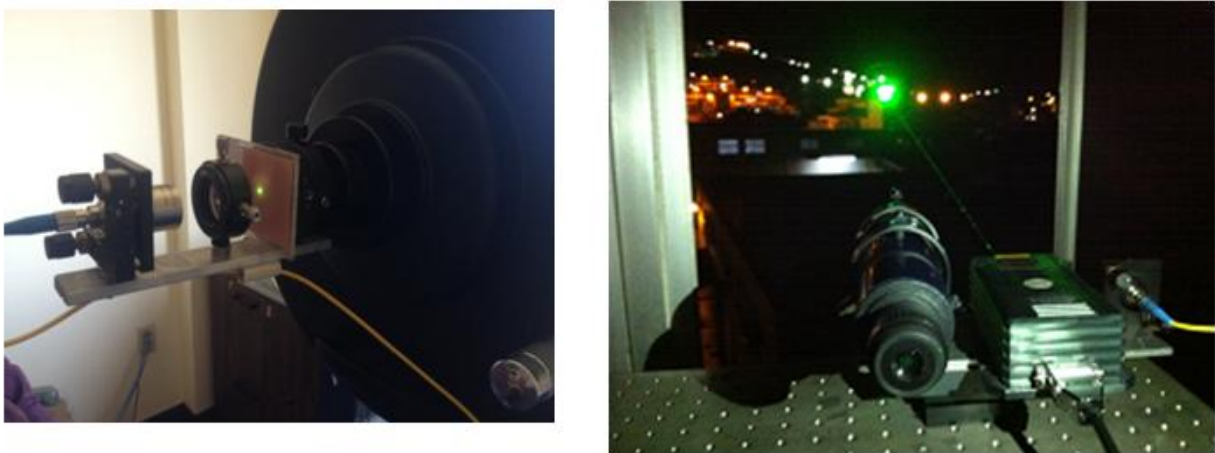


Figura 63. Localización de la señal utilizando un láser verde.



Figura 64. Estación receptora (CICESE) utilizando un telescopio de gran apertura.

El lazo de Costas óptico, así como el PLL óptico que se diseñaron en este trabajo, fueron probados utilizando el enlace de espacio libre descrito anteriormente, mostrando un desempeño similar al obtenido en las pruebas de laboratorio.

Capítulo VII

7.- Conclusiones generales.

7.1.- Conclusiones.

En el presente trabajo se presentan tres estructuras de sincronización de fase óptica que pueden ser 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 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, para su implementación es indispensable el uso de 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 óptico de 3dB (híbrido de 180 grados) 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.

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 una 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 3dB 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 lo cual permite una gran versatilidad; si se incrementa la velocidad de bit la exigencia de los componentes electrónicos en la implementación física del lazo de Costas óptico con cuadraturas conmutadas de doble retardo 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, además nos permite valorar si los componentes seleccionados funcionarían en su implementación física sin necesidad de disponer de ellos hasta estar seguros de tener la elección correcta.

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, si

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 centenas 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.

EL análisis matemático del lazo de Costas con cuadraturas conmutadas permitió mejorar el diseño del mismo, demostrando que el valor de la señal de datos al estar elevado al cuadrado no impacta en la señal empleada para controlar la frecuencia y fase del oscilador local, este hecho permite evitar una etapa de sincronización, lo que resulta en una implementación física de dicho esquema más sencilla, además analizando los resultados de BER para los dos esquemas, se

demuestra que su desempeño mejora con respecto al esquema reportado en trabajos previos que tenía dos etapas de retardo.

7.2.- Contribuciones.

Así las principales contribuciones de la presente tesis, pueden enumerarse a continuación:

a) Teóricas: desarrollo y análisis de las ecuaciones que describen el funcionamiento del lazo de Costas con cuadraturas conmutadas óptico (de doble retardo). A partir de este análisis se descubrió que se puede eliminar una etapa de retardo y así con este resultado se propuso una nueva estructura a la que se le llamo lazo de Costas óptico de cuadraturas conmutadas con retardo simple.

b) De simulación: desarrollo de una plataforma de simulación ad-hoc en VPI Photonics maker para los siguientes lazos: PLL óptico, lazo de Costas óptico convencional, lazo de Costas con cuadraturas conmutadas óptico de doble retardo y lazo de Costas óptico de cuadraturas conmutadas con retardo simple. Con la plataforma mencionada podemos valorar si los diferentes componentes ópticos y electrónicos seleccionados funcionarían en su implementación física sin necesidad de disponer de ellos hasta estar seguros de tener la elección correcta.

c) Experimentales: implementación y caracterización de los siguientes lazos: PLL óptico y lazo de Costas óptico convencional. Estos lazos sirven de base para la implementación de un lazo de Costas ópticos de cuadraturas conmutadas con retardo simple, lo que se propone como trabajo a futuro.

7.3.- Trabajo a futuro.

Actualmente existe una gran actividad de desarrollo e implementación de sistemas de comunicaciones ópticas coherentes tanto para fibra óptica como en espacio libre para altas potencias ópticas (sistemas clásicos) y bajo número de fotones por bit (sistemas cuánticos). Es en este contexto que se plantean las actividades a futuro (enlistadas abajo) en los temas teóricos, de simulación y experimentales basadas en los resultados obtenidos en el presente trabajo.

a) Estudio, selección y diseño de la etapa de regeneración digital óptima, para los lazos: 1) OPLL, 2) lazo de Costas óptico convencional y, 3) lazo de Costas óptico con cuadraturas conmutadas.

b) Caracterización a nivel simulación del nuevo esquema (con un solo retardo) de lazo de Costas con cuadraturas conmutadas tanto para recuperación de portadora óptica así como de demodulación de señales BPSK, empleando para ellos niveles de potencia ópticos clásicos y cuánticos y comparando su rendimiento con estructuras como el PLL óptico así como el lazo de Costas convencional a través del BER. En esta caracterización se deben tomar en cuenta las posibles imperfecciones, por ejemplo, un tiempo de conmutación con incertidumbre en sus cruces por cero, probar con tiempos de conmutación más rápidos no necesariamente a la mitad del tiempo de bit, buscando mejorar BER.

c) Implementación y caracterización en enlaces clásicos y cuánticos por fibra óptica y/o espacio libre del nuevo esquema del lazo de Costas óptico de cuadraturas conmutadas con retardo simple.

d) Análisis teórico para extender el uso del lazo de Costas óptico de cuadraturas conmutados con retardo simple a modulaciones de la portadora óptica de alta eficiencia espectral tales como la modulación DQPSK entre otras.

Bibliografía.

[Agrawal, 2010] Govind P. Agrawal (2010). Fiber Optic communication systems. Editorial Wiley, cuarta edición. Rochester, NY, USA.

[Arvizu, 1990] Arturo Arvizu Mondragón (1990). Tesis de maestría en Ingeniería, DEPF-UNAM, México D.F.

[Arvizu, 2011] A.Arvizu-Mondragón, F.J. Mendieta-Jiménez, J. de D. Sánchez-López, I. Oropeza-Pérez, J.R. López-Leandro (2011). Optical communication receiver base on a switched-quadrature costas loop. J. appl. res. technol vol.9 no.3.

[Becerra, 2013] F. E. Becerra, J.Fan, G. Baumgartner, J.Goldhar, J.T.Kosloski, and A. Migdall (2013). Experimental demonstration of a receiver beating the standard quantum limit for multiple nonorthogonal state discrimination Nature Photonics, 7 (2013) 147.

[Blanchard, 1976] Blanchard A. (1976). “Phase locked loops, application to coherent receiver design”, John Wiley and sons, USA.

[Citations, 2013] 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/VPIphotonics Citations.pdf](http://www.vpiphotonics.com/Services/Downloads/DownloadArea/Files/VPIphotonics_Citations.pdf).

[Couch, 2008] Leon W. Couch (2008). Sistemas de comunicación digitales y analógicos. Editorial Pearson Education, séptima edición.

[Cvijetic, 2010] N. Cvijetic, et al., (2010). Polarization-Multiplexed Optical Wireless Transmission With Coherent Detection J. Lightw. Technol. 28 (2010) 1218.

[Erkmen, 2012] Erkmen,B.I., et al., Workshop Report CalTech, June 25-29 136.

[Fabrega, 2007] Josep M. Fabrega, Josep Prat (2007). Homodyne receiver implementation with diversity switching and analogue processing. Optics Letters Vol. 32, Issue 5, pp. 463-465.

[Gallion, 2009] Philippe Gallion, Francisco Mendieta, and Shifeng Jiang (2009), Progress in Optics Volume 52, 1st ed. (Elsevier,Hungary, 2009), pp. 149–259.

[Gardner, 2005] Gardner, F. M. (2005). “*Phaselock techniques*”, John Wiley and Sons, USA, tercera edición.

[Guifang Li, 2009] Li, Guifang, Adv. Opt. Photon. 1 (2009) 279.

[Ho, 2005] Keang-Po Ho (2005). Phase-Modulated Optical Communication Systems. Editorial Springer.

[Krom, 1992] W.H.C. de Krom (1992). Optical coherent phase diversity systems. Eindhoven: Technische Universiteit Eindhoven.

[Khatib, 2014] Mutamed Khatib (2014). Contemporary Issues in Wireless Comunnications. Editorial InTech.

[Keiser, 1991] Gerd Keiser (1991). Optical fiber communications. Editorial Mc Graw-Hill, segunda edición.

[Kazovsky, 1996] Leonid Kazovsky, Alan E. Willner, Sergio Benedetto (1996). Optical Fiber Communication System, Primera edicion. Artech House Optoelectronics Library, Norwood, MA.

[Kartalopoulos, 2004] Stamatios V. Kartalopoulos (2004). Optical Bit Error Rate. Editorial Wiley Interscience.

[Le Nguyen, 2014] Le Nguyen Binh (2014). Digital Processing optical transmission and coherent receiving techniques. Editorial CRC Press, primera edición.

[Le Nguyen, 2015] Le Nguyen Binh (2015). Advanced digital optical communications. Editorial CRC Press, segunda edición.

[Leyva, 2012] López Leyva, J. A., A. Arvizu Mondragón, E. García Cárdenas, F. J. Mendieta Jiménez, E. Álvarez Guzmán and P. Gallion (2012) . Detection of phase-difussed weak-coherent-states using an optical Costas loop. Opt. Eng. 51 (2012) 105002-1.

[León, 2015] J.L. León Luna, A. Arvizu Mondragón, J.D. Sánchez López , J. Santos Aguilar (2015). Plataforma de simulación para lazos de sincronización optoelectronicos con fase continua y conmutada en comunicaciones ópticas coherentes con difusión de fase óptica. Revista Mexicana de Física 61 (2015) 224-237.

[Maeda, 2010] Yochi Maeda, Francesco Montalto (2010). Optical fibers, cables and systems. International Telecommunication Union.

[Nakazawa, 2010] Masataka Nakazawa, Kazuro Kikuchi, Tetsuya Miyazaki, High Spectral Density Optical Communication Technologies, 1st ed. (Springer, USA, 2010), pp.338.

[Oropeza, 2009] Israel Oropeza Pérez (2009). Lazos de sincronización de fase para comunicaciones ópticas coherentes. Tesis de maestría CICESE.

[Roychoudhuri, 2008] Chandrasekhar Roychoudhuri (2008). Fundamentals of photonics. SPIE.

[Ramussen, 2010] Jens C Rasmussen, Takeshi Hoshida, Hisao Nakashima (2010). Digital coherent receiver technology for 100-Gb/s optical transport system. J. C. Fuj. Sci. Tech. J. 46 (2010) 63.

[Reinhold, 2005] Noe Reinhold (2005). PLL-free synchronous QPSK polarization multiplex/diversity receiver concept with digital I&Q baseband processing. , IEEE Photon. Technol. Lett. 17.

[Saleh, 2007] Bahaa E. A. Saleh, Malvin Carl Teich (2007). Fundamentals of photonics. Editorial Wiley, segunda edición.

[Sánchez, 2009] Juan de Dios Sánchez López (2009). Estudio teórico-experimental de un sistema de comunicaciones ópticas homodino utilizando el canal inalámbrico turbulento. Tesis de doctorado CICESE.

[Senior, 2009] Jhon M. Senior, M Yousiv Jamro (2009). Optical Fiber Communications Principles and Practice. Editorial Pearson Prentice Hall, tercera edición.

[Spilker, 1977] James J. Spilker (1977). Digital Communications by Satellite, Editorial Prentice-Hall, Inc, USA, 1977.

[Thyagarajan, 2007] K. Thyagarajan, Ajoy Ghatak (2007). Fiber optical essentials. Editorial Wiley. New Jersey, USA.

[Xu, 2009] Xu Q., A. Arvizu Mondragón, P. Gallion and F.J. Mendieta Jiménez (2009), IEEE J. Select. Topics Quantum Electron. 15 (2009) 1581.