

Centro de Investigación Científica y de Educación
Superior de Ensenada



PROGRAMA DE POSGRADO EN CIENCIAS EN ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES

Lazos de Sincronización de Fase para Comunicaciones Ópticas Coherentes

TESIS

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

MAESTRO EN CIENCIAS

Presenta:

Israel Oropeza Pérez

Ensenada Baja California, México, noviembre de 2009

RESUMEN de la tesis de **Israel Oropeza Pérez**, presentada como requisito parcial para la obtención del grado de MAESTRO EN CIENCIAS en Electrónica y Telecomunicaciones, con orientación en Telecomunicaciones. Ensenada, Baja California. Noviembre de 2009.

LAZOS DE SINCRONIZACIÓN DE FASE PARA COMUNICACIONES ÓPTICAS COHERENTES

Resumen aprobado por:

Dr. Arturo Arvizu Mondragón
Director de Tesis

La demanda en el incremento de capacidad de transporte de información en los enlaces de comunicaciones ópticas, hace que sea necesaria la exploración en nuevas técnicas de modulación-demodulación en los sistemas de comunicaciones ópticas. Actualmente, las comunicaciones ópticas coherentes ofrecen ventajas potenciales sobre sistemas con modulación en intensidad de la luz y detección directa (relativamente más sencillos en operación que los sistemas ópticos coherentes). Ventajas como: mayor sensibilidad en el receptor, multicanalización WDM más densa, menos susceptible a fenómenos no lineales en la fibra, etc. Es por eso que una parte importante en la investigación en sistemas de comunicaciones ópticas ha dirigido su atención a las comunicaciones coherentes.

En este trabajo de tesis se describe el estudio, diseño e implementación de algunos lazos de sincronización de fase ópticos. Dichos sistemas se presentan como demoduladores de una señal óptica modulada bajo el esquema de modulación BPSK.

En el proyecto se proponen técnicas novedosas de sincronización de fase para una señal BPSK sin portadora piloto residual. La conmutación de fase en cuadratura de la señal oscilador local (LO), se utiliza para sincronización de fase con la señal modulada.

De igual forma, se presenta un lazo de amarre de fase óptico (OPLL) como sistema de demodulación de una señal BPSK imperfecta (con portadora residual). Se describen las técnicas de montaje experimental, así como los resultados obtenidos en laboratorio.

Palabras Clave: Comunicaciones ópticas coherentes, BPSK demodulador, OPLL, Lazo de Costas, sincronización de fase, conmutación de cuadraturas.

ABSTRACT of the thesis presented by **Israel Oropeza Pérez** as a partial requirement to obtain the MASTER OF SCIENCE degree in Electronics and Telecommunications with orientation in Telecommunications. Ensenada, Baja California, México. November 2009.

PHASE SYNCHRONIZATION LOOPS FOR OPTICAL COHERENT COMMUNICATIONS

The requirement of a growing capability on the information transport on the optical communication links, makes necessary the exploration of new techniques of modulation-demodulation for such systems. Nowadays the optical coherent communication systems offer several important advantages over the so called intensity modulated systems with direct detection (relatively more simple in operation than optical coherent systems). The advantages are: a greater sensitivity at the receiver, multichannel WDM more dense, less affects by non-linear phenomena on the optical fiber, etc. For that reason an important number of investigation groups have been attracted to develop optical coherent communication systems.

In this work are described the study, design and implementation of several optical phase synchronisation loops used as demodulators of a BPSK optical signal.

We study a new proposal of phase synchronization for a BPSK signal without residual pilot carrier. The proposal consists on the quadrature phase switching on the local oscillator (LO) used for phase synchronization with the modulated signal.

At the same time, a optical phase locked loop (OPLL) is showed as a demodulator system of an imperfect BPSK signal (with residual carrier). We describe the results achieved at the laboratory.

Keywords: Optical coherent communication systems, BPSK demodulator, OPLL, Costas loop, phase synchronization, phase switching.

Dedicatoria

*...A mis padres **Leticia y José Mauricio** por su gran amor.*

*...Mis hermanos **José Luis e Ivan** gracias por esa niñez extraordinaria.*

*...A **Magali** por su amor y paciencia en estos últimos años.*

Agradecimientos

En primer lugar quisiera agradecer a mi director de tesis Dr. Arvizu por sus enseñanzas y consejos para terminar mi trabajo de tesis. De igual manera un agradecimiento sincero a mi comité de tesis: Dr. Mendieta, Dr. Soto y Dr. Torres por su valiosa participación en este trabajo.

Agradezco a los técnicos del laboratorio de comunicaciones ópticas Ramón Muraoka y Juan Carlos Domínguez por su ayuda proporcionada en el montaje experimental de mi trabajo. Al técnico del laboratorio de fibras ópticas del departamento de óptica Miguel Farfán, por su amable cooperación en el ensamble de la fibra del modulador.

Gracias a mis compañeros de generación: Jacobo, Elva Naihvy, Daniel G, Daniel E, Jesús, Alejandro, Eduardo, Cecilia, Jaquelin, Ivan, Adán, Miguel, Juan Carlos y Rigoberto. Por los buenos momentos en el CICESE.

Mis compañeros de laboratorio: Juan de Dios, César, Ramiro, Josue, Josue Aaron, Obed.

Al Cicese y a Conacyt por su apoyo para obtener el grado de Mestro en Ciencias.

Agradezco al Dr. Covarrubias por su apoyo para la terminación de este proyecto.

Contenido

	Página
Resumen Español	I
Resumen Inglés	II
Dedicatoria	III
Agradecimientos	IV
Contenido	V
Lista de Figuras	VII
Lista de Tablas	XII
I.. Introducción	1
I.1.. Antecedentes y Motivación	1
I.2.. Objetivo	5
I.3.. Organización del Documento	5
II.. Conceptos Generales	7
II.1.. Introducción	7
II.2.. Comunicaciones Ópticas	7
II.2.1.. Componentes Básicos de un Sistema de Comunicación Óptica	8
II.2.2.. Sistemas con Multicanalización por División de Longitud de Onda	14
II.2.3.. Modulación Digital de una Señal Óptica	16
II.3.. Sistemas Ópticos Modulados en Intensidad con Detección Directa (IMDD)	22
II.4.. Sistemas de Comunicación Óptica con Detección Coherente	25
II.4.1.. Detección Balanceada	28
II.4.2.. Sistemas Heterodinos	29
II.4.3.. Sistemas Homodinos	31
III.. Lazos de Sincronización de Fase para Demodular una Señal BPSK	33
III.1.. Introducción	33
III.2.. Lazo de Costas con Cuadraturas Conmutadas	34
III.3.. Lazo de Costas Óptico Homodino	39
III.4.. Lazo de Costas Óptico con Cuadraturas Conmutadas	43
III.5.. Lazo de Amarre de Fase Óptico	47

Contenido (continuación)

	Página
IV.. Diseño de Lazos de Demodulación para señales BPSK Ópticas	50
IV.1.. Introducción	50
IV.2.. Diseño de un Lazo de Amarre de Fase Óptico (OPLL) Homodino . .	51
IV.3.. Diseño de un Lazo de Costas con Cuadraturas Conmutadas Eléctrico	55
IV.4.. Lazo de Costas Óptico con Cuadraturas Conmutadas	63
V.. Caracterización y Pruebas de Lazos de Sincronización de Fase para Detección Coherente	70
V.1.. Implementación Lazo de Costas con Cuadraturas Conmutadas	71
V.2.. Implementación de un Lazo de Amarre de Fase Óptico (OPLL)	83
VI.. Resultados	92
VI.1.. Resultados Lazo de Costas Óptico con Cuadraturas Conmutadas . .	92
VI.2.. Resultados Lazo de Costas con Cuadraturas Conmutadas Eléctrico .	93
VI.3.. Resultados Lazo de Amarre de Fase Óptico	95
VII..Conclusiones y Trabajo a Futuro	101
VII.1.Conclusiones	101
VII.1.1.Lazo de Amarre de Fase Óptico	102
VII.1.2.Lazo de Costas con Cuadraturas Conmutadas	103
VII.2.Trabajo a Futuro	105
Referencias	106

Lista de Figuras

Figura	Página
1. a) Estructura de un láser de semiconductor con cavidad Fabry-Perot. b) Estructura de un láser con retroalimentación distribuida DFB	9
2. Estructura que ilustra la operación de un modulador de fase	11
3. Ilustración de un modulador de fase de onda viajera basado en guía de onda	12
4. Esquema básico de un modulador de intensidad basado en el interferómetro Mach-Zehnder	12
5. a) Esquema Fotodiodo <i>pin</i> . b) Esquema Fotodiodo <i>APD</i>	13
6. Esquema de un enlace WDM	15
7. Un canal WDM λ_3 es demultiplexado por un filtro óptico	16
8. La selección de canal en un sistema coherente se realiza con la mezcla de una señal óptica como oscilador local con λ igual o cercana a la λ que se desea demodular.	17
9. Modulación ASK de una señal óptica para comunicaciones ópticas . . .	18
10. Modulación FSK de una señal óptica para comunicaciones ópticas . . .	18
11. Modulación PSK de una señal óptica para comunicaciones ópticas . . .	19
12. Representación como fasor de una señal	20
13. Representación como fasor de una señal BPSK	20
14. Densidad espectral de potencia para una señal BPSK.	21
15. BPSK imperfecta.	22
16. Densidad espectral de potencia de una señal BPSK con portadora residual.	22
17. Configuración típica de un sistema IMDD	23
18. Configuración de un sistema de comunicaciones ópticas coherente.	27
19. Detección Coherente Foto-Balanceada.	28
20. Esquema de Detección Óptica Coherente Heterodina.	30

Lista de Figuras (continuación)

Figura	Página
21. Cuadraturas en un periodo de bit	34
22. Diagrama a bloques de un Lazo de costas convencional.	36
23. Diagrama a bloques de un lazo de Costas con cuadraturas conmutadas.	37
24. Esquema ilustrativo de la conmutación de cuadraturas	39
25. Esquema de un Lazo de Costas Convencional.	40
26. Foto-detección con Híbrido de 90°	42
27. Diagrama a bloques de un Lazo de Costas Óptico con Cuadraturas Conmutadas. CLK: señal de reloj de control del conmutador de fase del VCO, T_d : línea de retardo de 1/2 de la duración de bit, LPF: filtro paso bajas para generar una señal de control del VCO, VCO: oscilador controlado por voltaje.	44
28. Diagrama esquemático de un PLL Óptico	48
29. Modulación externa de la fase óptica BPSK con portadora residual.	52
30. Foto-detección balanceada	53
31. Circuito restador con amplificador operacional	53
32. Filtro pasa-bajas.	54
33. Control del oscilador por corriente.	54
34. Lazo encadenador de fase óptico homodino.	55
35. Diagrama a bloques de un Lazo de costas convencional.	56
36. Esquema de un modulador BPSK	57
37. Conmutación de fase del oscilador local para el lazo de Costas	58
38. Generador de error de fase entre las señales BPSK y oscilador local	59
39. Rama de atraso de la señal con cuadraturas conmutadas y segundo comparador de fase	59
40. Expansión de la duración de la señal de error e	60
41. Filtro para el control del VCO en un PLL de segundo orden.	61

Lista de Figuras (continuación)

Figura		Página
42.	PLL equivalente para diseño de un lazo de Costas (Feigin, 2004)	62
43.	Donde LCCC: Lazo de Costas con cuadraturas conmutadas	63
44.	Esquema de un Lazo de Costas Convencional. Donde CAF: control automático de frecuencia, CAP: control automático de polarización, LO: oscilador local, LPF: filtro paso bajas.	65
45.	Modulación externa de la fase óptica BPSK perfecta.	65
46.	Mezcla señal óptica BPSK perfecta y el oscilador local óptico con detección balanceada	66
47.	Rama de retardo para la obtención de la portadora en un lazo de Costas con cuadraturas conmutadas y obtención de la portadora con un comparador de fase.	66
48.	Expansión temporal de la señal e utilizando un retardador y un selector de rama.	67
49.	Control del oscilador por corriente.	67
50.	Conmutación de fase del LO para la obtención de las cuadraturas para sincronización.	68
51.	Lazo de Costas óptico con cuadraturas conmutadas.	69
52.	Lazo de Costas con cuadraturas conmutadas	71
53.	Modulador BPSK	72
54.	Salida en volts de la señal de mezcla BPSK y oscilador local	72
55.	Filtro pasa bajas RC con frecuencia de corte 100MHz	73
56.	Elemento de reatardo $25\mu s$	74
57.	Salida en volts de la señal de mezcla BPSK y oscilador local	74
58.	Esquema de circuito <i>sample-and-hold</i> de alta velocidad DG611	75
59.	Conmutador de rama con el dispositivo DG611	75
60.	Circuito selector de rama	76
61.	Respuesta VCO	77

Lista de Figuras (continuación)

Figura		Página
62.	Filtro implementado en laboratorio para control del VCO	77
63.	Circuito de acoplamiento de RF para el VCO	78
64.	Circuito de conmutación de fase de la señal del VCO	79
65.	a) Circuito lazo de Costas con Cuadraturas Conmutadas eléctrico implementado en laboratorio	80
66.	b) Circuito lazo de Costas con Cuadraturas Conmutadas eléctrico implementado en laboratorio	81
67.	Montaje experimental de lazo de Costas eléctrico con cuadraturas conmutadas.	82
68.	Montaje de un transmisor óptico BPSK	84
69.	Espectro señal BPSK con detección heterodina	84
70.	Circuito T de polarización.	85
71.	Circuito restador para la detección balanceada con acoplamiento de impedancia a la salida.	86
72.	Respuesta del "VCO óptico".	87
73.	Filtro paso bajas para ajuste de fase de la señal óptica oscilador local.	88
74.	VCO óptico implementado con un diodo láser.	89
75.	Lazo de Amarre de fase óptico, diseño final.	90
76.	Montaje experimental de PLL óptico en el laboratorio de Comunicaciones Ópticas.	91
77.	Resultados de la simulación de un lazo de Costas Óptico con Cuadraturas Conmutadas	93
78.	Señal BPSK observada en el osciloscopio	94
79.	Señal demodulada por el LCCC	94
80.	Diagrama de ojo para una demodulación a 100Mbps PLL óptico	96
81.	Espectro de la señal demodulada con el PLL óptico a una tasa de transmisión de 100MHz	96

Lista de Figuras (continuación)

Figura	Página
82. Señal de datos recuperada (superior), señal de datos del generador (inferior)	97
83. Señal de reloj (superior), señal de datos recuperada (medio), señal de datos del generador (inferior)	98
84. Espectro de la señal recuperada a 500Mbps	98
85. Gráfica de rango de encadenamiento del PLL óptico	99

Lista de Tablas

Tabla	Página
I. Comparación de Sensitvidades en el Receptor	32
II. Características del LCCC	95
III. Rango de encadenamiento del PLL Óptico	99
IV. Características del PLL Óptico	100

Capítulo I

Introducción

I.1.. Antecedentes y Motivación

El desarrollo tecnológico de los dispositivos de comunicaciones se ha acelerado en los últimos 30 años, así como su abaratamiento, a tal grado que se ha creado una nueva forma de convivencia social. La dinámica actual de crecimiento de las redes de comunicación digital, sean: Internet, vídeo digital de alta resolución, telefonía digital, súper computo, etcétera, crea la necesidad de incrementar la capacidad de transmisión de información en los enlaces.

En la actualidad se utilizan diferentes canales de transmisión. Existen tecnologías basadas en un canal inalámbrico: ondas de radio frecuencia RF; redes cableadas: cable de par trenzado, coaxial; y dispositivos ópticos: por fibra óptica y espacio libre. Decidir por la mejor de entre estas tecnologías es difícil, ya que cada una ofrece ventajas significativas sobre otra. En la actualidad la escalabilidad de las redes ha permitido la posibilidad de integrar las redes basadas en diferente tecnología para complementarse

entre ellas.

A partir de la década de los años 60, cuando se dieron significativos avances en fibras ópticas y láseres, la década de los 70 con la aparición de fibras de bajas pérdidas, y principalmente en los años 80 con la invención del *amplificador de fibra dopada con Erblio* (EDFA, por sus siglas en inglés) (Agrawal, 2005), los sistemas de comunicaciones ópticas proveen actualmente la mayor capacidad de transmisión de datos, \sim Tbps, (Barry y Lee, 1990). El principio de funcionamiento de este tipo de redes es parecido al de los sistemas de microondas donde la portadora de datos es de \sim GHz, alcanzando una tasa de transmisión de \sim Mbps. En un sistema óptico la señal tiene una frecuencia de \sim THz, alcanzando una tasa de transmisión de \sim Gbps. Debido a que hoy en día se emplea la técnica de multiplexión por división de longitud de onda (WDM, por sus siglas en inglés), donde en la misma fibra óptica se inyectan varias longitudes de onda, cada una modulada con datos no necesariamente a la misma velocidad de transmisión, la capacidad de los enlaces WDM alcanza un caudal eficaz de \sim Tbps.

Dentro del marco de configuración en la forma de realizar la comunicación entre un transmisor y receptor óptico, existen tanto la modulación de la señal óptica en intensidad con detección directa (IMDD, por sus siglas en inglés), y la modulación en fase (ó frecuencia) de la señal óptica con detección coherente. El primer esquema es el utilizado en casi todos los sistemas actuales, debido a su sencillo principio de operación y amplia robustez en práctica. Los sistemas de detección coherente ofrecen ventajas significativas sobre los IMDD. En este caso la demodulación de la señal óptica es llevada a cabo con una señal óptica en el receptor, llamada oscilador local, logrando una

mayor sensibilidad ¹ en el receptor e incrementando la distancia del enlace, sin necesidad de filtros ópticos ó demultiplexores, (Cho *et al.*, 2004). En un sistema coherente la demodulación se realiza con la mezcla de la señal óptica modulada con datos y el oscilador local, esto crea una señal eléctrica en el foto-receptor con frecuencia igual a la diferencia de frecuencias de las dos señales ópticas, frecuencia mucho más baja que la óptica. Así, la demultiplexión de una señal de datos es hecha con una señal óptica con longitud de onda igual o muy cercana a la longitud de onda que transporta los datos. Es por esto último que el esquema de detección coherente permite una separación entre longitudes de onda WDM más estrecha en comparación con IMDD. Con lo cual se logra una multicanalización más densa en la fibra (Arvizu, 2008).

La investigación en los sistemas de comunicaciones se orienta hacia tres partes del sistema: el transmisor, el canal y el receptor. Aunque se pueden estudiar en forma separada, no se debe perder de vista que al final integrarán un solo sistema. Los sistemas con detección coherente se desarrollaron a principios de la década de los ochenta. Sin embargo, el avance de estos sistemas se desaceleró con la implementación del EDFA en sistemas IMDD, (Ho, 2005). Actualmente con la necesidad de incrementar el caudal de los sistemas de comunicaciones ópticas, una parte de la investigación en el de sistemas ópticos se concentra en la creación de sistemas con *detección coherente*. Con ventajas atractivas sobre la detección directa, su realización tecnológica implica dificultades importantes que deben ser resueltas con diseños de ingeniería de alta calidad, (Arvizu Mondragón *et al.*, 2005). Las variantes que ofrecen estos sistemas son: detección homodina, la longitud de onda del oscilador local es igual a la de la señal modulada,

¹Sensitividad: Potencia óptica requerida para obtener una cierta tasa de bit errónea BER, en un sistemas digital.

los datos son demodulados en el foto-receptor; *detección heterodina*, las longitudes de onda de las dos señales ópticas no son iguales pero si muy cercanas, por lo que se crea una señal eléctrica en el foto-receptor con una frecuencia intermedia, los datos son demodulados con ayuda de un circuito demodulador adicional.

En un sistema con detección coherente, la señal óptica puede ser modulada de tal forma que se modifique la fase de la señal 180° por cada cambio de bit. A este esquema de modulación se le conoce con las siglas en inglés BPSK (Binary Phase Shift Key). La demodulación de este tipo de señal es llevada a cabo con un esquema conocido como *Lazo de Costas Óptico*. Cuando los corrimientos de fase son menores a 180° (BPSK imperfecta), en el espectro de la señal de datos modulados existe una portadora residual no modulada. Desde el punto de vista de la eficiencia de un sistema de comunicaciones esto puede parecer un problema, ya que parte de la potencia de los datos está contenida en la portadora residual. Un dispositivo de detección coherente conocido como *Circuito de Amarre de Fase Óptico* (OPLL, por sus siglas en inglés), hace uso de la portadora residual para llevar a banda base la señal óptica, demodulando los datos transportados.

Los sistemas de comunicaciones ópticas siempre han impulsado los límites de la electrónica de alta frecuencia y de los componentes optoelectrónicos, con sistemas de transmisión binaria de 100 Gbps representando el límite actual de la capacidad de multiplexión y demultiplexión, (Kaminow *et al.*, 2008). El limitado ancho de banda por canal ha dejado una posibilidad de desarrollar algoritmos de procesamiento de señales, incluyendo detección coherente con amarre de fase digital (detección "intradína"). En los últimos 5 años se ha enfatizado en el incremento de la tasa de bit por canal WDM, lográndose transmisiones de 10 Gbps, lo cual parece ser el punto de partida para la

evolución de sistemas futuros basados en tecnología 10-Gbaud y más altas tasas de transmisión.

Las potenciales ventajas de la detección coherente motivan actualmente a estudiar y diseñar sistemas de comunicación óptica basados en esta técnica. La creación de un demodulador de una señal BPSK con altas tasas de transmisión con componentes simples, sería de gran relevancia en el campo de las comunicaciones fotónicas.

I.2.. Objetivo

Estudiar, implementar y caracterizar lazos de sincronización de fase para demodular una señal óptica BPSK con detección coherente. Dichos lazos emplearán una señal óptica modulada BPSK con portadora residual para llevar a cabo el encadenamiento de fase. Se estudiará así mismos un lazo de sincronización de fase con cuadraturas conmutadas útil para demodular señales BPSK sin portadora residual. El objetivo de emplear la técnica de conmutación de cuadraturas es la sustitución del híbrido de 90° empleado en la mayoría de los circuitos sincronizadores de fase, a costa de una penalización de potencia óptica.

I.3.. Organización del Documento

El documento de tesis está comprendido por 7 capítulos, en los cuales se pretende explicar al lector sobre el estudio, diseño e implementación de algunos lazos de sincronización de fase en comunicaciones ópticas coherentes. El interés específico es la demodulación de una señal óptica modulada en el esquema BPSK.

El Capítulo I introduce en el entendimiento del desarrollo de este trabajo de tesis. El Capítulo II explica los conceptos generales para una mejor comprensión de algunos términos e ideas relacionadas con el tema. A través del Capítulo III se desarrollan las bases teóricas para el funcionamiento de los distintos sistemas abordados en este proyecto de tesis. El diseño de los lazos es llevado a cabo en el Capítulo IV. En el Capítulo V se describe la implementación en laboratorio de esquemas diseñados. Los resultados obtenidos del trabajo experimental son reportados en el Capítulo VI. Conclusiones y trabajo a futuro son puntualizados en el último de capítulo.

Capítulo II

Conceptos Generales

II.1.. Introducción

En este capítulo se presentan los conceptos generales para el entendimiento del desarrollo de este trabajo de tesis. Iniciando con la explicación de los sistemas de comunicaciones ópticas a través de las diferentes etapas que integran el sistema, hasta un análisis teórico de los sistemas de detección directa y detección coherente.

II.2.. Comunicaciones Ópticas

A través de las últimas décadas las tecnologías de comunicación basadas en fibra óptica han penetrado gran parte del mercado de las comunicaciones. El interés por desarrollar nuevas técnicas de modulación de un campo óptico, de enrutamiento en la red, mejoras en el canal y demodulación de la señal óptica, está concentrado en desarrollar tecnología para 10 Gbps y 40 Gbps (Kaminaw, 2008). Para el primer caso, el procesamiento digital de señales (PDS) permite la consolidación de tecnología capaz de soportar estas tasas de transmisión. La técnica IMDD para este caso presenta dificul-

tades de malformación del bit a lo largo de la fibra, debido a la dispersión cromática y la dispersión por modo de polarización. La detección coherente ofrece ventajas en este sentido, haciendo uso del total del campo óptico (fase y amplitud), se pueden lograr esquemas de modulación de varios niveles. Además de un uso más eficiente del espectro de la fibra sin el uso de filtros muy selectivos en la demultiplexión, permitiendo una multicanalización más densa evitando interferencia de canales adyacentes WDM. Nuevos sistemas con modulación de fase han demostrado un incremento de transmisión de bits por segundo con un número de símbolos por segundo soportados por el PDS actual.

En las siguientes secciones se tratará de exponer básicamente los componentes principales de un enlace de comunicaciones, así como la técnica de multiplexión en longitud de onda debido a las ventajas que ofrece la detección coherente en este tipo de sistemas.

II.2.1.. Componentes Básicos de un Sistema de Comunicación Óptica

Láser como Fuente de Luz

Debido a lo pequeño en sus dimensiones, bajo consumo de potencia, confianza y compatibilidad electrónica, los sistemas de comunicaciones ópticas utilizan como fuente de luz un *diodo láser de semiconductor* (Ho, 2005). El láser de semiconductor emite a una longitud de onda λ_0 que corresponde a la frecuencia ν_0 según la relación $\nu_0 = c/\lambda_0$, donde c es la velocidad de la luz en el vacío (Agrawal,2005). La estructura básica de este tipo de dispositivos se ilustra en la figura 1.

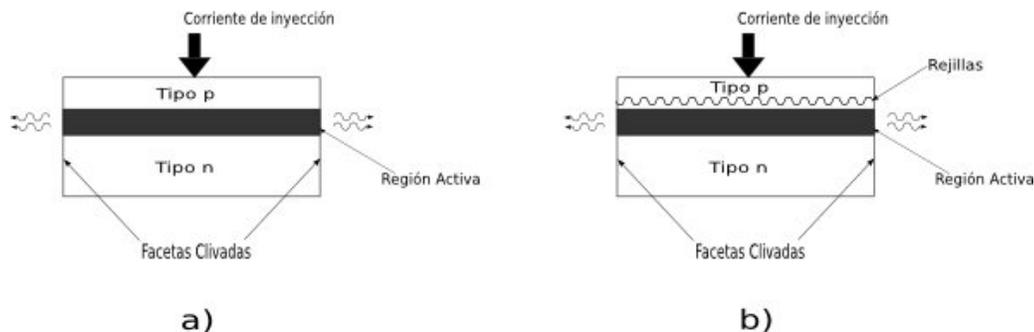


Figura 1: a) Estructura de un láser de semiconductor con cavidad Fabry-Perot. b) Estructura de un láser con retroalimentación distribuida DFB

El dispositivo está compuesto por tres diferentes materiales de semiconductor tipo n, tipo p y uno con brecha energética¹ (band-gap) menor. Los dos primeros están separados por el material con menor band-gap. Este material forma una región con ganancia, ya que existe un confinamiento de electrones y huecos debido a la diferencia de bandas prohibidas de los materiales. A esta región se le conoce como *región activa*, la cual tiene un índice de refracción mayor que las capas inferior y superior respectivamente. Así, se forma una guía de onda que confina los fotones producidos por la emisión espontánea y estimulada en el láser, (Verdeyen, 1995).

La cavidad en el láser Fabry-Perot es un resonador con facetas reflejantes. Estas facetas permiten el paso de cierta porción de luz con ciertas características hacia el exterior de la cavidad, y otra parte es reflejada. Cuando se le aplica una corriente al láser y sobrepasa el umbral de emisión, longitudes de onda que cumplen con la condición de ganancia serán emitidas por el láser Fabry-Perot (Ho, 2005). Las longitudes de onda están espaciadas $c/2n_r L_l$, donde n_r es el índice de refracción, L_l es la longitud de la cavidad. Para lograr que el láser emita a una sola longitud de onda hacemos que

¹Separación energética que existe entre la banda de valencia y la banda de conducción de un material, define la energía necesaria para que los portadores cambien de una banda a otra

este espaciamento entre modos resonantes sea muy grande. Introduciendo selectores de frecuencia cerca de la región activa, figura 1 b), haciendo cambios de índice de refracción periódico dentro de la cavidad, reducimos L_l y se amplifica la separación entre longitudes de onda. Así, el láser será capaz de emitir a una sola longitud de onda. Estas rejillas se conocen como rejillas de Bragg. La longitud de onda λ_B que satisface la condición de Bragg viene dada por

$$\Lambda_g = m \frac{\lambda_B}{2n_{eff}} \quad (1)$$

Donde Λ_g es el periodo de la rejilla, n_{eff} es el índice de refracción efectivo de la región activa, y m es el orden de difracción de Bragg.

Moduladores Externos

Los moduladores externos proveen la mejor calidad de señal óptica tanto para modulación de fase y de intensidad (Ho, 2005). Este tipo de dispositivos electro-ópticos están hechos de cristal de Niobato de Litio, el cual aplicando un voltaje en la dirección correcta cambia sus propiedades y modula la señal óptica.

Modulador de fase Óptica. Este tipo de dispositivo es capaz de cambiar la fase de la señal óptica al aplicar un voltaje. El total de cambio de fase $\Delta\phi_0$ viene dado por la ecuación siguiente

$$\Delta\phi_0 = \pi n_r^3 r_{33} \frac{VL_i}{d\lambda_c} \quad (2)$$

Donde n_r es el índice de refracción, r_{33} es el coeficiente opto-electrónico para el cambio de índice de refracción n_r , V el voltaje aplicado en la dirección z , L_i la longitud de interacción, d la distancia de separación entre los electrodos y λ_c la longitud de onda de la señal óptica en el vacío.

El cristal $LiNbO_3$ cambia su índice de refracción, de tal manera de recorrer 180° la fase de la señal óptica, aplicando un voltaje V_π dado por

$$V_\pi = \frac{d\lambda_c}{n_r^3 r_{33} L_i} \quad (3)$$

El voltaje V_π es muy importante para el diseño de moduladores de fase óptica. Entre menor sea este voltaje, es mejor para sistemas de comunicación de alta tasa de transmisión.

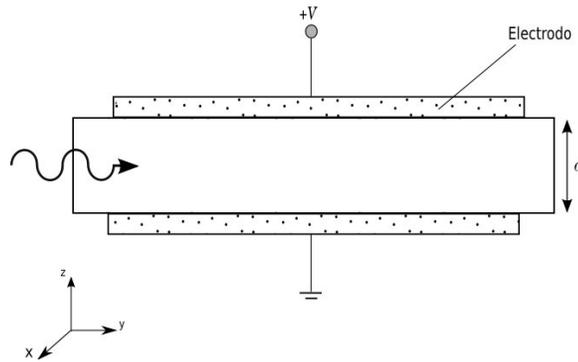


Figura 2: Estructura que ilustra la operación de un modulador de fase

Moduladores de Intensidad Óptica. La figura 4 muestra un modulador de intensidad basado en el interferómetro Mach-Zehnder (MZM, por sus siglas en inglés). El cual separa el haz en dos caminos de igual distancia, para después modular la fase de una de las dos ramas y crear un efecto de interferencia destructiva ó constructiva, ya sea

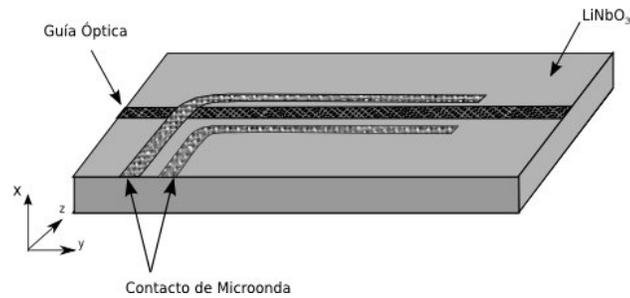


Figura 3: Ilustración de un modulador de fase de onda viajera basado en guía de onda

el caso. El voltaje de modulación requerido para cambiar la fase en una rama 180° , y por lo tanto conmutar el MZM entre una total ó nula transmisión de la onda viajera, es llamado voltaje de conmutación V_π (Kaminow, 2008).

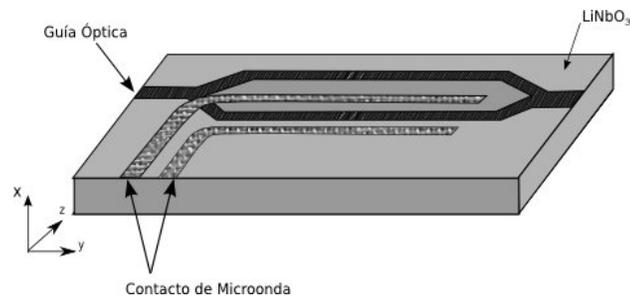


Figura 4: Esquema básico de un modulador de intensidad basado en el interferómetro Mach-Zehnder

Foto-Receptores

Uno de los primeros y más importantes componentes en un sistema de recepción de comunicaciones ópticas es el *foto-receptor*, (Säckinger, 2005). Existen tres tipos de foto-detectores de semiconductor: tipo *pin*, *avalancha* y *pin con pre-amplificación óptica*. La función de los foto-receptores es sensar la señal óptica que incide sobre éstos y convertir los cambios de potencia en una señal de corriente eléctrica. El principio de operación es el del *efecto fotoeléctrico*. Un buen foto-receptor es aquel que tiene una gran sensibilidad a la longitud de onda que se trabaja, agrega poco ruido a la señal y

tiene una gran velocidad de respuesta, tiene ancho de banda grande, (Keiser, 2003).

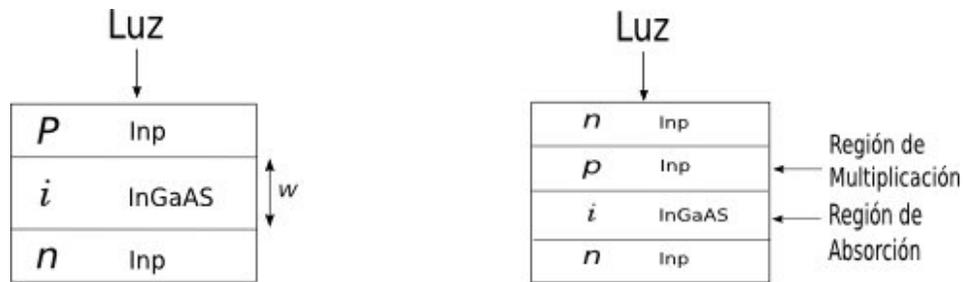


Figura 5: a) Esquema Fotodiodo *pin*. b) Esquema Fotodiodo *APD*

El fotodiodo tipo *p-i-n*, mostrado en la figura 5 a), consiste en una unión p-n con un material intrínseco (no dopado) entre los dos materiales dopados tipo p y tipo n. La unión es polarizada inversamente para generar un campo eléctrico en el material intrínseco. Los fotones incidentes en la capa *i* producen pares de electrón-hueco, los cuales son separados por el campo eléctrico. Como resultado, aparece una foto-corriente en las terminales del dispositivo.

En contraste con el foto-detector *pin*, el foto-diodo APD, figura 5 b), tiene una capa adicional llamada *región de multiplicación*. Esta región provee ganancia a través de una multiplicación avalancha de pares electrón-hueco generados en la capa *i*. La desventaja de este tipo de foto-diodo es el grande voltaje de polarización comparado con el *pin*, además de producir ruido adicional por el efecto avalancha.

Un parámetro importante en los foto-receptores es la responsividad. El cual viene dado por

$$\mathfrak{R} = \eta \cdot \frac{\lambda q}{hc} \quad (4)$$

$$I_{PIN} = \mathfrak{R} \cdot P \quad (5)$$

$$I_{APD} = M \cdot \mathfrak{R}P \quad (6)$$

Donde \mathfrak{R} es la responsividad, η es la eficiencia cuántica (fotones que generan un par electrón-hueco), λ longitud de onda, q carga del electrón, P potencia óptica, h constante de Planck, c velocidad de la luz en el vacío, I_{PIN} corriente del foto-diodo *pin*, I_{APD} corriente en el foto-diodo APD, M factor de multiplicación del APD.

II.2.2.. Sistemas con Multicanalización por División de Longitud de Onda

Hasta finales de la década de los años 80, la comunicación a través de un enlace por fibra óptica se hacía utilizando una sola longitud de onda. La multicanalización hasta ese entonces se realizaba en el dominio del tiempo, ranurando la duración del bit en el dominio eléctrico para diferentes usuarios ó canales, (Kazovsky *et al.*, 1996). La idea de introducir más longitudes de onda en una sola fibra se generó en los años setenta con el fin de incrementar el caudal de información en el sistema, según Domínguez *et al.* (2005). La ventana de amplificación del EDFA es de \sim THz. Es lógico pensar que utilizar este ancho de banda en una sola longitud de onda sería un gran desperdicio. Los sistemas WDM representan hoy en día el grueso de los sistemas de comunicación de gran caudal eficaz. En la figura 6 se aprecia el principio de multicanalización en una fibra con diferentes longitudes de onda moduladas con datos no necesariamente a la misma velocidad de transmisión.

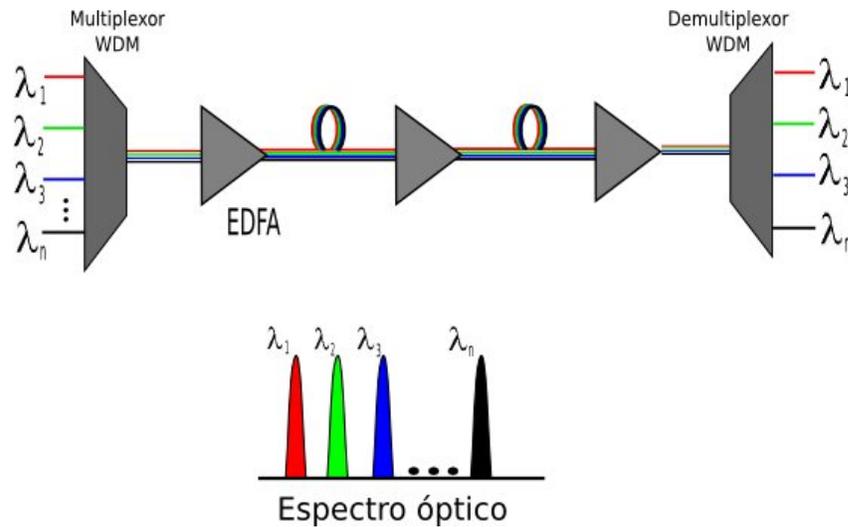


Figura 6: Esquema de un enlace WDM

La separación entre canales está estandarizada por la Unión Internacional de Telecomunicaciones (ITU, por sus siglas en inglés). La cual especifica una separación de 0.8nm entre canales WDM que corresponde a un ancho de banda de 100GHz (Ho,2005). Con 4THz de ancho de banda de amplificación en el EDFA, se puede soportar un total de 40 canales WDM. Algunos sistemas WDM tienen canales con ancho de banda de fracciones ó múltiplos de 100GHz de ancho de banda. En la mayoría se tiene un espaciamiento uniforme entre canales.

El multiplexor WDM combina las diferentes longitudes de onda en una sola fibra. Este tipo de multiplexor puede ser un combinador pasivo si se permiten pérdidas y elimina la interferencia entre canales. Un multiplexor WDM se utiliza para no permitir pérdidas y combinar muchos canales.

En la parte de demultiplexión el tipo de demultiplexor depende del esquema de

modulación empleado. Para un esquema IMDD el demultiplexor se encarga de eliminar la interferencia de los demás canales. En la figura 32 se muestra como se sintoniza un canal λ_3 con un filtro óptico. Se aprecia también que dependiendo del espaciamiento entre canales y la selectividad del filtro se tendrá ó no interferencia de otros canales.

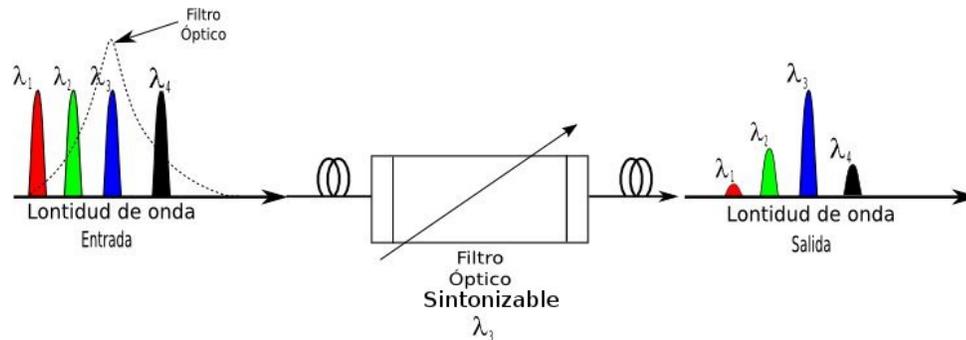


Figura 7: Un canal WDM λ_3 es demultiplexado por un filtro óptico

Para el caso en que se tiene una modulación en fase de la señal óptica, la demultiplexión es hecha con ayuda de una señal óptica en el receptor con la misma λ que se desea demultiplexar. Como se muestra en la figura 8, el haz del oscilador local se bate con la señal modulada para obtener en el foto-receptor los datos en la señal. De esta forma se tiene la demultiplexión con demodulación al mismo tiempo. Para evitar la saturación en el foto-receptor se emplean demultiplexores con filtros ópticos antes de la mezcla de los haces LO y modulado.

II.2.3.. Modulación Digital de una Señal Óptica

Antes de ser inyectada la señal óptica al canal, ya sea a fibra óptica ó espacio libre, su intensidad, frecuencia ó fase es manipulada con respecto a los bits de información que se desean transmitir. Esto con el propósito de generar una señal adecuada al canal

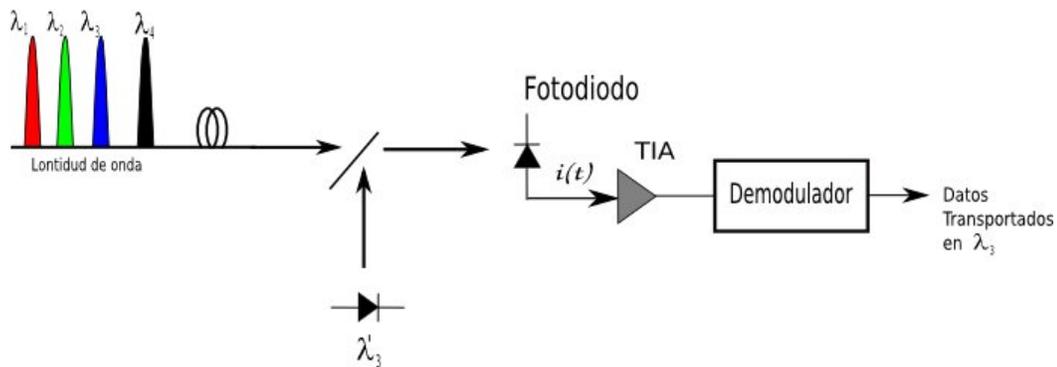


Figura 8: La selección de canal en un sistema coherente se realiza con la mezcla de una señal óptica como oscilador local con λ igual o cercana a la λ que se desea demodular.

de comunicación . De acuerdo al teorema de la modulación, el espectro de los datos es trasladado a la frecuencia de la señal portadora. Para nuestro caso de interés la señal portadora es un haz de luz de alrededor de 200THz, $1.5\mu m$. Para un mejor desempeño, la modulación se lleva a cabo con dispositivos externos a la fuente de luz. Ver sección II.2.1.

Modulación de Intesidad Óptica

Como se planteó anteriormente la modulación en intensidad es una de las formas básicas de modular una portadora óptica. Una señal binaria con información en la amplitud (ASK, por sus siglas en inglés), se ilustran en la figura 9. La representación matemática de la señal para los estados “1”y “0”es

$$s_1(t) = A \cos \omega_c t, \quad 0 < t \leq T \quad (7)$$

$$s_2(t) = 0, \quad 0 < t \leq T \quad (8)$$

Donde A es la amplitud de la señal, ω_c es la frecuencia angular de la portadora óptica y T es el tiempo de duración del bit de información.

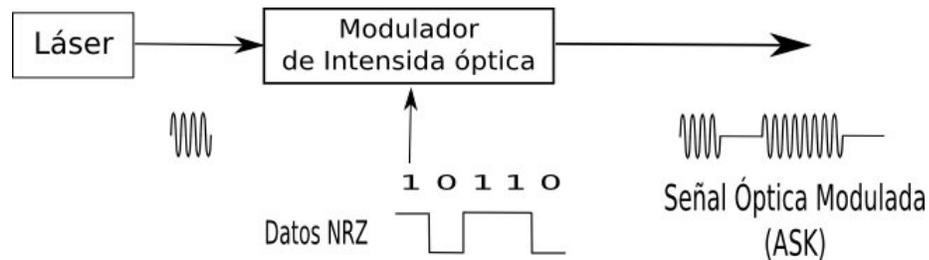


Figura 9: Modulación ASK de una señal óptica para comunicaciones ópticas

Modulación de Frecuencia Óptica

La modulación digital en frecuencia (FSK, por sus siglas en inglés), codifica la información binaria en cambios de frecuencia de la señal óptica. En la figura 10 se ilustra los cambios de frecuencia en una modulación FSK. Las dos señales se expresan

$$s_1(t) = A \cos \omega_1 t, \quad 0 < t \leq T \quad (9)$$

$$s_2(t) = A \cos \omega_2 t, \quad 0 < t \leq T \quad (10)$$

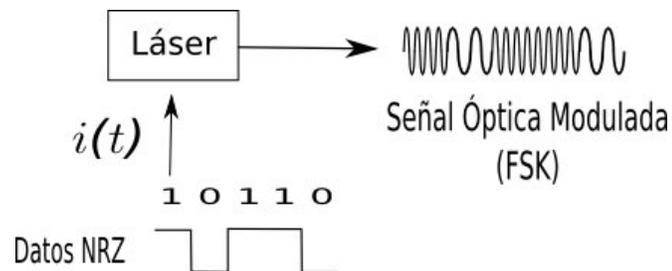


Figura 10: Modulación FSK de una señal óptica para comunicaciones ópticas

Modulación de la Fase Óptica

Sí se tiene una demodulación ideal de la señal, la modulación digital de fase (PSK, por sus siglas en inglés), con la misma relación señal a ruido (SNR, por sus siglas en inglés), ofrece la menor probabilidad de error (Ho, 2005). PSK transporta los bits de información en la fase de la señal óptica, tal como se ilustra en la figura 11. La modulación binaria de fase BPSK es el esquema mas sencillo para los sistemas PSK. La representación matemática para los dos estados de la señal BPSK son

$$s_1(t) = A\cos\omega_c t, \quad 0 < t \leq T \quad (11)$$

$$s_2(t) = -A\cos\omega_c t, \quad 0 < t \leq T \quad (12)$$

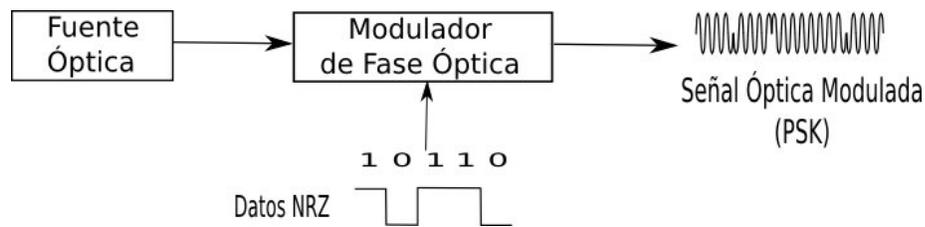


Figura 11: Modulación PSK de una señal óptica para comunicaciones ópticas

Una manera útil de representar una señal modulada es en forma de fasor, (Sklar, 2001). Comenzamos por utilizar la conocida identidad trigonométrica del Teorema de Euler, introducimos una notación compleja para la portadora senoidal como sigue

$$e^{j\omega_0 t} = \cos\omega_0 t + j\sin\omega_0 t \quad (13)$$

En la expresión $e^{j\omega_0 t}$ están contenidas dos componentes en cuadratura importantes para toda señal portadora senoidal, la componente en fase real (I) y la componente en

cuadratura imaginaria (Q). Ambas componentes son ortogonales.

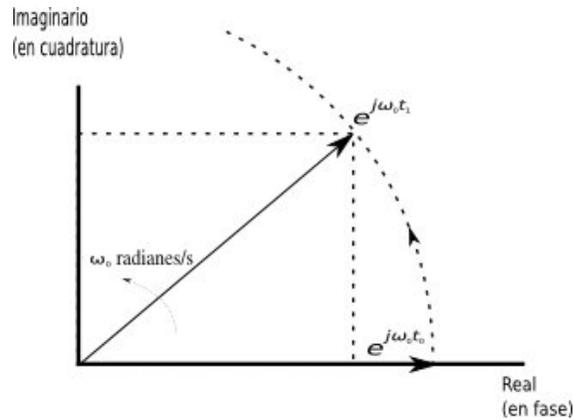


Figura 12: Representación como fasor de una señal

Así para una señal modulada en fase binaria BPSK su representación fasorial se muestra en la figura 13 (Sklar, 2001).

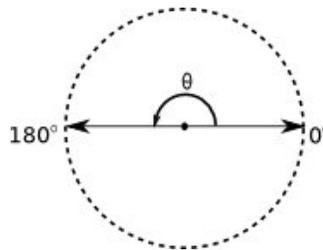


Figura 13: Representación como fasor de una señal BPSK

El Espectro de una señal BPSK viene dado por la expresión, (Spilker, 1977)

$$G_x(f) = \frac{A_c^2 T_b}{2} \left(\frac{\text{sen} [\pi T_b (f_c - f)]}{\pi T_b (f_c - f)} \right)^2 \quad (14)$$

Donde A_c es la amplitud de la señal modulada, T_b es la duración de bit de la señal

moduladora y f_c es la frecuencia portadora, en el caso de comunicaciones ópticas \sim THz. En la figura 14 se ilustra el espectro de una señal BPSK.

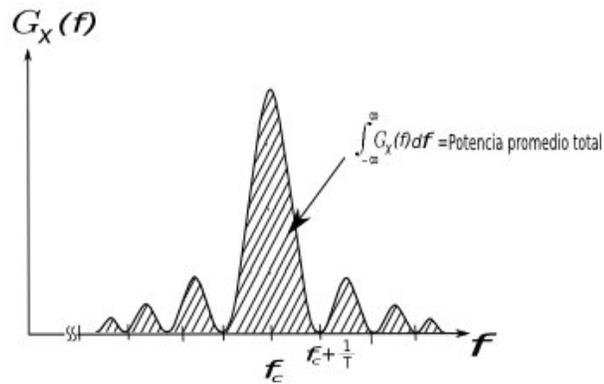


Figura 14: Densidad espectral de potencia para una señal BPSK.

Cuando el ángulo θ , figura 13, es menor a 180° una señal no modulada en cuadratura con los datos está presente en la señal BPSK. A esta componente se le conoce como *portadora residual*. Esta modulación BPSK imperfecta podría parecer a primera vista una desventaja significativa para la modulación en fase, esto debido a la pérdida de potencia que ocasiona la presencia de la portadora residual. Sin embargo, como más adelante se explica, algunos sistemas receptores coherentes hacen uso de la portadora residual como referencia de fase para llevar a cabo el encadenamiento de fase (Spilker, 1977). La representación fasorial de la señal BPSK imperfecta se muestra en la figura 15, así como el espectro de la señal modulada en la figura 16. Donde se observa la presencia de la portadora residual.

La penalidad de potencia debido a la presencia de la portadora residual en la señal está dado por

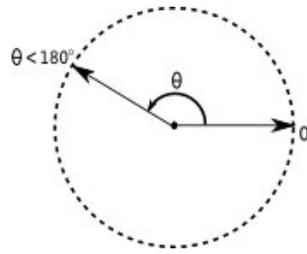


Figura 15: BPSK imperfecta.

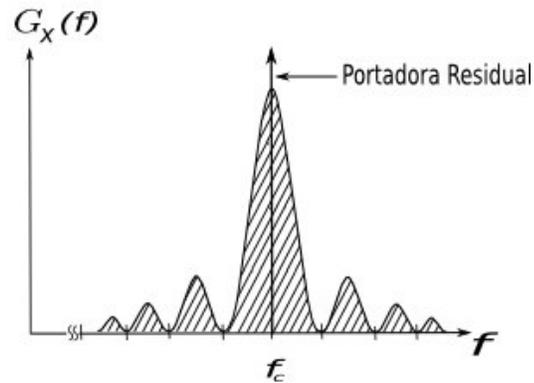


Figura 16: Densidad espectral de potencia de una señal BPSK con portadora residual.

$$\Delta P_{RC} = 10 \log_{10} \frac{1}{\sin^2 \theta} [dB] \quad (15)$$

Lo cual significa que esta cantidad de potencia está contenida en la portadora residual (Kazovsky, 1996).

II.3.. Sistemas Ópticos Modulados en Intensidad con Detección Directa (IMDD)

Los sistemas IMDD son los más comúnmente implementados (Ho, 2005). La relativa sencillez de operación y su robustez hacen muy atractivos a este tipo de sistemas. En la figura 17 se aprecia el esquema básico de un sistema IMDD. La intensidad de la

fuente de luz es modulada en este caso externamente por la señal de datos. Para un “1” la intensidad no es afectada en el modulador y con un “0” la intensidad de la luz es anulada (ó casi anulada) en el modulador externo. El haz es amplificado por un EDFA para después ser insertado en la fibra. Los EDFA son utilizados para compensar las pérdidas de dispersión en la fibra.

Usualmente un EDFA de bajo ruido se coloca antes de la fotodetección. La conversión de la señal óptica a eléctrica se realiza con un fotodiodo. Idealmente, por cada fotón recibido se deriva un electrón al circuito eléctrico. Los cambios en la fase y frecuencia en el fotodetector no son detectables. Un amplificador de trans-impedancia (TIA, por sus siglas en inglés) es utilizado para acoplar el foto-receptor a un circuito eléctrico.

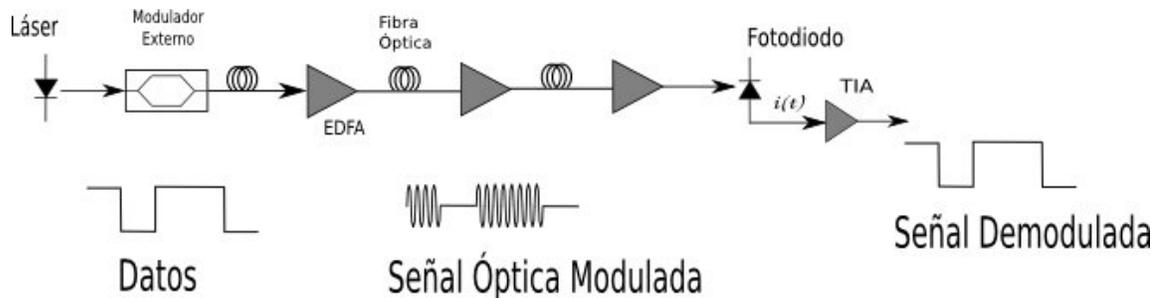


Figura 17: Configuración típica de un sistema IMDD

Los datos recuperados contienen ruido incorporado por los amplificadores más ruido en intensidad en el canal. Los datos pueden modular a un láser, comúnmente de semiconductor, de dos formas posibles: por un modulador externo, ó variando la corriente inyectada al dispositivo. Para altas tasas de transmisión se elige la modulación externa, ver la sección II.2.1. para tener una idea más precisa del funcionamiento de esta técnica de modulación. La modulación directa sobre la corriente del láser se utiliza para bajas

tasas de transmisión a distancias cortas, sin embargo, su presencia en sistemas reales es casi nula (Agrawal, 2005).

Límite Cuántico para Sensitividad en el Receptor

En esta parte se analiza desde una perspectiva ideal a los sistemas IMDD, con la finalidad de obtener la sensitividad del receptor en estos sistemas. Empezamos por depreciar todo los ruidos presentes en el sistema, y consideramos un contador de fotones ideal que es susceptible a la llegada de un fotón. Así, en un intervalo de tiempo T , el contador cuenta el número de fotones recibidos.

La función de distribución de probabilidad *pdf* que modela nuestro sistema es tipo Poisson, dada por (Kasovsky, 1996)

$$P[N_R(t) = n] = \frac{(2a_0\bar{N}_R)^n}{n!} e^{-2a_0\bar{N}_R} \quad n = 0, 1, \dots \quad (16)$$

Donde \bar{N}_R es el número promedio de fotones recibidos en el intervalo de tiempo T . Para una modulación en intensidad, \bar{N}_R es igual a

$$\bar{N}_R = \frac{\bar{P}_R T}{h\nu} \quad (17)$$

\bar{P}_R es la potencia promedio de la señal promedio en el contador de fotones.

La probabilidad de error de bit P_e se calcula a partir de la probabilidad condicional de $P[\hat{a} = 1|a_0 = 0]$ igual a cero, lo que significa que se transmitió un fotón y no se

recibió fotón en el receptor, la probabilidad de error promedio será $P(e) = P_e(1)/2$.

El receptor comete un error cuando un 1 es transmitido ($a_0 = 1$), y el número de fotones recibido es igual a cero, esto es,

$$P(e) = \frac{1}{2}P[\bar{N}_R = 0|a_0 = 1] = \frac{1}{2}e^{-2\bar{N}_R} \quad (18)$$

Así para una probabilidad de error de 10^{-9} , la sensibilidad en el límite cuántico es

$$\bar{N}_R \simeq 10 \text{ fotones/bit} \quad (19)$$

II.4.. Sistemas de Comunicación Óptica con Detección Coherente

En la actualidad la mayoría de los enlaces por fibra óptica utilizan un esquema de modulación IMDD, la necesidad de incrementar el caudal eficaz en los sistemas de comunicaciones ópticas hace posible el avance de sistemas con detección coherente con alta tasa de transmisión. Esto debido a las siguientes ventajas sobre los sistemas IMDD (Kaminow, 2008):

- (1) La sensibilidad del receptor limitada a ruido shot puede ser lograda con una suficiente potencia del oscilador local (LO). El LO da una ganancia de señal, considerando que el ruido shot del mismo sobre pasa al ruido térmico del receptor. Así se logra la sensibilidad del receptor limitada al ruido shot.
- (2) Una multicanalización por división de longitud de onda más densa es posible gra-

cias a una selectividad de canal más eficiente debido al batimiento de la señal modulada y el LO, lo cual hace que la señal de datos se recorra a frecuencias mucho más bajas y hace posible el uso de filtros eléctricos, con una mayor selectividad que los filtros ópticos comúnmente empleados en sistemas IMDD-WDM. Así, como la modulación de fase es menos sensible a la dispersión cromática y no linealidades en la fibra (Gnauck y P.J., 2005).

- (3) La sensibilidad del receptor puede ser mejorada por un sistema con modulación de fase, debido a la mayor distancia entre símbolo en el plano complejo (ver figura 13).
- (4) Una modulación multinivel (por ejemplo QPSK), puede ser lograda utilizando modulación de fase.

Los sistemas con detección coherente fueron estudiados ampliamente en la década de los años 80's. Sin embargo, la aparición del EDFA vino a dar una tendencia en el desarrollo de sistemas de comunicaciones ópticas. Los sistemas basados en el EDFA ofrecían una mayor sensibilidad en el receptor que los sistemas coherentes. Agregando ruido de la *emisión espontánea amplificada* (ASE, por sus siglas en inglés), la SNR que ofrecieron este tipo de sistemas opacó a los sistemas coherentes que ofrecían alcances del ruido shot.

El desarrollo de redes basadas en WDM hicieron que en los años 90 los sistemas coherentes fueran nuevamente atractivos en sistemas ópticos por la alta selectividad de canal, provocando una multicanalización más densa de \sim GHz. Así como también, una gran parte de los grupos de investigación en comunicaciones orientaron su trabajo en

el desarrollo de sistemas de modulación multinivel QPSK óptico. Debido al potencial de reducir el ancho de banda de 4 a 5 veces a través del uso de modulación multinivel (Kazovsky, 1996).

En la figura 18 se muestra el esquema de un sistema de comunicaciones ópticas coherente. Con modulación BPSK.

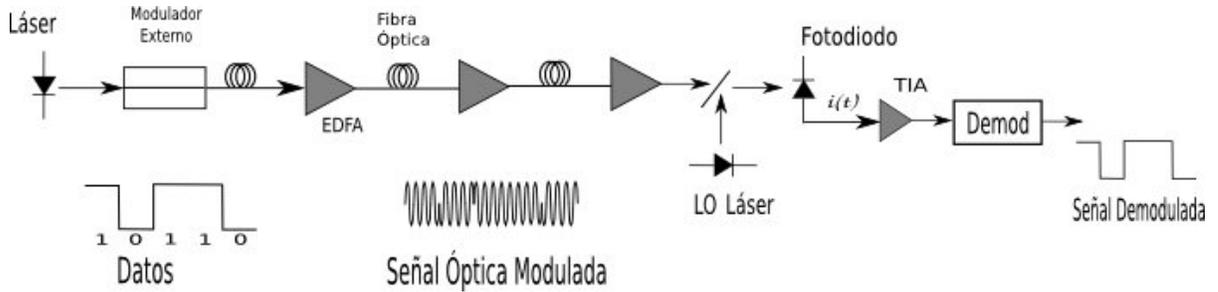


Figura 18: Configuración de un sistema de comunicaciones ópticas coherente.

La señal óptica modulada con longitud de onda λ_s se mezcla con el LO de longitud de onda λ_{LO} . En el caso de que λ_s y λ_{LO} sean exactamente iguales se tiene un *sistema homodino*. Cuando λ_s y λ_{LO} no son iguales pero muy cercanas, el *sistema es heterodino*.

El campo óptico de la señal modulada y el LO se representan por (Kikuchi, 2008)

$$E_s(t) = A_s(t)exp(j\omega_s t), \quad (20)$$

$$E_{LO}(t) = A_{LO}exp(j\omega_{LO} t) \quad (21)$$

$A_s(t)$ y A_{LO} son las amplitudes complejas de la señal óptica modulada y el LO. ω_s y ω_{LO} son las frecuencias angulares del campo de la señal modulada y del LO respectivamente.

Las potencias de las señales vienen dadas por

$$P_s = \frac{|A_s|^2}{2}, \quad (22)$$

$$P_{LO} = \frac{|A_{LO}|^2}{2} \quad (23)$$

II.4.1.. Detección Balanceada

La detección balanceada es incorporada a los sistemas de detección coherente como una forma de eliminar términos de corriente directa (sin información) y maximizar la foto-corriente de la señal de información. Utilizando un acoplador de haz de 3dB, se desfasa ya sea $E_s(t)$ ó $E_{LO}(t)$ 180° en uno de los dos puertos de salida (Kaminow, 2008).

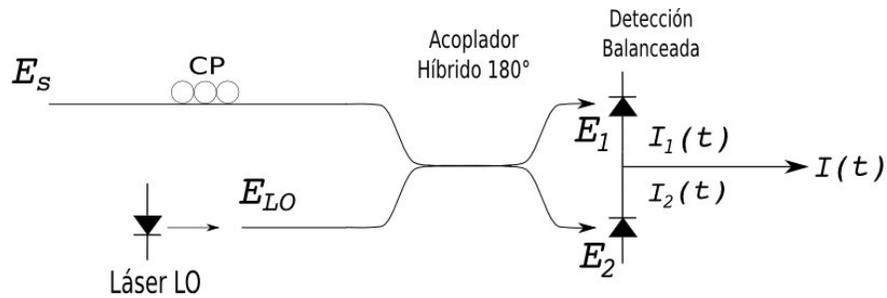


Figura 19: Detección Coherente Foto-Balanceada.

Así a la salida de los dos puertos se tiene

$$E_1 = \frac{1}{\sqrt{2}}(E_s + E_{LO}) \quad (24)$$

$$E_2 = \frac{1}{\sqrt{2}}(E_s - E_{LO}) \quad (25)$$

La corriente generada por cada uno de los foto-receptores es

$$I_1(t) = \frac{\Re}{2} \left[P_s + P_{LO} + 2\sqrt{P_s P_{LO}} \cos(\omega_{IF} + \phi_s(t) - \phi_{LO}(t)) \right] \quad (26)$$

$$I_2(t) = \frac{\Re}{2} \left[P_s + P_{LO} - 2\sqrt{P_s P_{LO}} \cos(\omega_{IF} + \phi_s(t) - \phi_{LO}(t)) \right] \quad (27)$$

Las expresiones anteriores se derivan directamente de la ecuación 5. Donde $\omega_{IF} = \omega_s - \omega_{LO}$, y ϕ_s y ϕ_{LO} son las fases de la señal óptica modulada y el LO respectivamente. Así, la corriente a la salida del detector balanceado será

$$I(t) = I_1(t) - I_2(t) = 2\Re\sqrt{P_s P_{LO}} \cos(\omega_{IF} + \phi_s(t) - \phi_{LO}(t)) \quad (28)$$

II.4.2.. Sistemas Heterodinos

Los sistemas heterodinos se refieren al caso de $\omega_{IF} \gg \frac{\omega_b}{2}$. Donde ω_b es el ancho de banda de la tasa de transmisión. La información contenida en la fase de la señal transmitida ó en la intensidad, es trasladada a una frecuencia mucho más baja que la óptica para después ser trasladada a banda base por un circuito eléctrico.

Para una señal PSK, P_s es constante y $\phi_{sig}(t) = \phi_s(t) + \phi_{sn}(t)$ es la fase de la señal óptica variante en tiempo, donde ϕ_{sn} es el ruido de fase de la señal transmitida, la salida del foto-receptor viene dada por

$$I(t) = 2\sqrt{P_s P_{LO}} \cos(\omega_{FI} + \phi_s + \phi_n) \quad (29)$$

Donde $\phi_n = \phi_{sn} - \phi_{LO}$. Aunque ϕ_n cambia con el tiempo un circuito eléctrico se utiliza para sincronizar ϕ_{LO} y demodular E_s .

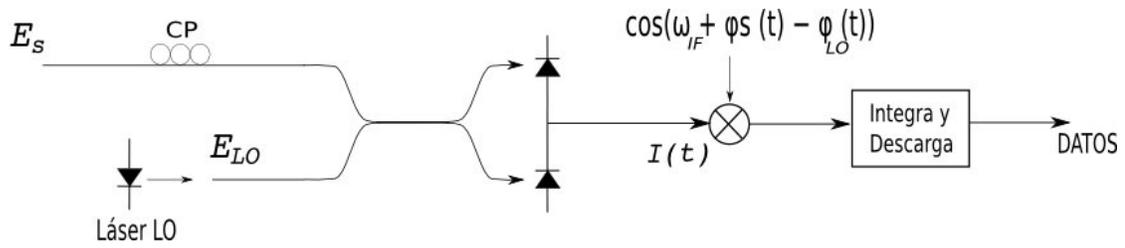


Figura 20: Esquema de Detección Óptica Coherente Heterodina.

Límite Cuántico de un Sistema Heterodino

Los sistemas heterodinos para una señal PSK tienen una potencia en la entrada igual a

$$P_t = |aE_s + E_{LO}|^2 = P_s + P_{LO} + 2a\sqrt{P_s P_{LO}} \cos(\omega_{IF} + \phi_s - \phi_{LO}) \quad (30)$$

El valor promedio de una variable aleatoria que cuenta el número de fotones recibidos cuando se transmitió un fotón $a = 1$, $N_T(1)$ es

$$N_T(1) = \frac{2P_s T}{h\nu} = 2N_R \quad (31)$$

Haciendo que $P_s = P_{LO}$. La probabilidad de error de bit es

$$P_e = \frac{1}{2} e^{-2N_R} \quad (32)$$

Para una probabilidad de error de 10^{-9} el límite cuántico para la sensibilidad en el receptor es *9 fotones/bit*

II.4.3.. Sistemas Homodinos

En los sistemas homodinos la diferencia de frecuencias $\omega_s - \omega_{LO} = 0$. La corriente a la salida de la detección balanceada es entonces

$$I(t) = 2\Re\sqrt{P_s P_{LO}} \cos(\phi_s - \phi_{LO}) \quad (33)$$

La fase ϕ_{LO} debe ser capaz de sincronizarse tanto al ruido de fase de la señal transmitida ϕ_{ns} , así como a los cambios de $\phi_s(t)$, para poder tener una decodificación correcta de ϕ_s . Esto se logra con un lazo encadenador de fase óptico (OPLL, por sus siglas en inglés). En la práctica este tipo de sistemas son complicados de implementar y agregan la complejidad del detector homodino. La ecuación 33 nos da únicamente la información coseno, la parte senoidal ó en cuadratura no se recupera. Por lo tanto, el detector homodino no es capaz de recuperar la información completa de la amplitud compleja de la señal.

Límite Cuántico para el Detector Homodino

La sensibilidad en el receptor para los sistemas coherentes con detección homodina la calculamos de la misma forma que para el detector heterodino para una modulación PSK. A la entrada del receptor se suman los campos E_s y E_{LO} , así se tiene la potencia igual a

$$P_t = |aE_s + E_{LO}|^2 = P_s + P_{LO} + 2a\sqrt{P_s P_{LO}} \quad (34)$$

Para el caso de que E_s y E_{LO} son iguales. Un contador de fotones ideal colocado a

la entrada del detector advierte de la llegada de al menos un fotón si $a = 1$. Así para $a = -1$, $P_t = 0$. Cuando $a = -1$, despreciando los ruidos que alteran la señal, $P_t = 4P_s$. Para un proceso tipo Poisson con media $N_T(1) = 4P_sT/h\nu = 4N_R$. N_R está definido en la ecuación 17. Así para una probabilidad de error P_e

$$P_e = \frac{1}{2}P[0 \text{ fotones} | a = 1] = \frac{1}{2}e^{-4N_R} \quad (35)$$

La sensibilidad para el detector homodino para una modulación PSK con $E_s = E_{LO}$ es 5 fotones/bit para una probabilidad de error de 10^{-9} , es decir, se tiene una mejora de 3dB sobre el esquema IMDD.

Aunque es difícil alcanzar el límite cuántico en los sistemas reales, este parámetro es muy útil para evaluar el desempeño de los sistemas de detección en comunicaciones ópticas. La tabla siguiente compara las sensibilidades de los tres sistemas de detección de nuestro interés.

Tabla I: Comparación de Sensibilidades en el Receptor

Detector	Modulación	Sensibilidad en el Receptor, fotones/bit
IMDD	ASK	10
Heterodino	PSK	9
Homodino	PSK	5

Capítulo III

Lazos de Sincronización de Fase para Demodular una Señal BPSK

III.1.. Introducción

Para llevar a cabo la demodulación de una señal BPSK es necesario sincronizar la señal oscilador local en fase con la señal de datos. La frecuencia y la fase deben ser reproducidas exactamente por el oscilador local para llevar a cabo la demodulación (Feigin, 2002). En este capítulo se presentan tres lazos de sincronización capaces de recuperar información de una señal modulada BPSK. En primera instancia se estudia el lazo de Costas con cuadraturas conmutadas como novedosa técnica de sincronización de fase. Se analiza también el lazo de Costas óptico que utiliza un híbrido de 90° como mezclador para obtener para llevar a cabo el encadenamiento de fase. El siguiente esquema en estudio es el lazo de Costas óptico con cuadraturas conmutadas. Este tipo de circuito se presenta con un acoplador híbrido de 180° en lugar del híbrido de 90° , y es capaz de presentar el mismo funcionamiento que el lazo de Costas tradicional. Por últi-

mo, se presenta el lazo de amarre de fase óptico (OPLL) como circuito de sincronización.

III.2.. Lazo de Costas con Cuadraturas Conmutadas

Existe una variedad de sistemas de demodulación de señales BPSK. Algunos con ventajas sobre otros. En esta sección presentamos un lazo que utiliza la técnica de conmutación de cuadraturas para la sincronización de la fase de la señal oscilador local. La conmutación de cuadraturas consiste en obtener las componentes en fase I y cuadratura Q en una sola rama, (Fabrega y Prat, 2007). Esto se obtiene al conmutar la fase de la señal oscilador local 90° y retornar a 0° en un mismo periodo de bit, (Habbab *et al.*, 1988).

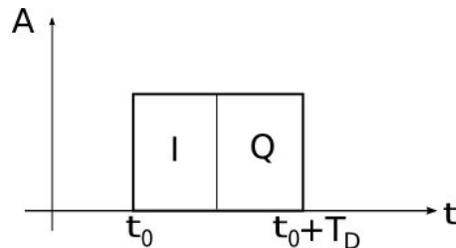


Figura 21: Cuadraturas en un periodo de bit .

La señal BPSK se puede representar como

$$BPSK = A(t) \cdot \cos(2\pi f_c t + \phi_s(t)) \quad (36)$$

Donde $A(t) \in \{1, -1\}$ y $\phi_s(t)$ la fase de la señal. Así, al mezclar con una señal oscilador local (LO) en el receptor, la cual se representa como:

$$LO = \cos(2\pi f_c t + \phi_{LO}(t)) \quad (37)$$

Con $\phi_{LO}(t)$ la fase de la señal LO. La mezcla se representa como:

$$BPSK \cdot LO = A(t) \{ \cos(2\pi f_c t + \phi_s(t)) \cdot \cos(2\pi f_c t + \phi_{LO}(t)) \} \quad (38)$$

$$= \frac{A(t)}{2} \{ \cos(\phi_s(t) - \phi_{LO}(t)) + \cos(4\pi f_c t + \phi_s(t) + \phi_{LO}(t)) \} \quad (39)$$

Si filtramos las altas frecuencias se obtiene, para cuando el lazo está sincronizado en fase que $\phi_s - \phi_{LO} = 0$, la señal BPSK entonces es demodulada.

Para sincronizar ambas fases de la señal de datos BPSK y la señal oscilador local LO, es necesario un lazo de control de la fase en una de las ramas que se mezclan, es decir, sobre la señal oscilador local LO. La señal LO se implementa en la mayoría de los sistemas con un dispositivo *oscilador controlado por voltaje* (VCO, por sus siglas en inglés). Este dispositivo permite corregir la fase de la señal LO aplicando un voltaje de control, que se obtiene de integrar una señal de error, generada a partir de comparar las fases tanto del oscilador local como de la señal (figura 22).

En el esquema de la figura 22, se describe el funcionamiento del lazo de Costas convencional. El lazo es capaz de sincronizar los cambios de fase de la señal BPSK a la entrada. En dicho lazo la señal de error $e = \sin(2\theta_e)$, donde $\theta_e = \phi_s - \phi_{LO}$, es generada por tres comparadores de fase. La señal BPSK es mezclada con el LO en dos ramas una de ellas en cuadratura, es decir, la señal del VCO se desfasa 90° . Por lo

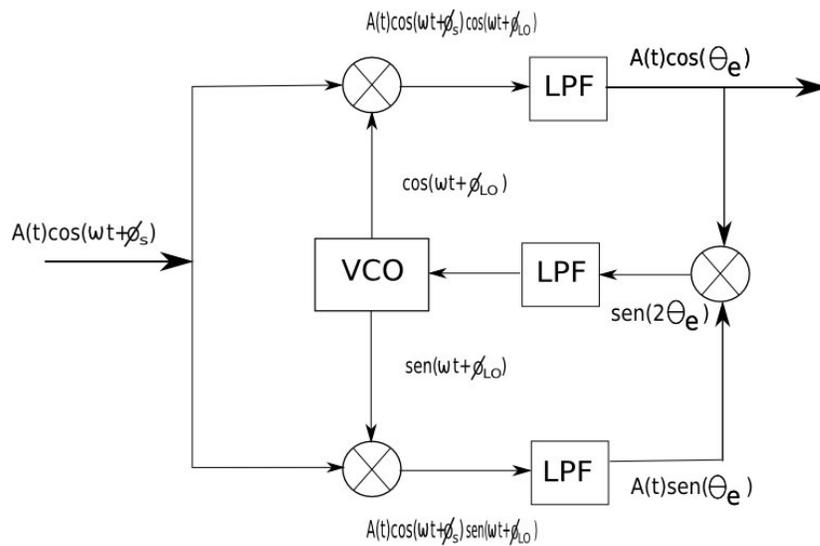


Figura 22: Diagrama a bloques de un Lazo de costas convencional.

tanto, en el mezclador de la parte superior se compara la fase de la señal BPSK con $\cos(2\pi f_c t + \phi_{LO})$. Mientras que el comparador de la parte inferior se compara BPSK con $\sin(2\pi f_c t + \phi_{LO})$. Los productos de ambos comparadores son filtrados para eliminar las altas frecuencias. Las fases de las señales de baja frecuencia son comparadas para fijar la fase del VCO. Así, cuando $\theta_e = 0$, el lazo está sincronizado, (Kim *et al.*, 2007).

El lazo propuesto en este trabajo (figura 23) tiene el mismo objetivo que el lazo de Costas convencional; demodular una señal BPSK sin la presencia de la portadora residual.

Para el análisis del lazo presentado en la figura 23 empezamos por retomar la ecuación 36

$$BPSK = A(t) \cdot \cos(2\pi f_c t + \phi_s(t))$$

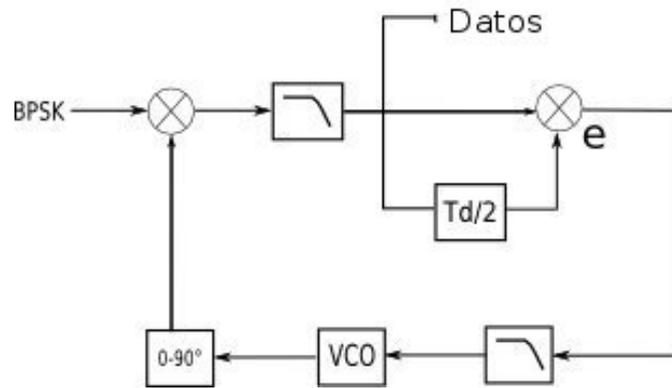


Figura 23: Diagrama a bloques de un lazo de Costas con cuadraturas conmutadas.

Para la primera mitad de duración del bit, la fase de la señal oscilador local LO se representa como la ecuación 37

$$LO = \cos(2\pi f_c t + \phi_{LO}(t))$$

AL mezclarse obtenemos la señal mostrada en las ecuaciones 38 y 39

$$\begin{aligned} BPSK \cdot LO &= A(t) \{ \cos(2\pi f_c t + \phi_s(t)) \cdot \cos(2\pi f_c t + \phi_{LO}(t)) \} \\ &= \frac{A(t)}{2} \{ \cos(\phi_s(t) - \phi_{LO}(t)) + \cos(4\pi f_c t + \phi_s(t) + \phi_{LO}(t)) \} \end{aligned}$$

Al pasar por un filtro pasa bajas con frecuencia f_c , las altas frecuencias son eliminadas. Así, la señal a la salida será

$$\frac{A(t)}{2} \cos(\phi_s(t) - \phi_{LO}(t)) \quad (40)$$

A la mitad del periodo de duración del bit, el conmutador de fase desfasa 90° la señal LO, la cual representamos como

$$LO = \text{sen}(2\pi f_c t + \phi_{LO}(t)) \quad (41)$$

De nueva forma se mezclan ambas señales y obtenemos

$$BPSK \cdot LO = A(t)\cos(2\pi f_c t + \phi_s)\text{sen}(2\pi f_c t + \phi_{LO}) \quad (42)$$

$$= \frac{A(t)}{2} [\text{sen}(\phi_s - \phi_{LO}) - \text{sen}(4\pi f_c t + \phi_s - \phi_{LO})] \quad (43)$$

$$(44)$$

Al filtrar nos queda

$$\frac{A(t)}{2}\text{sen}(\phi_s - \phi_{LO}) \quad (45)$$

A la ecuación 40 se le conoce como la componente en fase I, mientras que a la ecuación 45 se le conoce como la componente en cuadratura. Así, en un periodo de bit se obtienen las componentes en fase y cuadratura obtenidas en el esquema de la figura 22.

Para la sincronización de la fase en los esquemas de las figuras 22 y 23 es necesario recuperar la portadora (suprimida) para sincronizar las fases. Esta portadora se obtiene de comparar las fases de las señales en fase y cuadratura. Un tercer comparador de fase nos da la señal

$$e = \text{sen}(2\theta_e) \quad (46)$$

Esta portadora es filtrada para controlar la fase del oscilador local.

En el esquema de la figura 23 se obtienen las cuadraturas para sincronizar las fases en un solo periodo de bit. Así, separamos en dos la respuesta del primer comparador de fase y al retrasar medio periodo de bit $T_b/2$ una de las ramas, podemos multiplicar ambas ramas y obtener la portadora $e = \text{sen}(2\theta_e)$. El esquema de la figura 24 ejemplifica lo dicho anteriormente.

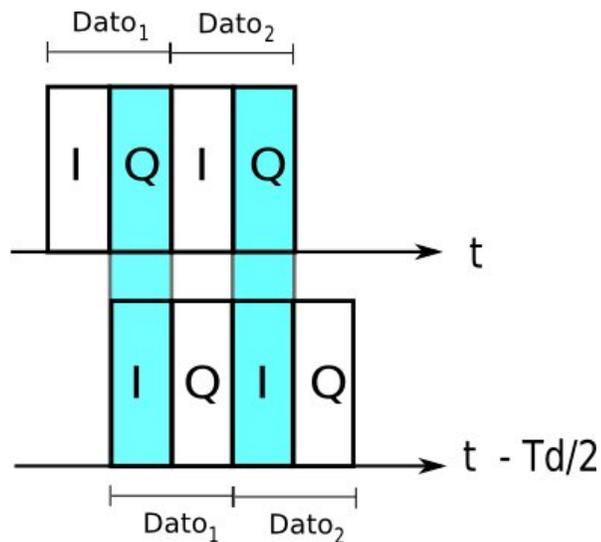


Figura 24: Esquema ilustrativo de la conmutación de cuadraturas

III.3.. Lazo de Costas Óptico Homodino

El *lazo de Costas* es requerido actualmente en la mayoría de los sistemas demoduladores PSK, tanto eléctricos como ópticos. El esquema convencional se presenta en

la figura 25. Este tipo de circuito es muy práctico ya que es capaz de regenerar la portadora, con lo cual no es necesario el uso de la portadora residual presente en una modulación BPSK imperfecta. Así, la potencia total de la señal está presente en la información (Arvizu, 2008).

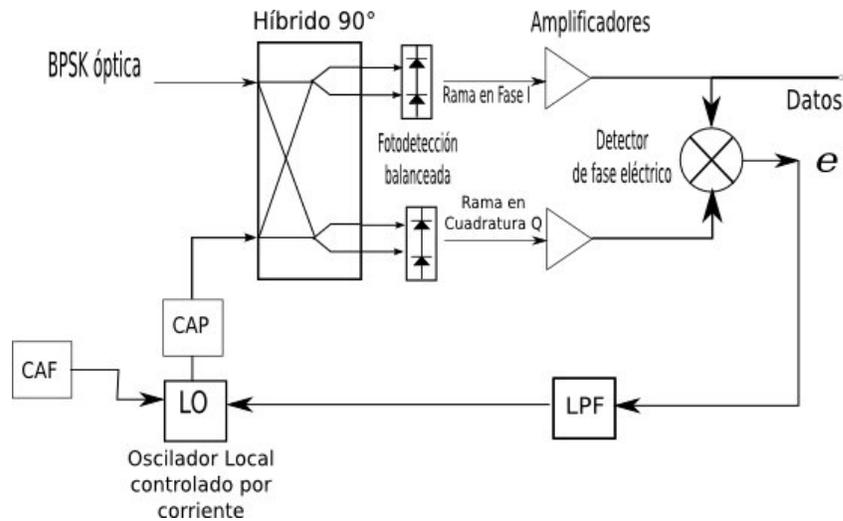


Figura 25: Esquema de un Lazo de Costas Convencional.

En el esquema de la figura 25, la señal modulada se mezcla con la señal LO en el híbrido de 90° . Este componente es activo y utiliza distintas señales de control para su funcionamiento, ver manual Optoplex (2009). Para ambas ramas se utiliza la detección balanceada (Cho, 2007), utilizando los puertos de salida con las señales desfasadas π radianes entre ellas.

Para el análisis del lazo empezamos por definir las señales ópticas de datos y oscilador local como

$$E_s = A_s e^{j\phi_s} \quad (47)$$

$$E_{LO} = A_{LO} e^{j\phi_{LO}} \quad (48)$$

Donde A_s es la amplitud del campo óptico de la señal modulada, A_{LO} la amplitud del campo del oscilador local LO. Donde ϕ_s y ϕ_{LO} son

$$\phi_s = \omega_s t + \frac{\pi}{2} d(t) + \phi_{NT} \quad (49)$$

$$\phi_{LO} = \omega_{LO} t + \phi_{NLO} \quad (50)$$

ϕ_{NT} y ϕ_{NLO} son los ruidos de fase respectivos de las dos señales ópticas y $d(t) \in \{-1, 1\}$ información. Las señales se mezclan en el híbrido de 90° , en el cual se pueden relacionar los cuatro puertos de salida con los dos de entrada de la siguiente manera

$$E_1 = \frac{1}{2}(E_s + E_{LO}) \quad (51)$$

$$E_2 = \frac{1}{2}(E_s - E_{LO}) \quad (52)$$

$$E_3 = \frac{1}{2}(E_s + jE_{LO}) \quad (53)$$

$$E_4 = \frac{1}{2}(E_s - jE_{LO}) \quad (54)$$

Las salidas de los foto-receptores balanceados se expresan de la siguiente forma

$$I_I(t) = I_{I1}(t) - I_{I2}(t) = \Re\sqrt{P_s P_{LO}} \cos\{\phi_{sig} - \phi_{LO}\} \quad (55)$$

$$I_Q(t) = I_{Q1}(t) - I_{Q2}(t) = \Re\sqrt{P_s P_{LO}} \sin\{\phi_{sig} - \phi_{LO}\} \quad (56)$$

Donde $\phi_{sig} = \phi_s + \phi_{NS}$ es la fase de la señal más el ruido de fase. ϕ_{LO} contiene su propio ruido de fase, el cual para este análisis es despreciado según Kikuchi (2008).

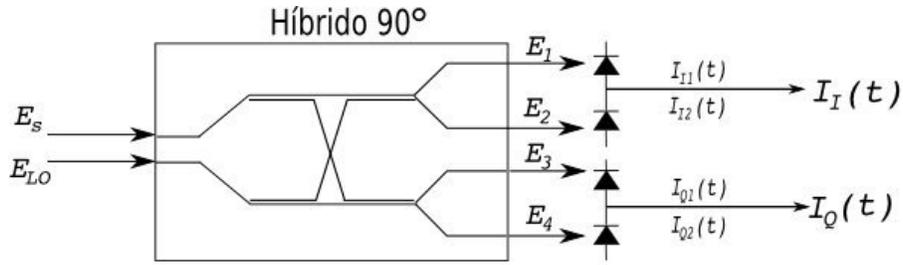


Figura 26: Foto-detección con Híbrido de 90°.

Este tipo de lazo es capaz de sincronizar la fase ϕ_{LO} del LO con la fase ϕ_s de la señal modulada (figura 25). Teniendo las ramas en fase y cuadratura, es necesario recuperar la portadora para sincronizar la señal LO con la de datos. Así, al multiplicar ambas ramas comparamos las fases de las señales. En otras palabras, para cuando el lazo está sincronizado $\phi_s = \phi_{LO}$, por lo tanto la rama I tendrá un máximo y la rama Q un mínimo. La señal e viene dada por:

$$e(t) = \frac{1}{2} \Re^2 P_s P_{LO} \sin[2(\phi_{sig} - \phi_{LO})] \quad (57)$$

La señal e es filtrada para controlar la fase del LO. Esto se puede lograr ya sea manipulando la corriente de control del láser oscilador local, ó utilizando un dispositivo

opto-electrónico capaz de manipular la fase de la señal LO, como un modulador de fase óptico externo.

El lazo de amarre de fase *Lazo de Costas*, al sincronizarse con la señal de datos modulados BPSK es capaz de demodular los datos en la rama en fase I (Cho, 2006).

III.4.. Lazo de Costas Óptico con Cuadraturas Conmutadas

Este tipo de lazo es capaz, al igual que el anterior, de sincronizar la señal de un oscilador local óptico con una señal óptica modulada en fase. El *lazo de Costas óptico con cuadraturas conmutadas* demodula una señal óptica BPSK regenerando una portadora para sincronizar las fases ϕ_s y ϕ_{LO} , sin necesidad de utilizar el híbrido de 90° .

Para explicar el funcionamiento del lazo, empezamos presentando el siguiente esquema de la figura 27.

En la figura 27 se muestra el esquema con los diferentes bloques que comprenden el lazo de Costas óptico con cuadraturas conmutadas. El análisis del circuito se empieza, al igual que el lazo de Costas óptico convencional, definiendo las señales ópticas correspondientes:

$$BPSK = A(t)e^{j2\pi f_c t + \phi_s} \quad (58)$$

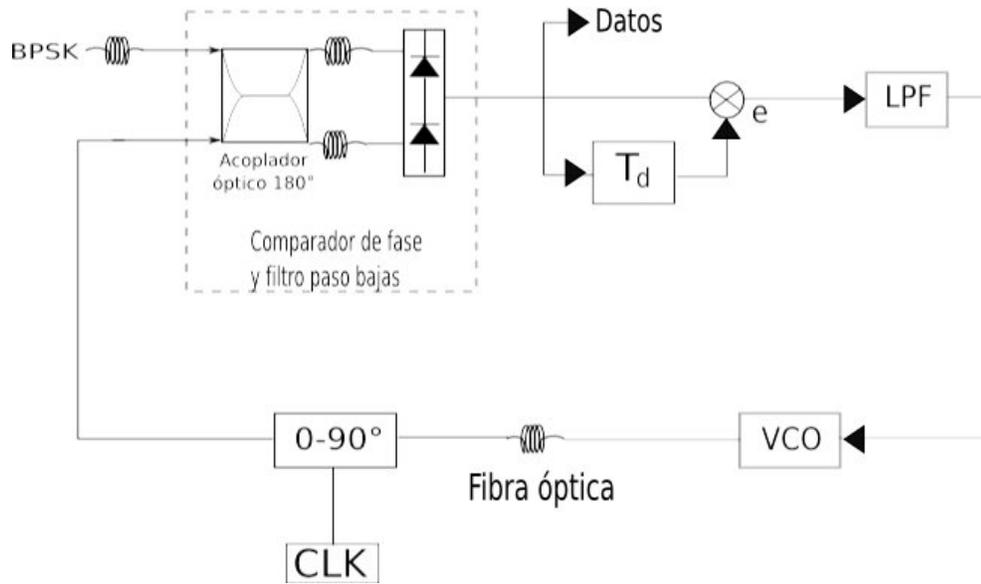


Figura 27: Diagrama a bloques de un Lazo de Costas Óptico con Cuadraturas Conmutadas. CLK: señal de reloj de control del conmutador de fase del VCO, T_d : línea de retardo de 1/2 de la duración de bit, LPF: filtro paso bajas para generar una señal de control del VCO, VCO: oscilador controlado por voltaje.

$$LO = e^{j2\pi f_c t + \phi_{LO}} \quad (59)$$

Estas señales se mezclan en un híbrido de 180° que se expresa de la siguiente forma:

$$BPSK \cdot LO = A(t)\cos(2\pi f_c t + \phi_s)\cos(2\pi f_c t + \phi_{LO}) \quad (60)$$

En la expresión anterior tomamos en cuenta la parte real de las expresiones de ambas señales ópticas. En un sistema óptico coherente homodino la diferencia de frecuencias entre las dos señales es cero $f_s - f_{LO} = 0$ ó $\lambda_s - \lambda_{LO} = 0$. En esta clase de sistemas es necesario incorporar una bloque de control de frecuencia. Este bloque se encarga de mantener la diferencia de frecuencias entre ambas señales cercana a cero. Así, para un

sistema homodino la expresión (60) nos queda como:

$$BPSK \cdot LO = \frac{A(t)}{2} \{ \cos(\phi_s - \phi_{LO}) + \cos(4\pi f_c t + \phi_s + \phi_{LO}) \} \quad (61)$$

Al realizar la foto-detección balanceada de dicha señal la corriente de salida del foto-receptor vendrá dada por:

$$i(t) = A(t) \Re \sqrt{P_s P_{LO}} \cos(\phi_s(t) - \phi_{LO}(t)) \quad (62)$$

Como se explicó en la sección III.2., para la conmutación de cuadraturas se desfasa la señal LO 90° cada mitad de ciclo de bit. Así, la ecuación que describe la mezcla viene dada por:

$$BPSK \cdot \text{sen}(2\pi f_c t + \phi_{LO}(t)) = A(t) \cos(2\pi f_c t + \phi_s(t)) \text{sen}(2\pi f_c t + \phi_{LO}(t)) \quad (63)$$

$$= \frac{A(t)}{2} \{ \text{sen}(\phi_s(t) - \phi_{LO}(t)) - \text{sen}(4\pi f_c t + \phi_s(t) + \phi_{LO}(t)) \} \quad (64)$$

La etapa de foto-detección balanceada elimina las frecuencias altas y la corriente de salida viene dada por:

$$i(t) = A(t)\Re\sqrt{P_s P_{LO}}\text{sen}(\phi_s(t) - \phi_{LO}(t)) \quad (65)$$

Al igual que en la sección III.2., en el mismo periodo de bit se obtienen las componentes en fase y cuadratura. La salida del foto-receptor se divide en dos ramas y se retarda medio periodo de bit una de ellas (ver figura 27). Al multiplicar las componentes en fase y cuadratura (rama retrasada y sin retraso) el lazo es capaz de recuperar una portadora para sincronizar las fases de ambas señales. La señal producida por la multiplicación viene dada por:

$$e(t) = \text{sen}(2\theta_e) \quad (66)$$

Donde $\theta_e = \phi_s - \phi_{LO}$. Debido a que $A(t) \in \{-1, 1\}$, el producto entre este mismo termino será siempre 1. Con la señal $e(t)$ el lazo compara las fases de las señales y trata de sincronizarlas. Filtrando la señal $e(t)$ se controla la fase del oscilador local para sincronizar las fases.

En nuestro caso, analizamos un lazo de Costas homodino obteniendo las cuadraturas con una conmutación de fase del LO. Para que el lazo sea homodino es necesario un bloque de control automático de frecuencia (CAF). En los sistemas ópticos, es difícil poder mantener una longitud de onda fija, ya que las fuentes de luz (láseres) tienen un ruido de fase inherente conocido como ancho de línea.

III.5.. Lazo de Amarre de Fase Óptico

Para el caso de una señal BPSK óptica con conmutación de fase de 180° , el lazo empleado para demodular dicha señal es el lazo de Costas. Cuando la conmutación de fase es menor a 180° una porción de la potencia de la señal está contenida en una portadora residual en la frecuencia modulada. Visto desde la perspectiva estricta de economizar los enlaces de comunicaciones, la presencia de esta portadora no es bien considerada, debido a la penalización de potencia. Sin embargo, existen sistemas de sincronización que hacen uso de la portadora residual para la demodulación de una señal BPSK. Los *lazos de encadenamiento de fase ópticos* (OPLL, por sus siglas en inglés), sincronizan la fase de la señal óptica LO con la de la señal de datos modulada BPSK imperfecta (Kazovsky, 1996). Para un ángulo de modulación de fase $\theta < \pi$ de la modulación incompleta produce una portadora piloto residual, ver Cho (2006).

Para el análisis del PLL óptico presentamos las señales de entrada y oscilador local como

$$E_s(t) = E_s e^{j\phi_s(t)} \quad (67)$$

$$E_{LO}(t) = E_{LO} e^{j\phi_{LO}(t)} \quad (68)$$

Donde $\phi_s(t)$ y $\phi_{LO}(t)$ son

$$\phi_s(t) = \omega_c t + A(t)\theta + \frac{\pi}{2} + \phi_{Ns}(t) \quad (69)$$

$$\phi_{LO}(t) = \omega_{LO} t + \phi_{LO} + \phi_{NLO}(t) \quad (70)$$

Con $A \in \{-1, 1\}$ y $\theta = \frac{\pi}{2}$ para una modulación BPSK sin portadora residual,

$\phi_{Ns}(t)$ y $\phi_{NLO}(t)$ ruido de fase de las señales. Las dos señales se mezclan en el híbrido de 180° para después ser foto-detectadas. El esquema que nos representa un PLL óptico se muestra en la figura 28. Al igual que los lazos de encadenamiento de fase de microondas, el PLL óptico sincroniza la fase de un oscilador local con la fase de la señal de datos. Este lazo está comprendido por un generador de error de fase, y un lazo de retroalimentación para el control de la fase. La salida del estimador de fase es una señal de error que pasa a través de un filtro, produciendo una señal de control para la frecuencia del oscilador local LO, (Erza *et al.*, 2008).

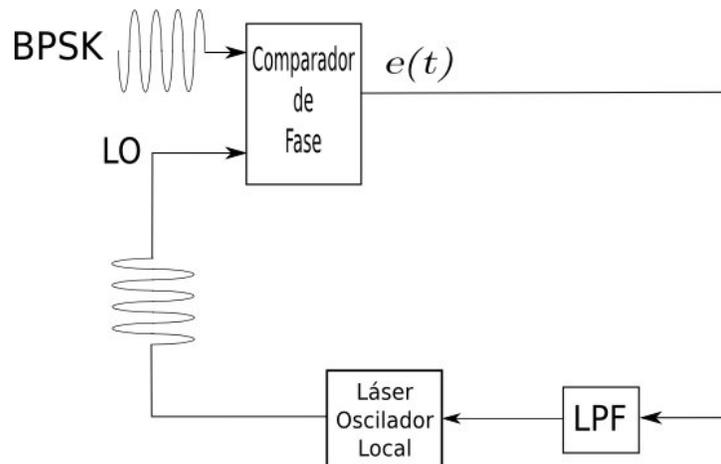


Figura 28: Diagrama esquemático de un PLL Óptico

Al realizar una foto-detección balanceada la corriente de salida del foto-receptor nos queda:

$$i(t) = 2\Re\sqrt{P_s P_{LO}} \cos(\phi_s - \phi_{LO}) \quad (71)$$

Sustituyendo las ecuaciones 69 y 70 en la ecuación 71 tenemos

$$i(t) = 2\Re\sqrt{P_s P_{LO}}[\cos(\omega_c t + A(t)\theta + \frac{\pi}{2} + \phi_{Ns}(t) - \omega_{LO}t - \phi_{NLO}(t))] + N(t) \quad (72)$$

Con $N(t)$ ruido del foto-receptor (shot y de oscuridad). Haciendo las consideraciones $\omega_c = \omega_{LO}$ para un sistema homodino, $\text{sen}(A(t)\theta) = A(t)\text{sen}\theta$ y $\text{cos}(A(t)\theta) = \text{cos}\theta$. obtenemos:

$$i(t) = 2\Re\sqrt{P_s P_{LO}}A(t)\text{sen}\theta\text{cos}\Phi_e - 2\Re\sqrt{P_s P_{LO}}\text{cos}\theta\text{sen}\Phi_e + N(t) \quad (73)$$

donde Φ_e es

$$\Phi_e = \phi_N(t) - \phi_{LO}(t) \quad (74)$$

$$\phi_N(t) = \phi_{Ns}(t) - \phi_{NLO}(t) \quad (75)$$

La expresión de la ecuación 73 contiene información muy importante. En primer lugar estamos recuperando las cuadraturas de la señal. En el primer término está contenida la información de $A(t)$. Para el segundo término contiene información para la sincronización de las fases. Los ruidos shot y de oscuridad están contenidos en el tercer término.

Es importante notar que para el funcionamiento del lazo θ debe ser diferente de $\frac{\pi}{2}$, ya que de ser así el segundo término desaparece y perdemos la sincronización de fase.

Capítulo IV

Diseño de Lazos de Demodulación para señales BPSK Ópticas

IV.1.. Introducción

En el capítulo anterior se estudiaron diferentes lazos de sincronización de fase para la demodulación de una señal óptica modulada en el esquema BPSK. Durante el desarrollo del presente capítulo se diseñan tres lazos demoduladores BPSK. Una señal BPSK dependiendo de la fase de modulación puede ó no presentar una portadora en el espectro de la señal. El lazo de Amarre de fase óptico (OPLL, por sus siglas en inglés) hace uso de la portadora residual para sincronizar las fases de las señales ópticas empleadas, y así demodular una señal BPSK con portadora residual. La señal óptica BPSK con portadora suprimida es demodulada por un lazo de Costas óptico. En el presente trabajo se propuso como uno de los objetivos el incursionar en una técnica novedosa en los lazos de demodulación de fase, en particular, en el diseño, implementación y caracterización de un lazo al que denominamos de cuadraturas conmutadas. Dada la complejidad de

realización de un lazo óptico de este tipo, consideramos conveniente diseñar e implementar en primer lugar un lazo utilizando componentes electrónicos, lo cual funciona como prueba de concepto. Así, en este trabajo se describe en primer lugar el diseño de un lazo de Costas eléctrico con cuadraturas conmutadas y posteriormente se reporta el diseño de un lazo de Costas óptico con cuadraturas conmutadas.

IV.2.. Diseño de un Lazo de Amarre de Fase Óptico (OPLL) Homodino

El diseño de un lazo de sincronización de fase óptica para comunicaciones ópticas coherentes, como se mencionó en el capítulo III, puede llevarse a cabo haciendo uso de ciertas características de la señal óptica modulada. En el espectro de una señal óptica modulada en fase BPSK con portadora residual, sección II.2.3., existe una portadora no modulada a la cual un dispositivo de sincronización de fase puede encadenarse. Para explicar el diseño es conveniente describir el funcionamiento de un modulador de fase óptico.

Un modulador de fase óptica es un dispositivo electro-óptico que cambia la fase de una señal óptica de acuerdo a un voltaje que se le aplica (ver sección II.2.1.). Si el voltaje es igual al denominado voltaje π (V_π), el cambio de fase de la señal óptica será de 180° . Si el voltaje aplicado es diferente a V_π , una porción de la señal no es modulada y existe una portadora en el espectro de la señal. Así, el esquema que describe la modulación BPSK con portadora residual se presenta en la figura 29.

Como se observa en la figura 29, al no aplicar un voltaje igual al voltaje π como

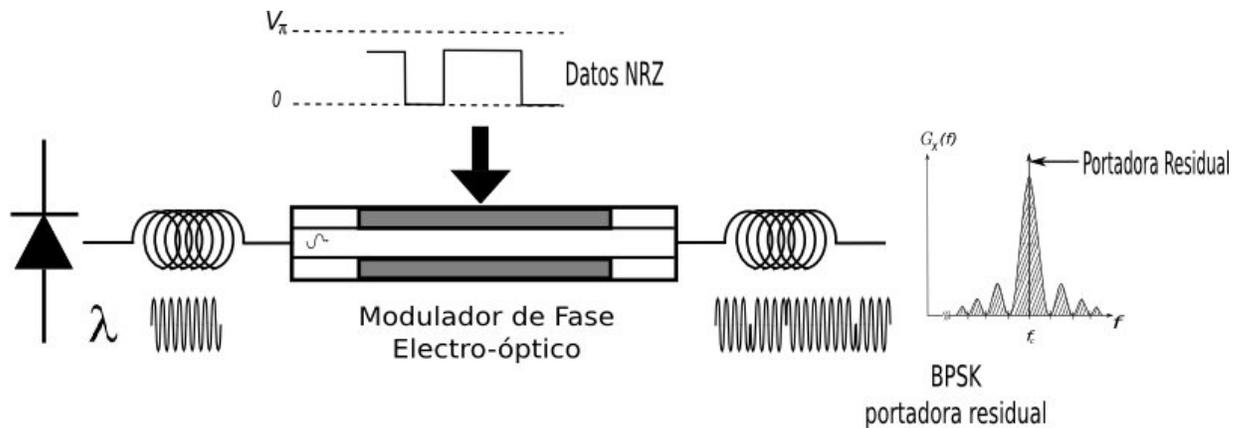


Figura 29: Modulación externa de la fase óptica BPSK con portadora residual.

amplitud de los datos NRZ al modulador externo, se tiene una modulación BPSK con portadora residual en el el espectro. Esta portadora sirve para encadenar la señal óptica de un oscilador local con ayuda de un lazo de retroalimentación. Refiriendo a la sección III.5., la señal óptica modulada se mezcla en el receptor con la señal oscilador local. Las señales son mezcladas con ayuda de un acoplador óptico híbrido de 180° . El diagrama que describe la mezcla de ambas señales se observa en la figura 30.

Para nuestro diseño la tasa de transmisión se fija a 500Mbps de datos aleatorios con amplitud menor al voltaje π con datos NRZ. Esta tasa se fija debido a las características de los circuitos electrónicos a disponibles para el diseño.

El acoplador óptico puede ser modelado como un híbrido de 180° , ver subsección II.4.1., por lo que un puerto de salida del acoplador está desfasado 180° con respecto al otro puerto. Tomando en cuenta esta característica del dispositivo realizamos una foto-detección balanceada, como se explica en la subsección II.4.1. Así, para nuestro diseño se lleva a cabo una foto-detección balanceada como se ilustra en la figura 30.

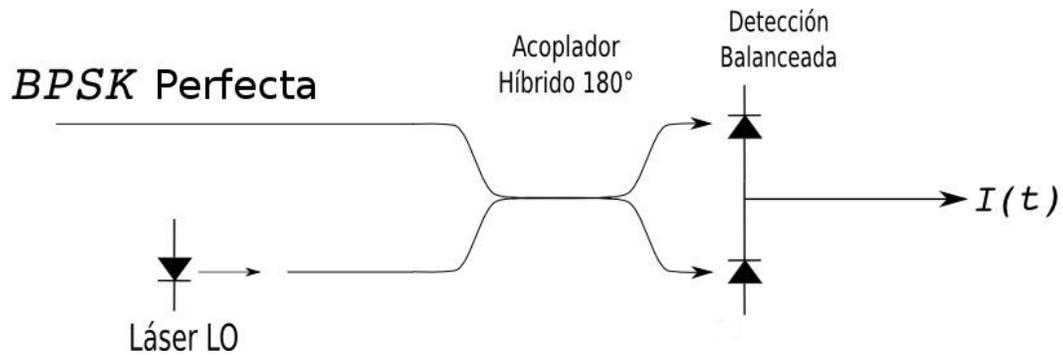


Figura 30: Foto-detección balanceada

La diferencia entre señales a la salida de los foto-receptores se lleva a cabo mediante un circuito restador como el de la figura 31, (Coughlin y Driscoll, 1987). La salida del restador debe contener tanto bajas como altas frecuencias (ancho de banda 0-500MHz).

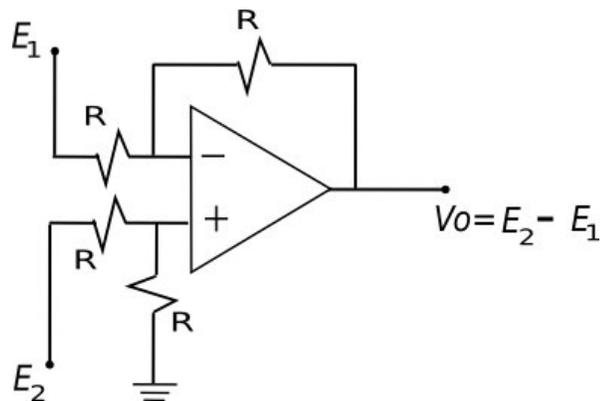


Figura 31: Circuito restador con amplificador operacional

El filtro a diseñar considera el ancho de banda de modulación de 500MHz, así como las ganancias del oscilador local y el mezclador. El filtro pasa bajas es de primer orden RC como se ilustra en la figura 32.

Para controlar la fase de un láser (ϕ_{LO} en nuestro caso), como se ha visto anteriormente, puede llevarse a cabo mediante un modulador externo de la fase óptica.

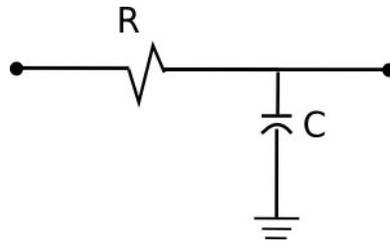


Figura 32: Filtro pasa-bajas.

Otra opción es controlando la corriente del láser, ya que así podemos variar la longitud de onda (λ_{LO}) de la señal óptica y por consiguiente su fase instantánea, puesto que $2\pi\nu_{LO} = \frac{d\phi_{LO}}{dt}$, por lo tanto $\nu_{Lo} = \frac{c}{\lambda_{LO}}$. En base a esta consideración se diseña un "VCO óptico" variando la corriente del láser según la integración de la señal de error e . La integración es llevada a cabo mediante un filtro pasa bajas, como se mencionó anteriormente. Dicho circuito debe contemplar la corriente de operación DC del láser y ajustar a una corriente de AC proporcional a la integral de e . Debido a la polarización de la señal DC se opta por un restador. Un circuito restador con un amplificador operacional es de gran utilidad para este propósito. Dicho circuito se muestra en la figura 33.

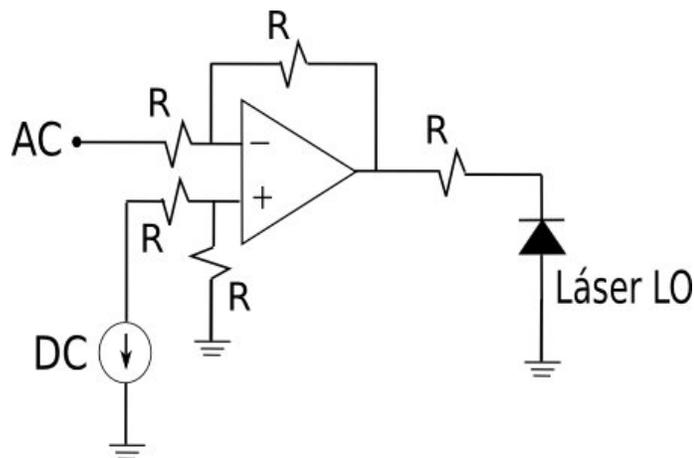


Figura 33: Control del oscilador por corriente.

En el circuito de la figura 33, a la señal de corriente directa de operación del láser se le adiciona una señal de corriente alterna para el control de fase del oscilador local. Así, nuestro circuito encadenador de fase óptico homodino nos queda como en la figura 34.

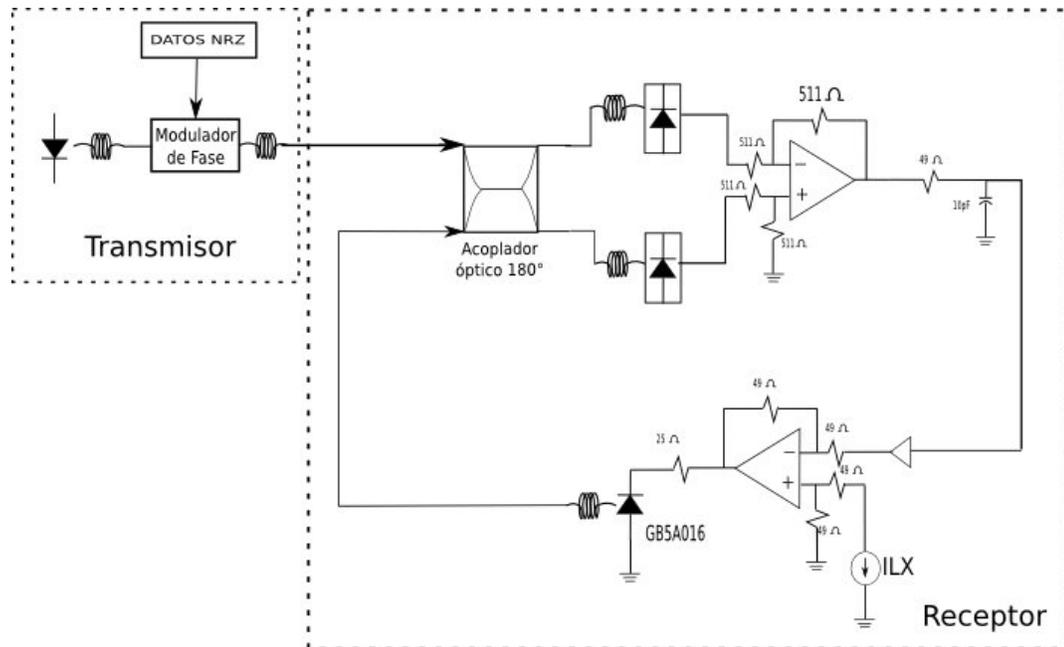


Figura 34: Lazo encadenador de fase óptico homodino.

IV.3.. Diseño de un Lazo de Costas con Cuadraturas Conmutadas Eléctrico

Un sistema de comunicaciones se compone de tres partes fundamentales, el transmisor, el canal y el receptor. En este caso, el lazo de Costas corresponde a la parte de recepción y es capaz de demodular una señal BPSK con portadora suprimida. El esquema de la figura 35 se ilustra un lazo de Costas convencional, en el cual se observa las dos ramas en fase y cuadratura necesarias para la sincronización de fase. El lazo de

Costas con la técnica de conmutación de cuadraturas a diseñar en esta sección debe ser capaz de funcionar de la misma forma que el lazo convencional, como se mostrará más adelante.

El transmisor se diseña para las siguientes características. Modulación BPSK sin portadora residual, frecuencia portadora 100MHz a una tasa de transmisión de 2 Mbps (el VCO disponible a implementar trabaja en estos rangos de frecuencia, así como el generador de portadora para la modulación). La tasa de 2Mbps se propone por conveniencia, por la proporción de frecuencia modulada y moduladora.

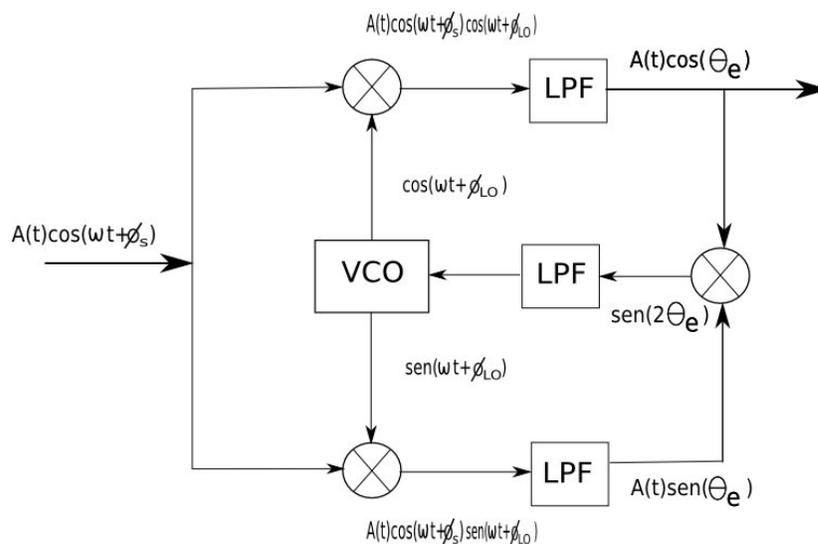


Figura 35: Diagrama a bloques de un Lazo de costas convencional.

Refiriéndonos a la ecuación 36, ($BPSK = A(t) \cdot \cos(2\pi f_c t + \phi_s(t))$), la señal BPSK es producto de la multiplicación de la señal en banda base NRZ con una señal portadora.

Así, el diseño del transmisor se puede representar como en la figura 36

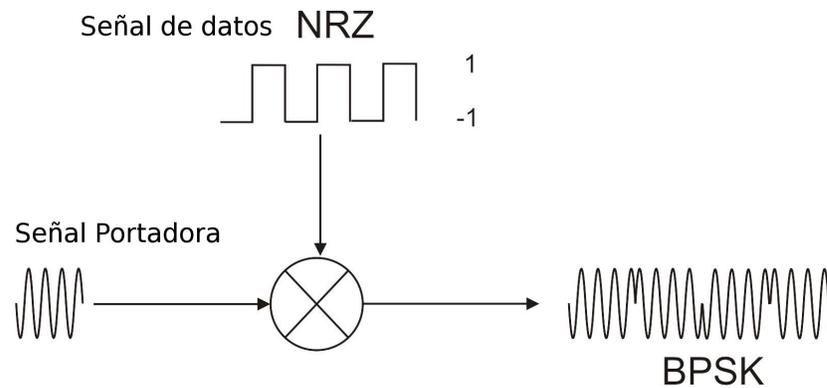


Figura 36: Esquema de un modulador BPSK

El lazo de Costas debe diseñarse de acuerdo a las características de la señal modulada. El oscilador local es un VCO comercial oscilando a la frecuencia de 100MHz (ver manual ZCommunications (1991) Z-Communications Inc, 1992).

El lazo de Costas se diseña a partir de la técnica de conmutación de fase del oscilador local 90° por periodo de bit, para obtener las correspondientes componentes en fase y cuadratura (Fabrega, 2005). La conmutación de la fase del oscilador local se realiza de la siguiente forma. La salida del VCO se divide en dos ramas. Una de las ramas se integra con el objeto de que sea desfasada 90° con respecto a la rama paralela. Dicha integración se aproxima mediante un filtro pasa bajas pasivo con frecuencia de corte en 100MHz.

Una vez que se tienen las ramas en fase y en cuadratura del LO, es necesario llevar a cabo la conmutación entre ambas ramas. Esto lo hacemos con un switch de gran ancho de banda. Así, esta parte de la conmutación de cuadraturas se representa como se ilustra en la figura 37.

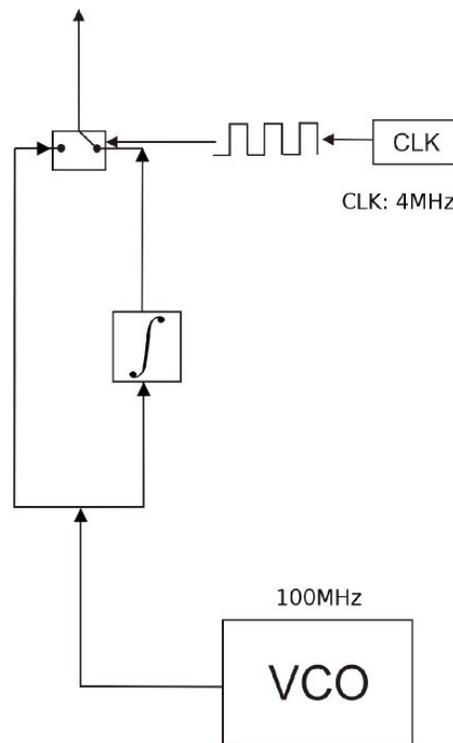


Figura 37: Conmutación de fase del oscilador local para el lazo de Costas

Como se mencionó en el capítulo anterior, la fase de la señal del VCO debe ser conmutada 90° cada periodo de bit. Una señal de reloj con periodo de bit igual a $T_b/2$, selecciona entre las ramas $0 - 90^\circ$ en cada periodo de bit. Así, la conmutación de cuadraturas se lleva a cabo sin la necesidad de un modulador de fase.

La señal conmutada del VCO es empleada para demodular la señal de datos y para la rama de encadenamiento. La demodulación se realiza mediante una multiplicación como se representa en la figura 38.

Hasta ahora hemos obtenido las cuadraturas de la mezcla de las señales BPSK y oscilador local. Después de eliminar las altas frecuencias con un filtro pasa bajas con frecuencia de corte en $f_c = 100\text{MHz}$ (determinada por la frecuencia portadora), las

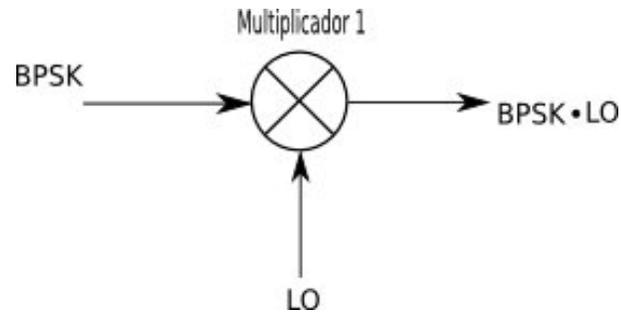


Figura 38: Generador de error de fase entre las señales BPSK y oscilador local

componentes en fase y cuadratura se encuentran desfasadas en tiempo a la salida del comparador de fase. Por lo tanto, es necesario una rama con retardo de $T_d/2$ para sincronizar las componentes en fase y cuadratura, y así poder obtener la señal e de la ecuación 46, ($e = \text{sen}(2\theta_e)$).

La rama desfasada se representa en la figura 39.

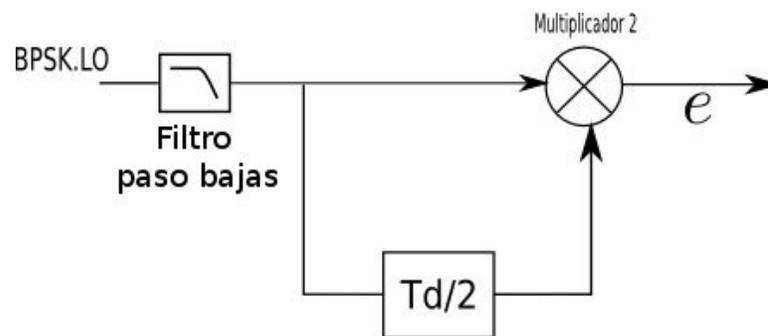


Figura 39: Rama de atraso de la señal con cuadraturas conmutadas y segundo comparador de fase

Con la ayuda de un segundo comparador de fase el lazo recupera una señal portadora, a la cual es capaz de encadenarse para sincronizar las fases de las señales BPSK y LO. Multiplicando la señal retrasada y sin retraso se obtiene la señal $e = \text{sen}(2\theta)$, (ver figura 22). La información de la señal de error e es correcta para la segunda mitad de

duración del bit, (ya que para la primera mitad del bit las transiciones en la cadena de información no necesariamente corresponderán entre las ramas con retraso y en fase de la salida del primer comparador de fase). Sin embargo, debido a que para la segunda mitad de bit la comparación de fase de las cuadraturas sí corresponde al mismo bit, expandimos la duración de e como se muestra en la figura 40.

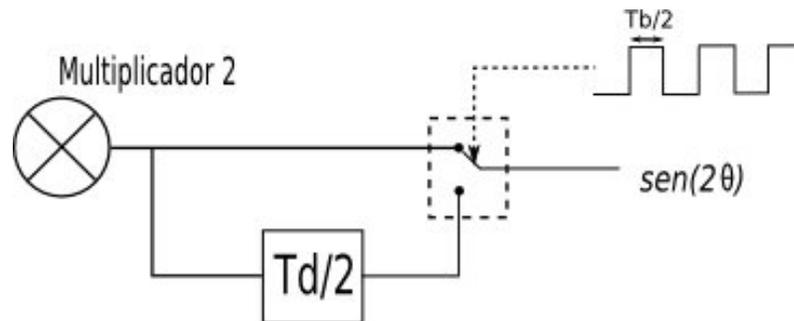


Figura 40: Expansión de la duración de la señal de error e .

El selector de rama se implementa de igual forma que en la conmutación de fase del oscilador local. En esta parte del circuito el conmutador de rama es controlado por un reloj del doble de la velocidad del reloj de los datos. Una vez que se tiene la señal e , se pasa al control de la fase de la señal oscilador local mediante una señal obtenida de la integración de la señal de error. Dicha integración se realiza con un filtro pasa bajas.

El lazo de Costas regenera una portadora BPSK. Para facilitar el diseño pueden emplearse aproximaciones del comportamiento del lazo de Costas al de un PLL clásico, previamente desarrollados por autores como Kazovsky y Feigin (Kazovsky, 1996), (Feigin, 2002). En este caso se requiere una ganancia de lazo dada por $K = K_d \cdot K_0$, K_d [V/r] la ganancia del comparador de fase y K_0 [V.r/s] la ganancia del VCO.

La señal que controla al VCO es generada por la integración de la señal de error e . Un filtro activo, como se ilustra en la figura 41, se diseña para control de la fase de la señal del oscilador local, (?). Partiendo de la función de transferencia

$$F(s) \approx \frac{s\tau_2 + 1}{s\tau_1} = -\left(\frac{\tau_2}{\tau_1} + \frac{1}{s\tau_1}\right) \quad (76)$$

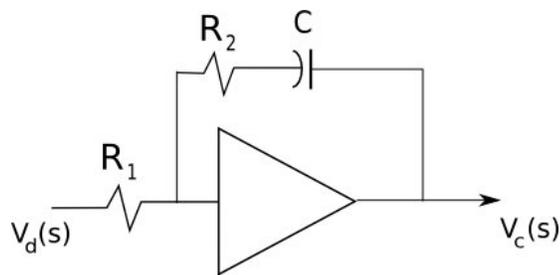


Figura 41: Filtro para el control del VCO en un PLL de segundo orden.

Donde s es la variable compleja independiente de Laplace $s = \sigma + j\omega$, τ_1 y τ_2 son constantes de tiempo que equivalen a

$$\tau_1 = R_1 C \quad (77)$$

$$\tau_2 = R_2 C \quad (78)$$

Estas constantes de tiempo pueden calcularse basándonos en el PLL equivalente (figura 42), donde la ganancia del circuito K (ancho de banda del circuito), viene dada por la ecuación

$$K = K_d K_0 K_1 = \frac{K_d K_0 \tau_2}{\tau_1} \text{ rad/sec} \quad (79)$$



Figura 42: PLL equivalente para diseño de un lazo de Costas (Feigin, 2004)

K_d es la ganancia del comparador de fase en volts por radian, K_0 la ganancia del VCO en $rad/(sec \cdot V)$ y $K_1 = \tau_2/\tau_1$.

Así τ_1 y τ_2 vienen dadas por:

$$K = 2\zeta\omega_n \quad (80)$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K}{\tau_2}} \quad (81)$$

ζ la constante de amortiguamiento típicamente se escoge igual a 0.707 (Kazovsky, 1996), y con ayuda de la ecuación 80 se calcula ω_n la frecuencia natural del sistema. Una vez calculada ω_n con la ecuación 81 calculamos τ_2 . Ahora para encontrar la variable de tiempo τ_1 hacemos uso de la ecuación 79.

Fijando el valor de C en las ecuaciones 77 y 78, calculamos el valor de las resistencias R_1 y R_2 para el filtro de la figura 41.

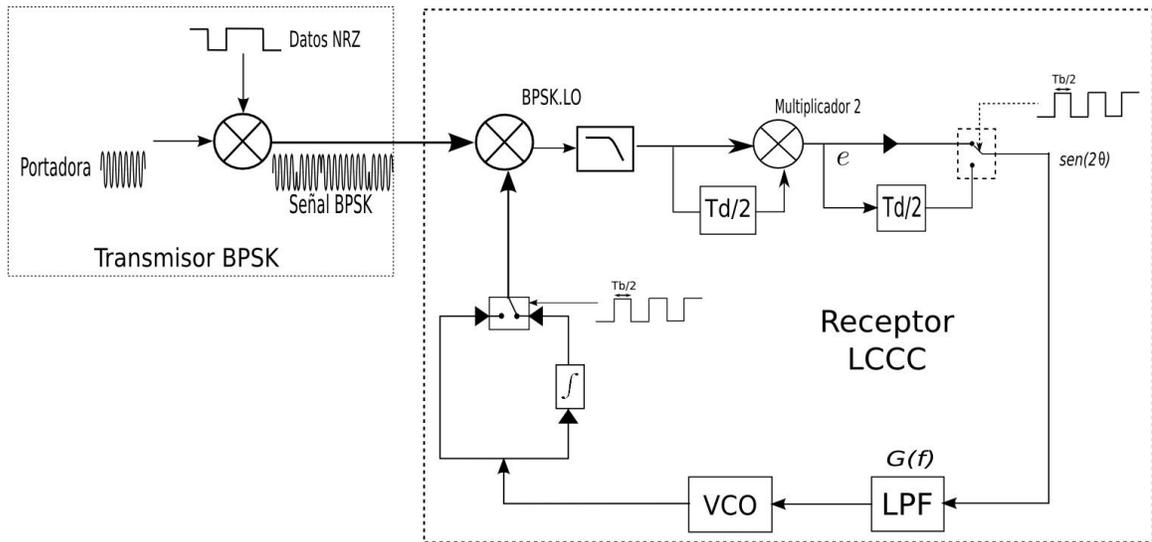


Figura 43: Donde LCCC: Lazo de Costas con cuadraturas conmutadas

El esquema del lazo de Costas con cuadraturas conmutadas diseñado se presenta en la figura 43.

El diseño del lazo $G(f)$ fue realizado tomando en cuenta las consideraciones del análisis del capítulo III, como son la obtención de las cuadraturas de la señal mediante la comparación de las fases de la señal modulada bajo el esquema BPSK y la señal oscilador local, conmutando la fase de esta última señal 90° cada mitad de bit, así como también, la obtención de la señal e para sincronización de fases.

IV.4.. Lazo de Costas Óptico con Cuadraturas Conmutadas

Como se mencionó anteriormente, en un esquema de modulación de fase óptica BPSK perfecta, el lazo de amarre de fase óptico no es capaz de sincronizarse a la fase

de la señal óptica modulada, esto debido a que no existe una portadora a la cual el lazo tome como referencia para sincronizarse. La demodulación de una señal BPSK sin portadora residual puede lograrse sin embargo empleando un lazo cuadrador. Pero la implementación de este tipo de lazos en comunicaciones ópticas no es factible por las frecuencias tan altas involucradas. Sin embargo, puede emplearse el lazo de Costas Óptico, que es capaz de sincronizar la fase de la señal oscilador local y la señal modulada (ver sección III.3.) El lazo se muestra en la figura 44. El lazo de Costas óptico convencional hace uso de un dispositivo activo opto-electrónico híbrido de 90° como mezclador. Dicho dispositivo se encuentra actualmente disponible de manera comercial, ver manual Celight (2005), sin embargo, es complejo de operar requiriendo varias señales eléctricas para su buen funcionamiento. Además hace uso de parte de la señal de datos recibida para control del dispositivo, produciendo una penalidad en potencia. El lazo de Costas Óptico con cuadraturas conmutadas sustituye al híbrido de 90° por un acoplador óptico híbrido de 180° , el cual es un componente pasivo ampliamente utilizado en comunicaciones ópticas.

Para el diseño del receptor óptico coherente con lazo de Costas con cuadraturas conmutadas se procede de igual forma que en el esquema de modulación BPSK imperfecta, ahora sin portadora residual. Para diseñar el modulador BPSK con portadora suprimida ajustamos la amplitud de la señal de datos igual al voltaje π del modulador de fase. Así, obtendremos una señal óptica modulada BPSK con cambios de fase $0 - 180^\circ$ en cada transición de bit. La figura 45 describe la modulación obtenida.

Donde se observa que en el espectro de la señal no existe portadora residual (toda la potencia de la señal está contenida en los datos).

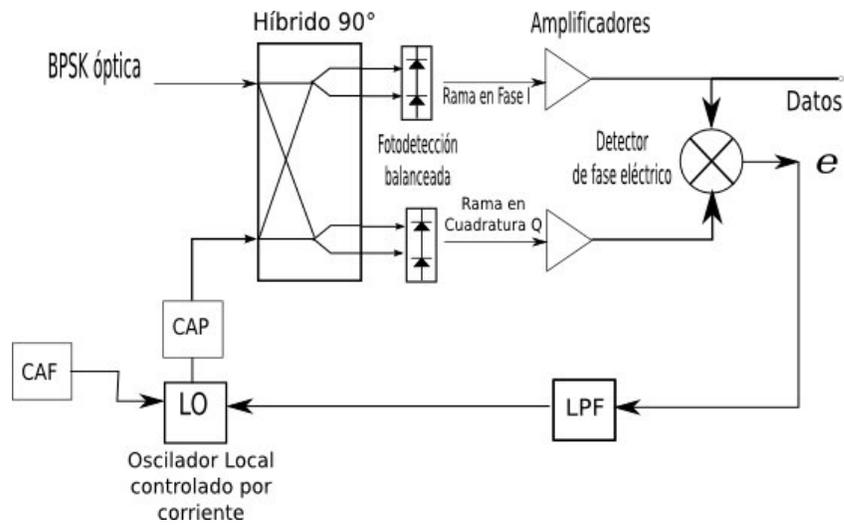


Figura 44: Esquema de un Lazo de Costas Conventional. Donde CAF: control automático de frecuencia, CAP: control automático de polarización, LO: oscilador local, LPF: filtro paso bajas.

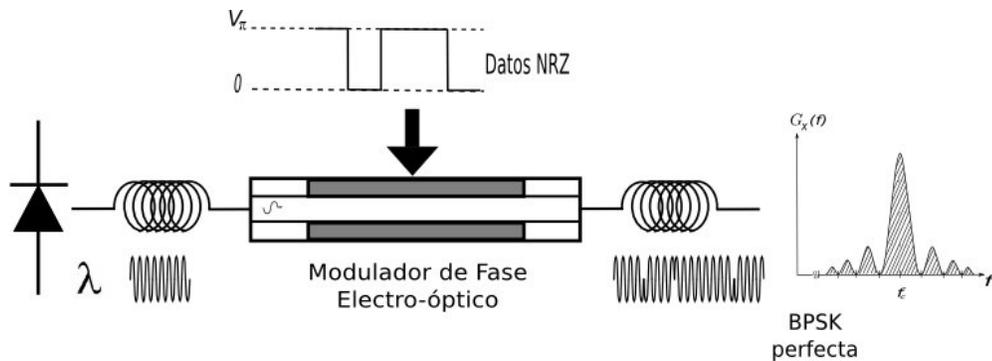


Figura 45: Modulación externa de la fase óptica BPSK perfecta.

La señal óptica modulada BPSK se mezcla con la señal óptica oscilador local en el acoplador óptico híbrido de 180° , como en el caso del OPLL. La figura 46 muestra la mezcla de las dos señales ópticas y la detección balanceada.

La etapa de foto-detección balanceada de igual forma se lleva a cabo en conjunto con un circuito eléctrico.

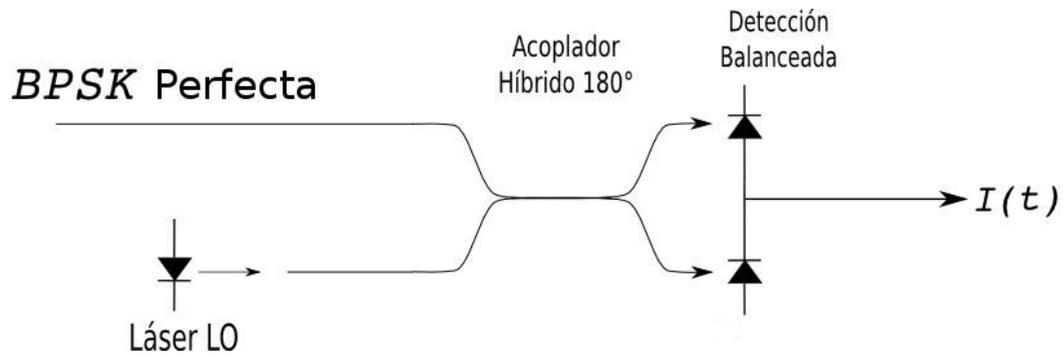


Figura 46: Mezcla señal óptica BPSK perfecta y el oscilador local óptico con detección balanceada

Como se analizó en la sección III.4., la señal a la salida de la foto-detección balanceada debe contener las componentes en fase y cuadratura multiplexadas en tiempo. Al igual que en el lazo de Costas eléctrico se requiere un retardo para demultiplexar las cuadraturas en tiempo. El retardo debe ser de la mitad del periodo de bit. Si empleamos por ejemplo una tasa de transmisión de 500Mbps, el retraso necesario es de 1ns. La rama con retraso se ilustra en la figura 47.

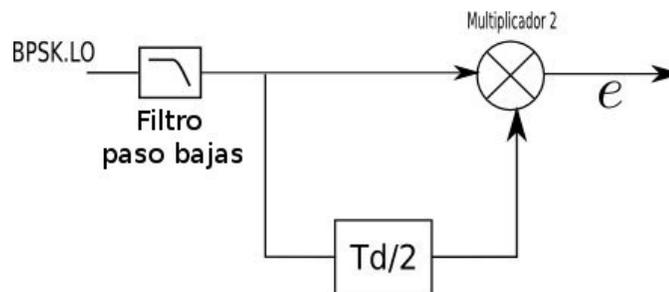


Figura 47: Rama de retardo para la obtención de la portadora en un lazo de Costas con cuadraturas conmutadas y obtención de la portadora con un comparador de fase.

De manera similar al diseño del lazo de Costas con cuadraturas conmutadas eléctrico, antes de diseñar el filtro paso bajas para el control de la fase del oscilador local, es necesario incorporar una etapa de ajuste de duración de la señal e (salida del comparador de fase). Esto de la misma forma lo hacemos con un rama de retraso como se

ilustra en la figura 48.

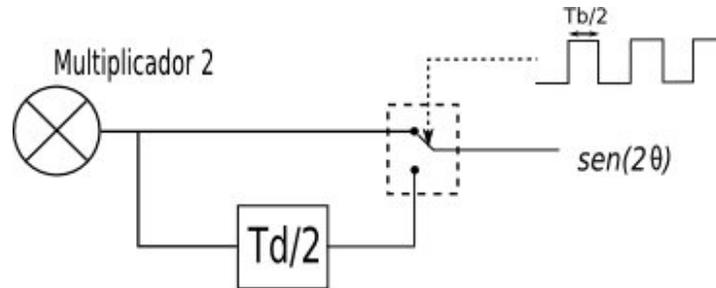


Figura 48: Expansión temporal de la señal e utilizando un retardador y un selector de rama.

El diseño del filtro lo hacemos tomando en cuenta la ganancia del oscilador local, que es el mismo oscilador utilizado en el lazo OPLL.

El oscilador local del sistema, de la misma forma que en el OPLL, se implementa con un láser con longitud de onda igual a la de la señal modulada. El control de fase del oscilador se realiza con un circuito eléctrico que superpone la señal de control de error de fase a la señal de corriente directa de alimentación del láser. El circuito se ilustra en la figura 49.

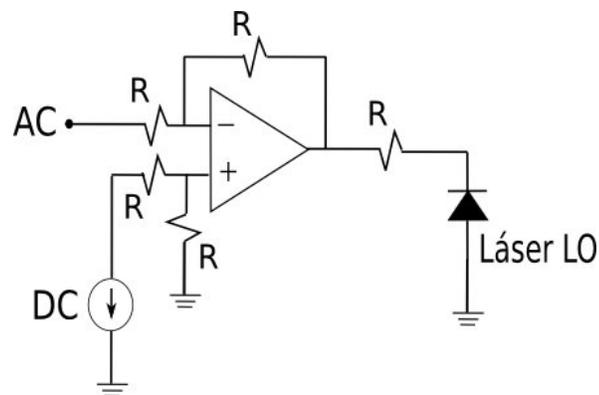


Figura 49: Control del oscilador por corriente.

La conmutación de fase del oscilador local (LO) para encontrar las cuadraturas del lazo se realiza, a diferencia del lazo eléctrico, con un modulador de fase externo electro-óptico. La señal de reloj del dispositivo debe tener una frecuencia del doble que la tasa de bit, así como un amplitud de la señal de $V_{\pi}/2$ (figura 50).

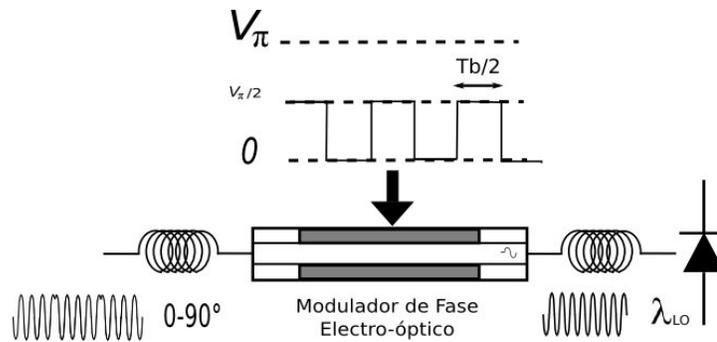


Figura 50: Conmutación de fase del LO para la obtención de las cuadraturas para sincronización.

Por último acoplamos impedancias para cada etapa del sistema. Así, el lazo de sincronización lazo de Costas óptico con cuadraturas conmutadas diseñado se presenta en la figura 51.

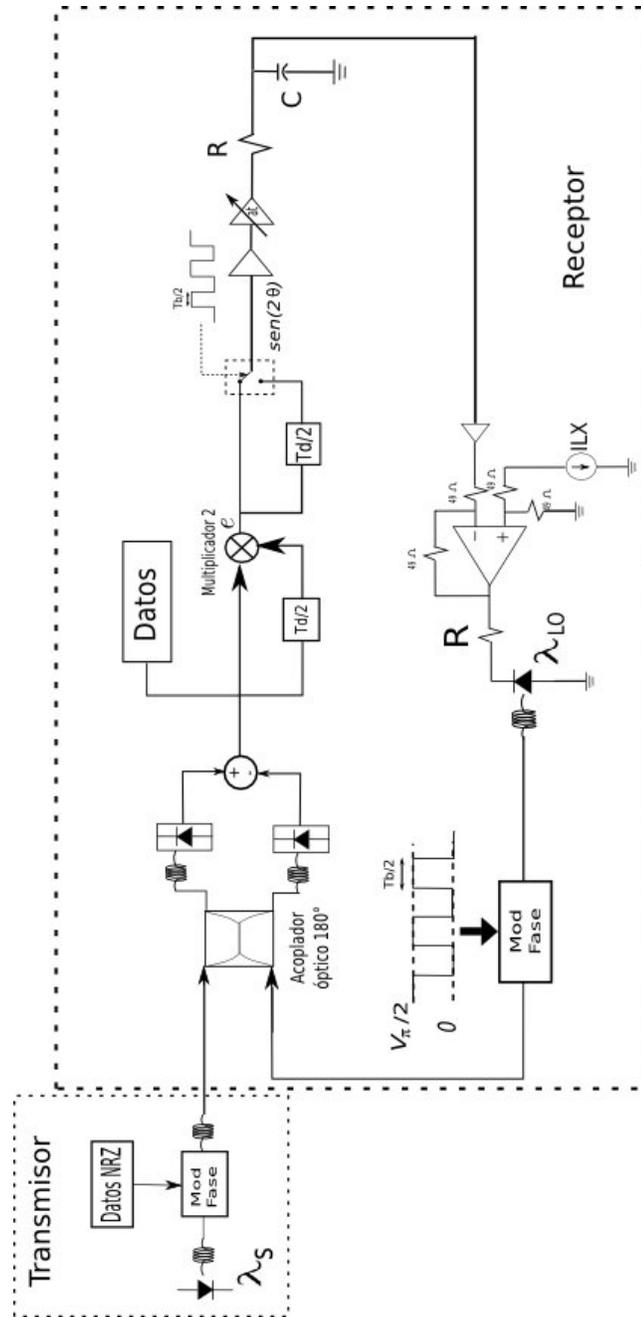


Figura 51: Lazo de Costas óptico con cuadraturas conmutadas.

Capítulo V

Caracterización y Pruebas de Lazos de Sincronización de Fase para Detección Coherente

En este capítulo se describen los montajes experimentales de dos lazos de sincronización para comunicaciones con detección coherente. El primero de ellos es un circuito demodulador BPSK haciendo uso de la técnica de conmutación de cuadraturas. El circuito es capaz de sincronizar la fase de un oscilador local a la fase de una señal eléctrica modula bajo el esquema BPSK, y así demodular los datos contenidos en dicha señal. El segundo circuito implementado es un detector coherente lazo de amarre de fase óptico (OPLL). Este lazo es capaz de demodular una señal óptica modulada bajo el esquema BPSK con portadora residual.

V.1.. Implementación Lazo de Costas con Cuadraturas Conmutadas

Considerando las características de diseño del lazo de Costas de la sección IV.3., se implementa el circuito de la figura 52. Se parte de la implementación de la modulación BPSK con portadora de 100MHz y una tasa de modulación de 2Mbps. Haciendo uso de un mezclador de microondas marca ANZAC con las siguientes características, ancho de banda 5-500MHz, voltaje máximo a la entrada 1V.

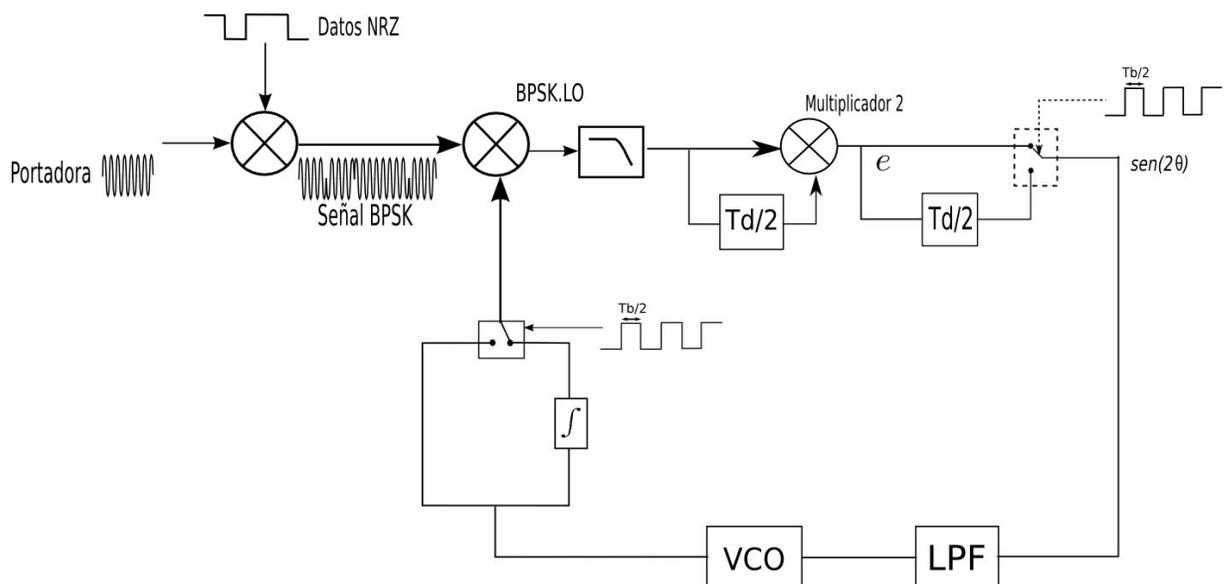


Figura 52: Lazo de Costas con cuadraturas conmutadas

A la salida del mezclador se tiene la señal modulada BPSK. La demodulación se lleva a cabo mediante la mezcla de la señal modulada con la señal oscilador local. La mezcla se realiza con el chip AD834 de Analog Devices. El circuito para llevar a cabo la mezcla se muestra en la figura 54. El chip entrega una corriente proporcional a la multiplicación de los voltajes en las entradas X y Y. EL dispositivo tiene un ancho de banda de 500MHz y entrega una señal de salida diferenciada en corriente de hasta

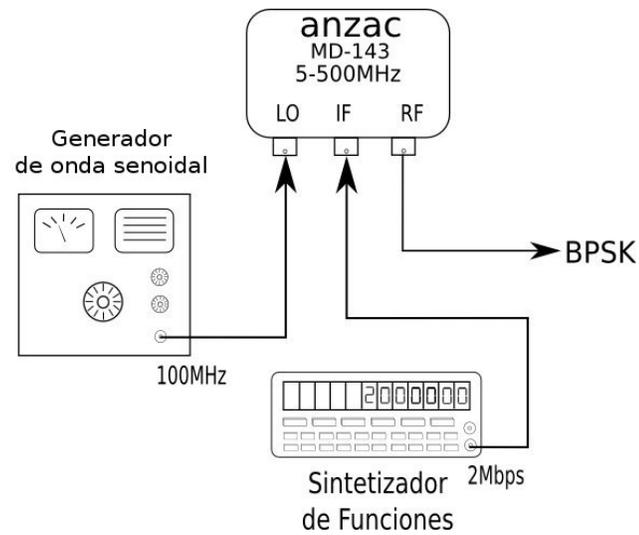


Figura 53: Modulador BPSK

860mA.

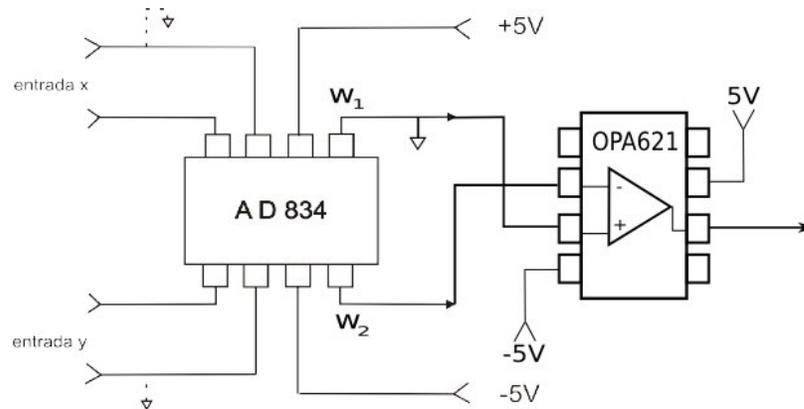


Figura 54: Salida en volts de la señal de mezcla BPSK y oscilador local

A la salida del AD834 se coloca un amplificador operacional para obtener la señal mezclada en voltaje. El dispositivo utilizado es un OPA621 de gran ancho de banda. La figura 54 ilustra la configuración utilizada para el mezclador.

Implementamos un filtro pasa bajas que corte a la frecuencia de 100MHz para elim-

inar las altas frecuencias producto de la mezcla. Dicho filtro es un tipo RC. Los valores de R y C se calculan de la siguiente forma.

$$\tau = RC \quad (82)$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (83)$$

$$(84)$$

Para $f_c = 100\text{MHz}$ y fijando el capacitor $C = 12\text{pF}$, calculamos R

$$R = \frac{1}{2\pi C f_c}$$

$$R = \frac{1}{2\pi(10 \times 10^{-12} \text{F})(100 \times 10^6 \text{Hz})}$$

$$R = 160\Omega$$

El circuito del filtro implementado se muestra en la figura 55.

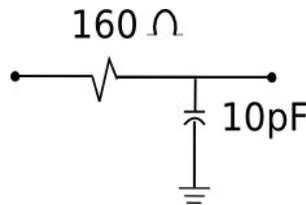


Figura 55: Filtro pasa bajas RC con frecuencia de corte 100MHz

La línea de retardo se implementa con el chip DL481 5999-00-849-7336 marca WB. La línea está integrada por una bobina que hace que la señal se retarde un tiempo de

$12\mu s$. Es por esto que es necesario colocar dos chips en serie para retardar la señal un total de $\sim 25\mu s$.

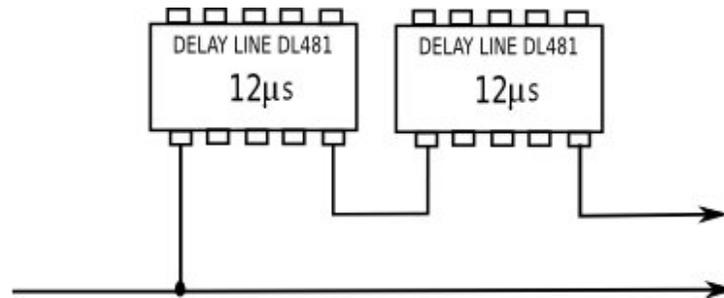


Figura 56: Elemento de retardo $25\mu s$.

La multiplicación para obtener la portadora para sincronización de fase de las señales modulada y del VCO la hacemos con el mismo dispositivo multiplicador AD834.

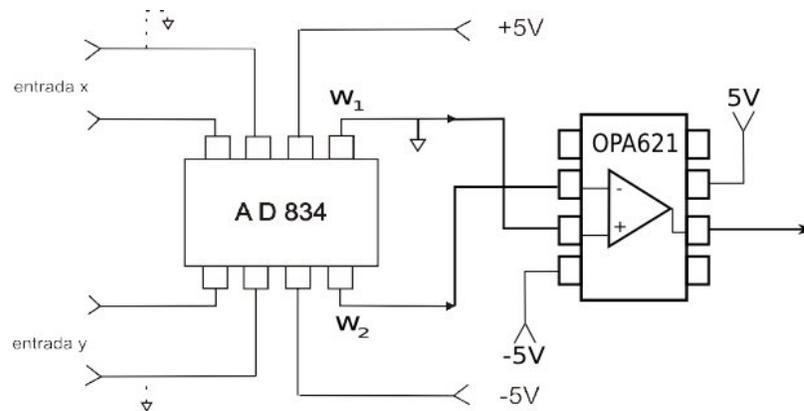


Figura 57: Salida en volts de la señal de mezcla BPSK y oscilador local

Nuevamente necesitamos una línea de retardo. Este bloque del circuito se implementa con un circuito conocido como *sample and hold*. El dispositivo usado para este propósito es el DG611.

Para la selección de rama se utiliza una configuración con el switch DG611. La figura 59 muestra la configuración del selector de rama. Utilizando dos switches se habilita

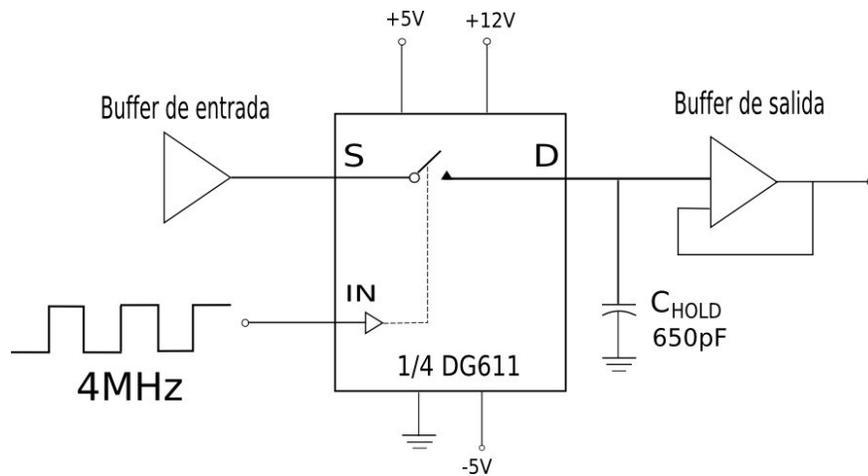


Figura 58: Esquema de circuito *sample-and-hold* de alta velocidad DG611

cada uno para cuando se selecciona una rama. El circuito es implementado en laboratorio se muestra en la figura 60

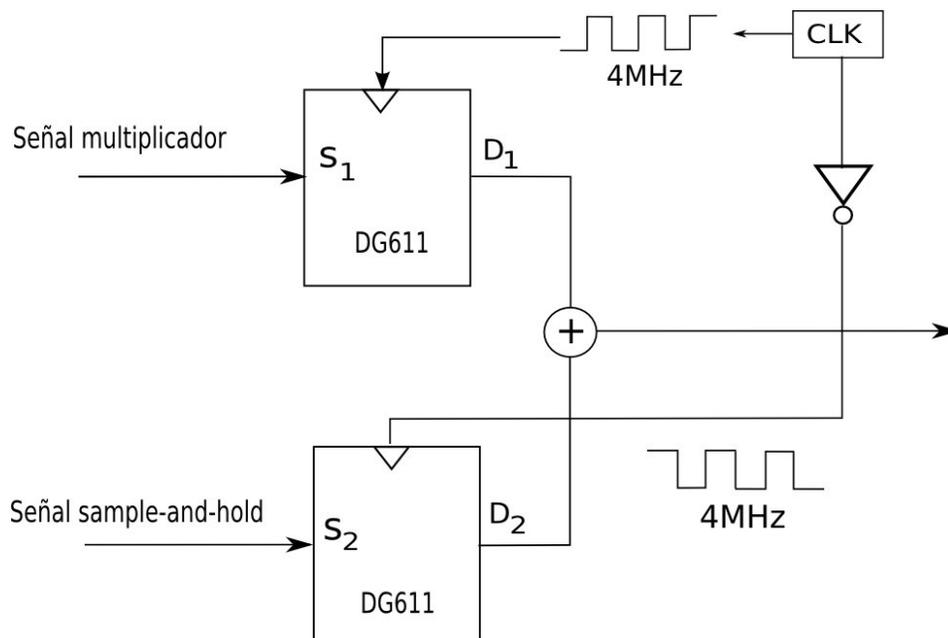


Figura 59: Conmutador de rama con el dispositivo DG611

El filtro se implementa de acuerdo a los valores de la ganancia del comparador de fase K_D y ganancia del VCO K_0 . La ganancia del comparador de fase fue me-

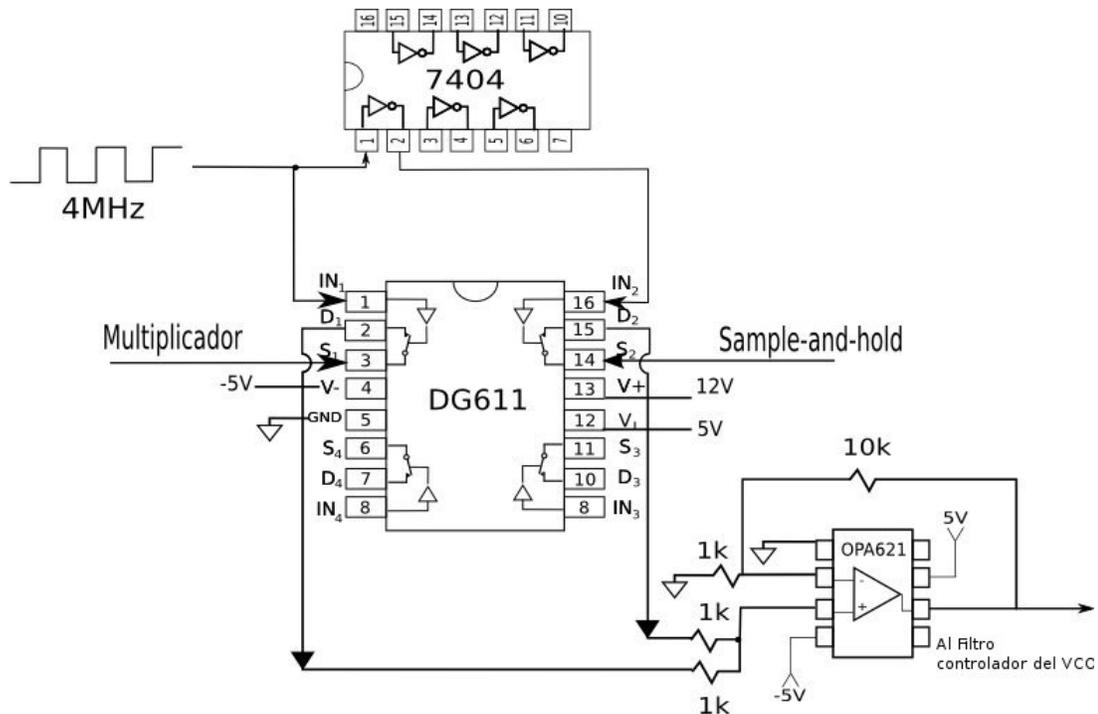


Figura 60: Circuito selector de rama

medida desfasando 180° la señal en una de las entradas del comparador de fase (multiplicador AD834) con respecto a la señal de la segunda entrada del comparador y midiendo la señal a la salida de un filtro paso bajas colocado enseguida del multiplicador. La ganancia del comparador de fase se medio igual a $K_D = 0.127 \frac{rad}{V}$. Utilizando las mediciones que caracterizan el VCO (gráfica de la figura 61), se obtiene una ganancia del VCO igual a $K_0 = 3.77 \times 10^7 \frac{rad}{seg \cdot V}$. Considerando la ganancia del lazo $K = 2\pi * 2MHz = 1.25 \times 10^7 \frac{rad}{seg}$. Siguiendo las ecuaciones 77-81 calculamos las constantes de tiempo τ_1 y τ_2 . Para un capacitor $C = 10pF$ las resistencias R_1 y R_2 nos quedan igual a $1.5k\Omega$ y $4k\Omega$ respectivamente. El circuito es implementado en laboratorio con el amplificador operacional OPA621 como se muestra en la figura 62.

El VCO a utilizar en el circuito es de la marca Z~Communications, Inc, modelo

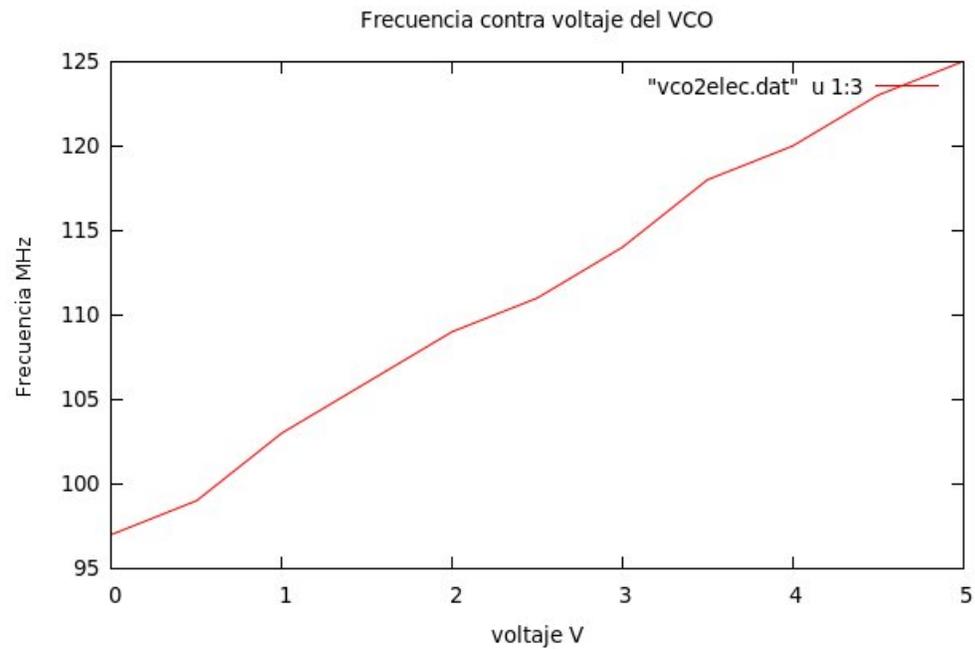


Figura 61: Respuesta VCO

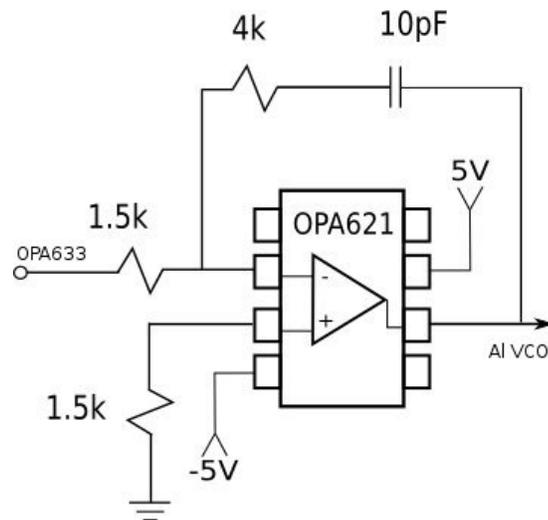


Figura 62: Filtro implementado en laboratorio para control del VCO

AN-102. La etapa de acoplamiento para la salida del dispositivo se muestra en la figura 63.

La conmutación de fase de la señal del VCO se lleva a cabo con un filtro paso bajas

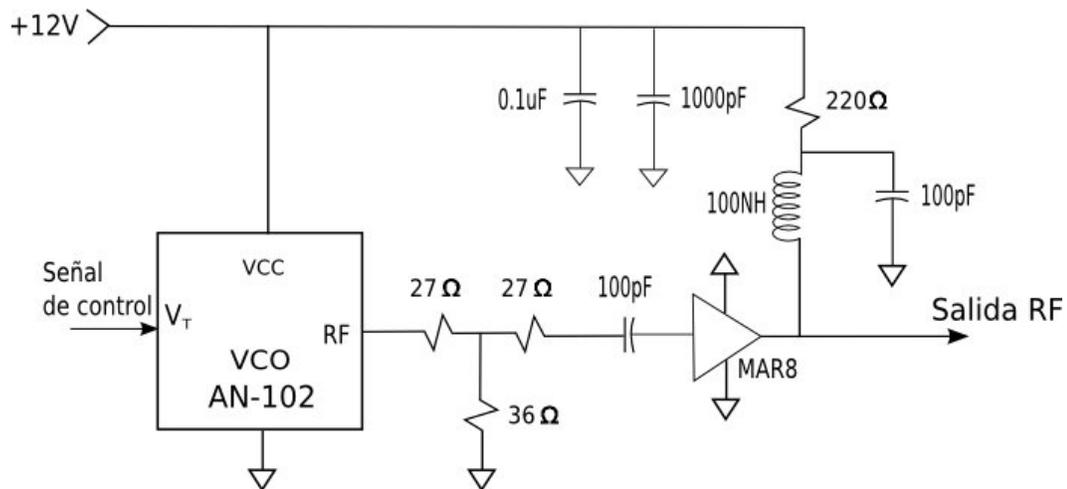


Figura 63: Circuito de acoplamiento de RF para el VCO

activo con frecuencia de corte en 100MHz. Así, el circuito implementado es que el se muestra en la figura 64. El divisor que fue colocado en la rama en fase I se requiere para ajustar el nivel de la señal a la entrada del selector de rama. Ya que la señal en cuadratura Q se atenúa a la salida del filtro implementado como integrador.

Como se puede observar en la figura 64 se utiliza una configuración para la selección de rama igual al empleado en la selección de rama para la expansión temporal de la señal e con el dispositivo DG611 de la figura 60.

El circuito final se muestra en las figuras 65 y 66.

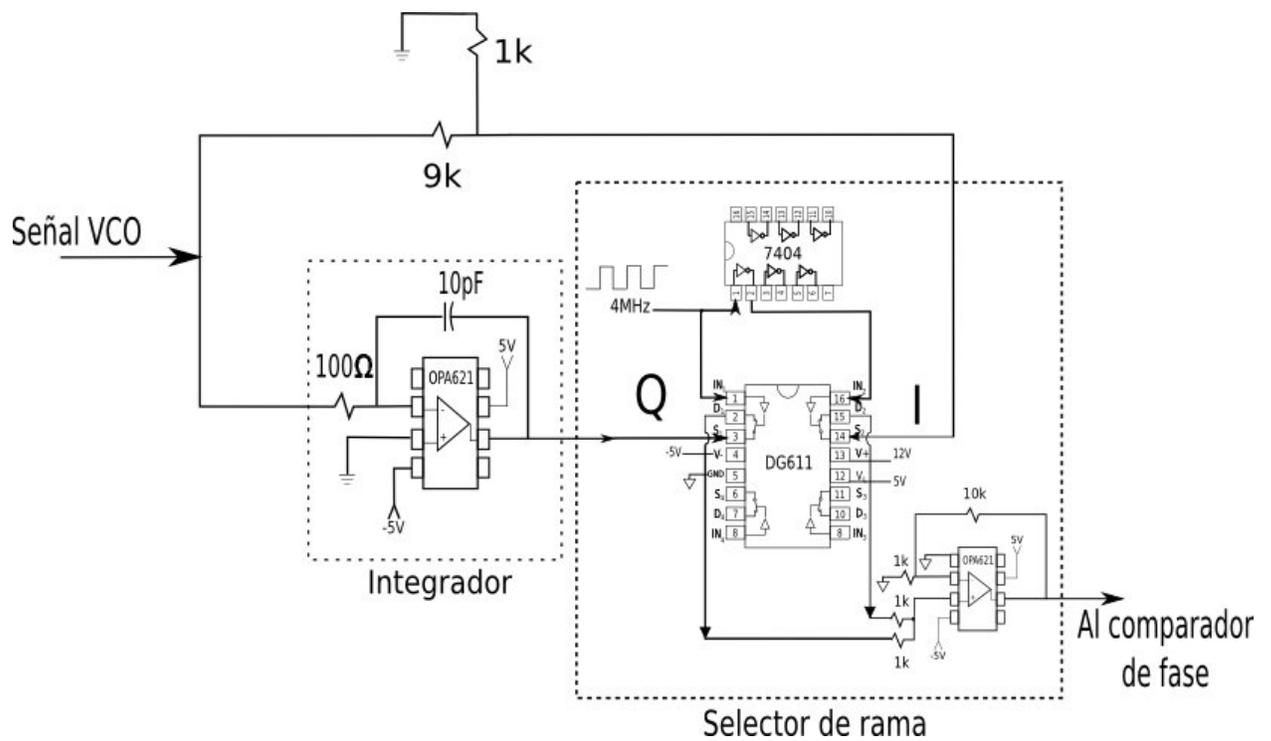


Figura 64: Circuito de conmutación de fase de la señal del VCO

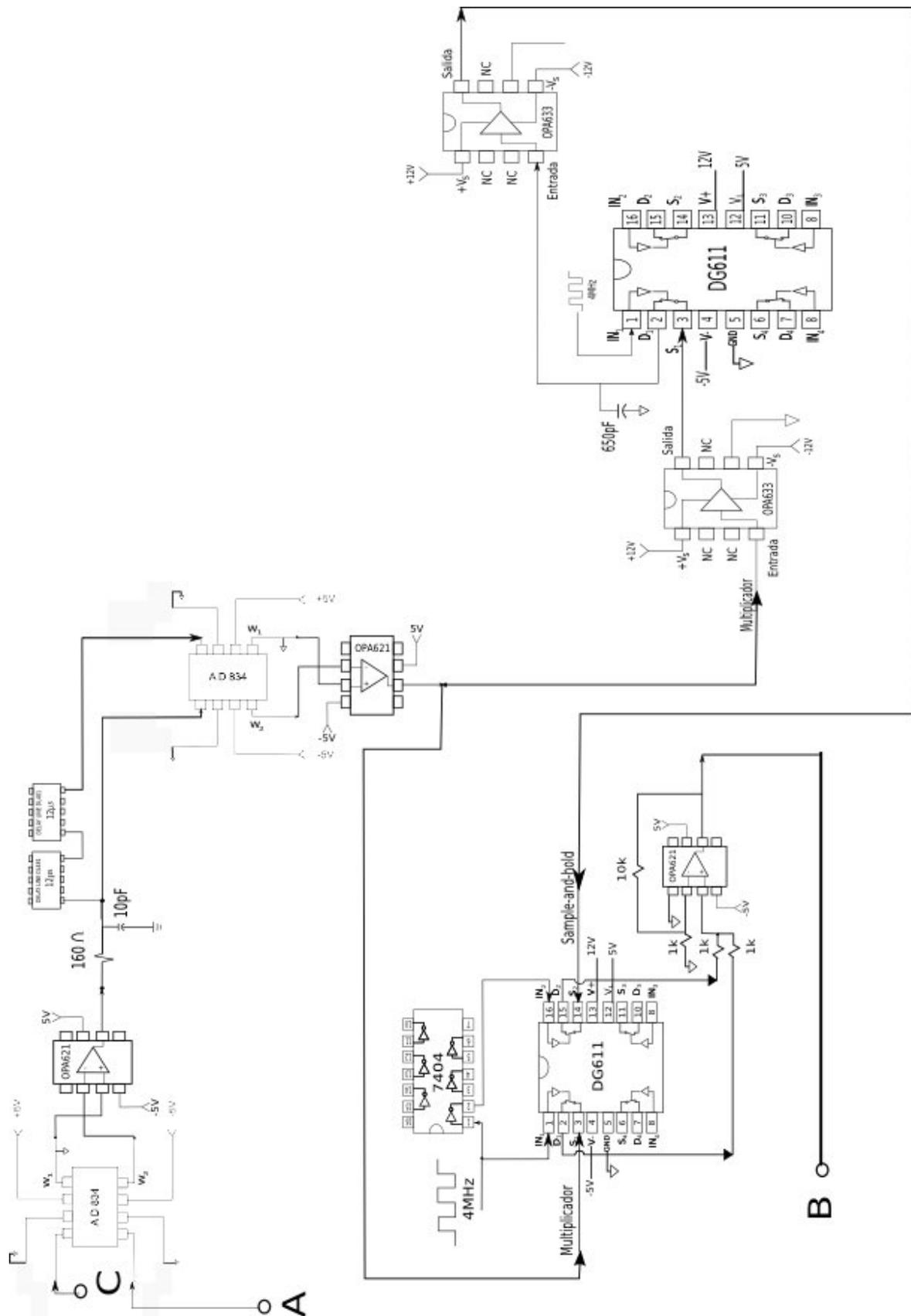


Figura 65: a) Circuito lazo de Costas con Cuadraturas Conmutadas eléctrico implementado en laboratorio

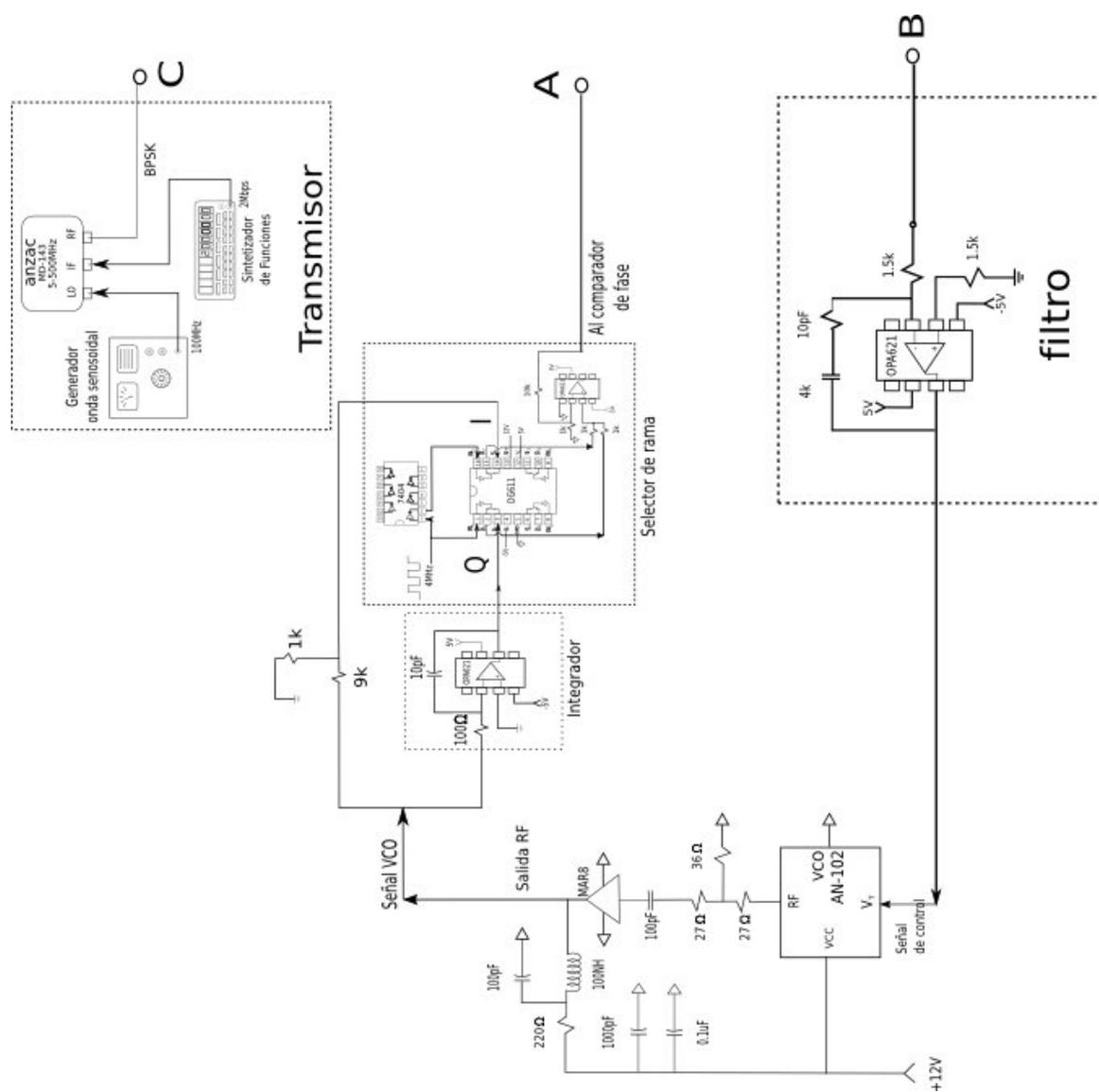


Figura 66: b) Circuito lazo de Costas con Cuadraturas Conmutadas eléctrico implementado en laboratorio

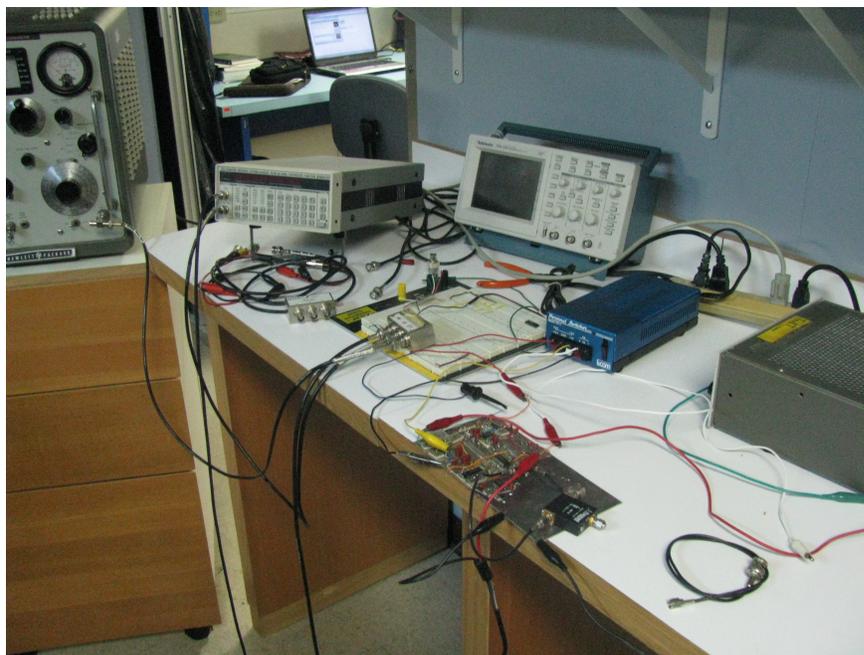


Figura 67: Montaje experimental de lazo de Costas eléctrico con cuadraturas conmutadas.

V.2.. Implementación de un Lazo de Amarre de Fase Óptico (OPLL)

La implementación del OPLL se empieza por la etapa de modulación BPSK con portadora residual. Como fuente de luz se emplea un láser entonable DWDM marca New Focus modelo TLB-3101 con longitud de onda de operación de 1543.29nm con una potencia de salida de 10mW. La señal óptica es modulada por un modulador externo de fase electro-óptico marca RAMAR modelo 202-PM15, con longitud de onda de operación de 1550nm, ancho de banda de modulación de 1GHz y voltaje π de 11.3V. Un controlador para el modulador óptico es colocado como amplificador de transimpedancia para ajuste de la señal de datos a la entrada del modulador, dicho dispositivo es de la marca JDS Uniphase modelo H301 con las siguientes características: amplitud de salida $V\pi > 7V$, ancho de banda 12.2GHz. Los datos son generados por un generador de datos pseudo-aleatorios marca Anritsu modelo MP1763B que genera una trama de bits con repetición de 10^{11} bits con una tasa transmisión de 500Mbps. El montaje del modulador se ilustra en la figura 68. Así como también se muestra en la figura 69 el espectro de la modulación.

Para poder observar la modulación en un analizador de espectro eléctrico, es necesario batir la señal óptica modulada en un acoplador óptico con una señal óptica con longitud de onda muy cercana a la longitud de onda de la señal modulada. Así, somos capaces de observar el espectro de la modulación en un analizador de espectro eléctrico. Como se observa en la figura 69.

La señal de datos entregada por el controlador H301 tiene un a amplitud de 9.625V,

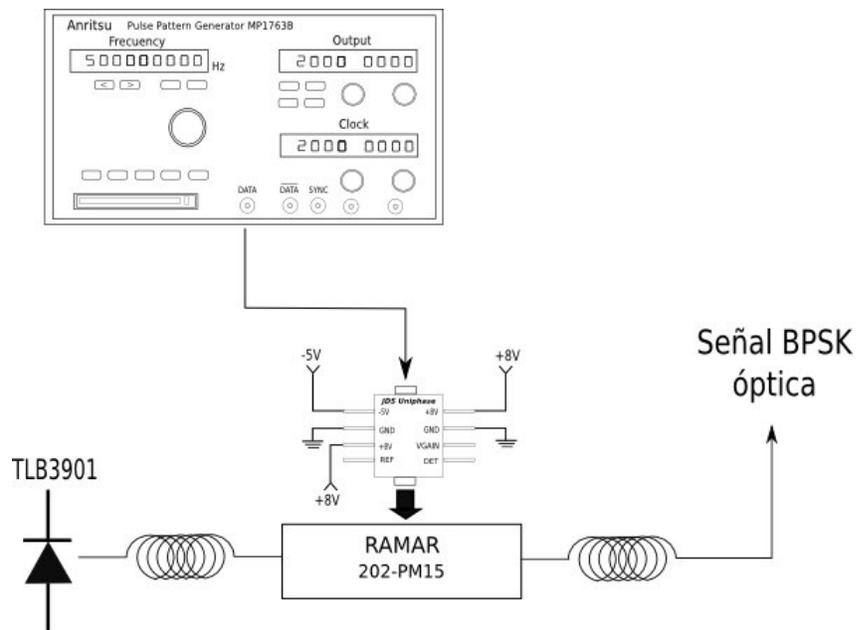


Figura 68: Montaje de un transmisor óptico BPSK

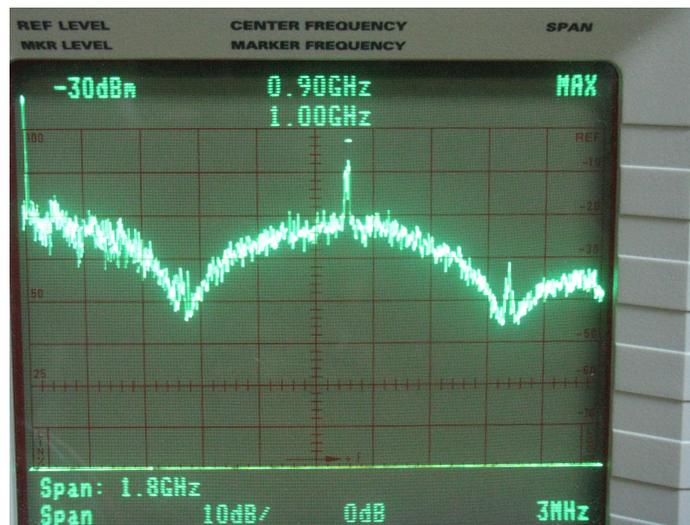


Figura 69: Espectro señal BPSK con detección heterodina

esto operando el controlador con máxima ganancia. Haciendo uso de la ecuación 15, $\Delta P_{RC} = 10 \log_{10} \frac{1}{\sin^2 \theta} [dB]$, la penalización por presencia de la portadora residual es de 4.3 dB para un ángulo de modulación de 147.3°

La mezcla de la señal óptica modulada con la señal óptica del oscilador local se lleva a cabo en un acoplador óptico de la marca Sifam modelo Fuji Panda 15XX. La foto-recepción se realiza con dos foto-receptores APD marca New Focus modelo 1544 con las siguientes características: ancho de banda de salida de señal de microonda 50KHz-12GHz, señal monitor de baja frecuencia 0-200kHz. Para garantizar un ancho de banda que abarque tanto bajas frecuencias como altas a la entrada del restador eléctrico, se propone conectar una T de polarización ¹ para superponer las frecuencia bajas con las frecuencias altas a la entrada del restador. En el circuito conectado en laboratorio se colocaron dos dispositivos T de polarización de la marca Mini-Circuits modelo 15542. El circuito de una T de polarización se muestra en la figura 70.

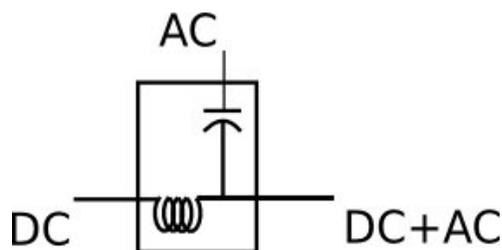


Figura 70: Circuito T de polarización.

Se implementa un restador con el amplificador operacional OPA621 para llevar a cabo la detección balanceada. La figura 71 muestra el circuito eléctrico del restador. Las resistencias del restador son de 511Ω para que a la entrada del dispositivo se tenga una carga para frecuencias bajas.

Se coloca un dispositivo para acoplar impedancias a la salida del restador con la

¹Dispositivo electrónico utilizado para acoplar dos señales, una de altas frecuencias y otra de bajas frecuencias en una sola señal. Se compone por un capacitor y una bobina con un nodo común. Tiene tres puertos y sirve para acoplar ó separar señales DC y AC.

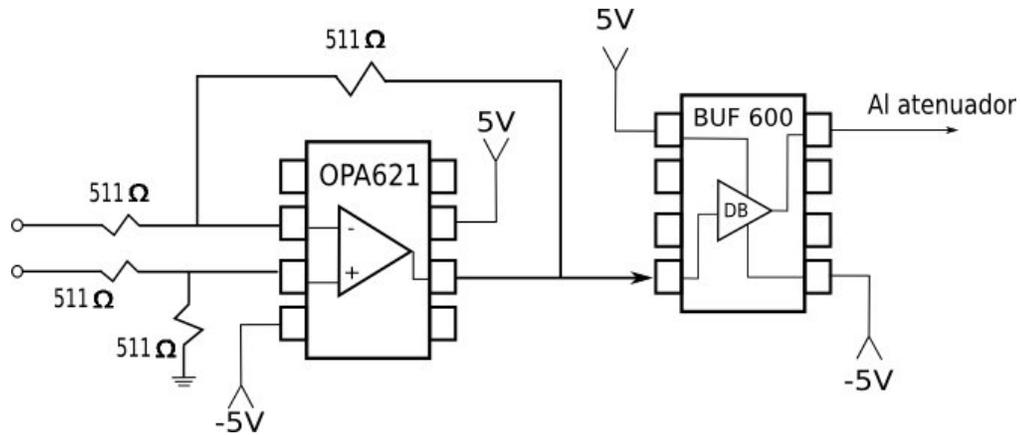


Figura 71: Circuito restador para la detección balanceada con acoplamiento de impedancia a la salida.

etapa del filtro. El chip a utilizar es el Buf600 de la marca Burr-Brown. Enseguida del filtro se coloca un atenuador para ajuste de la amplitud de la señal a la entrada del filtro. El atenuador de microondas empleado es de la marca Hewlett-Packard modelo 8994A variable hasta 11dB de atenuación.

Para una ganancia de lazo $K = K_D K_0$, frecuencia natural del sistema $f_n = \frac{\sqrt{\frac{K}{\tau_1}}}{\pi}$, calculamos la constante de tiempo τ_1 .

La ganancia del "VCO óptico" (para nuestro caso es un oscilador controlado por corriente ICO) se encuentra utilizando la curva que se presenta en la figura 72. Tomando en cuenta que la diferencia entre frecuencias se calcula con la ecuación 85, (Franz y Jain, 2000).

$$\Delta\nu = \frac{c}{\lambda^2} \Delta\lambda \quad (85)$$

Para un constante de amortiguamiento $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$ (Djordjevic, 2001) , y $K = 2\xi\omega_n$ calculamos la frecuencia natural del sistema $\omega_n = 2\pi f_n$. Con las ganancias medidas tanto del comparador de fase K_D , como del láser oscilador local K_0 que son:

$$K_D = .0014V/rad$$

$$K_0 = 3.6 \times 10^{11} \frac{rad}{seg \cdot V}$$

$$K = 2\pi \cdot 500.4MHz$$

$$\omega_n = 2\pi \cdot 300MHz$$

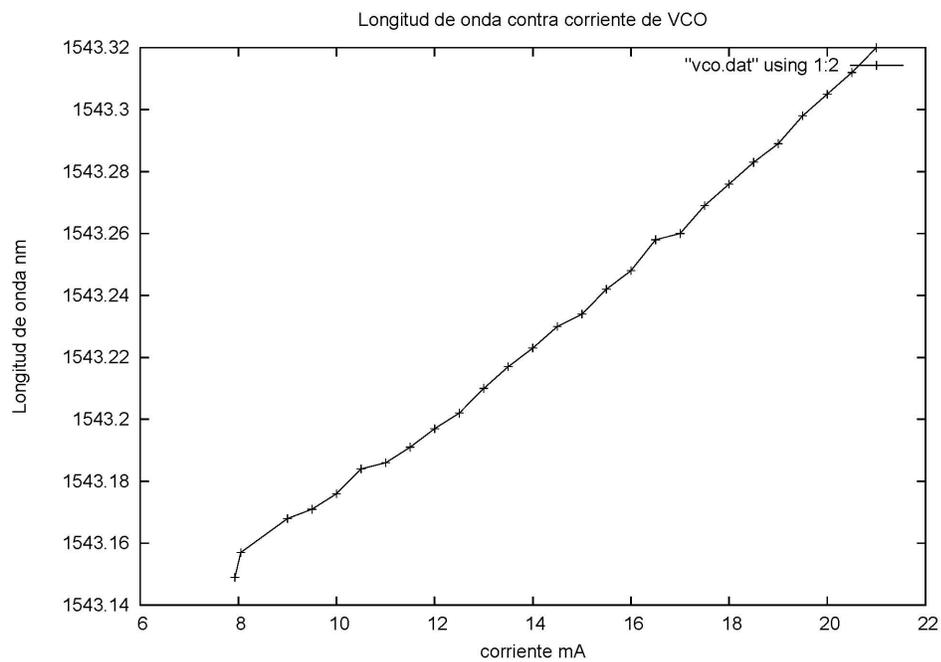


Figura 72: Respuesta del "VCO óptico".

Haciendo uso de la relación

$$f_n = \frac{\sqrt{\frac{K}{\tau_1}}}{\pi}$$

$$\tau_1 = 5.3 \times 10^{-11} \text{ seg}$$

Fijando un capacitor de 10pF el valor de la resistencia para una frecuencia de corte es de $R = 50\Omega$. Así, el circuito del filtro pasa bajas con salida a un acoplador de impedancia se ve como en la figura 73

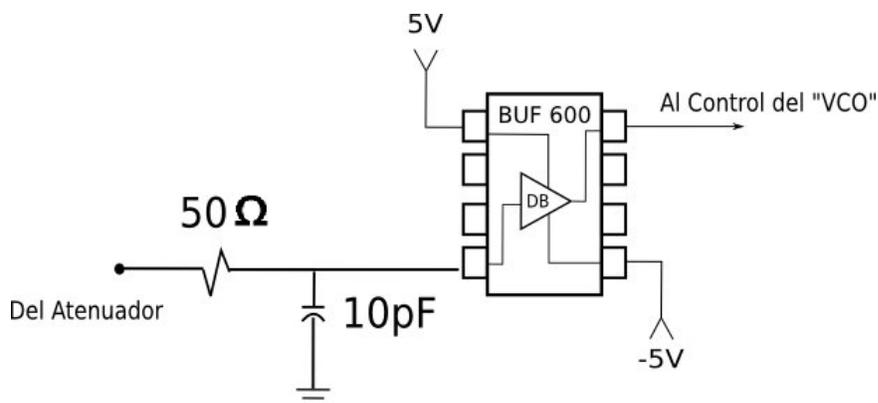


Figura 73: Filtro paso bajas para ajuste de fase de la señal óptica oscilador local.

La señal óptica que funciona como oscilador local es proporcionada por un diodo láser empaquetado en forma mariposa marca Anritsu modelo GB5A016, con las siguientes características: longitud de onda de operación 1543.3nm para 20mA a la entrada del restador implementado como controlador de longitud de onda del láser, potencia de salida 20mW y ancho de línea 400kHz. El circuito del "VCO óptico" se muestra en la figura 74

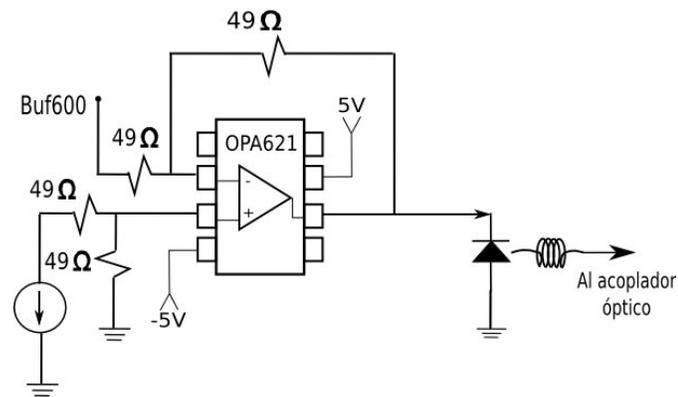


Figura 74: VCO óptico implementado con un diodo láser.

En cada etapa del circuito de la figura 34, es conveniente colocar acopladores de impedancia (buffers) para evitar pérdidas por desacoplo de impedancia. Así, dichos acopladores se colocan a la salida de baja frecuencia de los foto-receptores, a la entrada del filtro paso bajas y a la entrada del controlador del oscilador local.

Los datos son observados a la salida de la detección balanceada, ecuación 72, por lo cual se coloca una punta de prueba del osciloscopio ó analizador de espectro, ya sea el caso, para observar la señal demodulada.

El circuito de la figura 75 muestra el diseño final de un lazo de Amarre de fase óptico con una tasa de transmisión de 500Mbps con esquema de modulación BPSK con portadora residual.

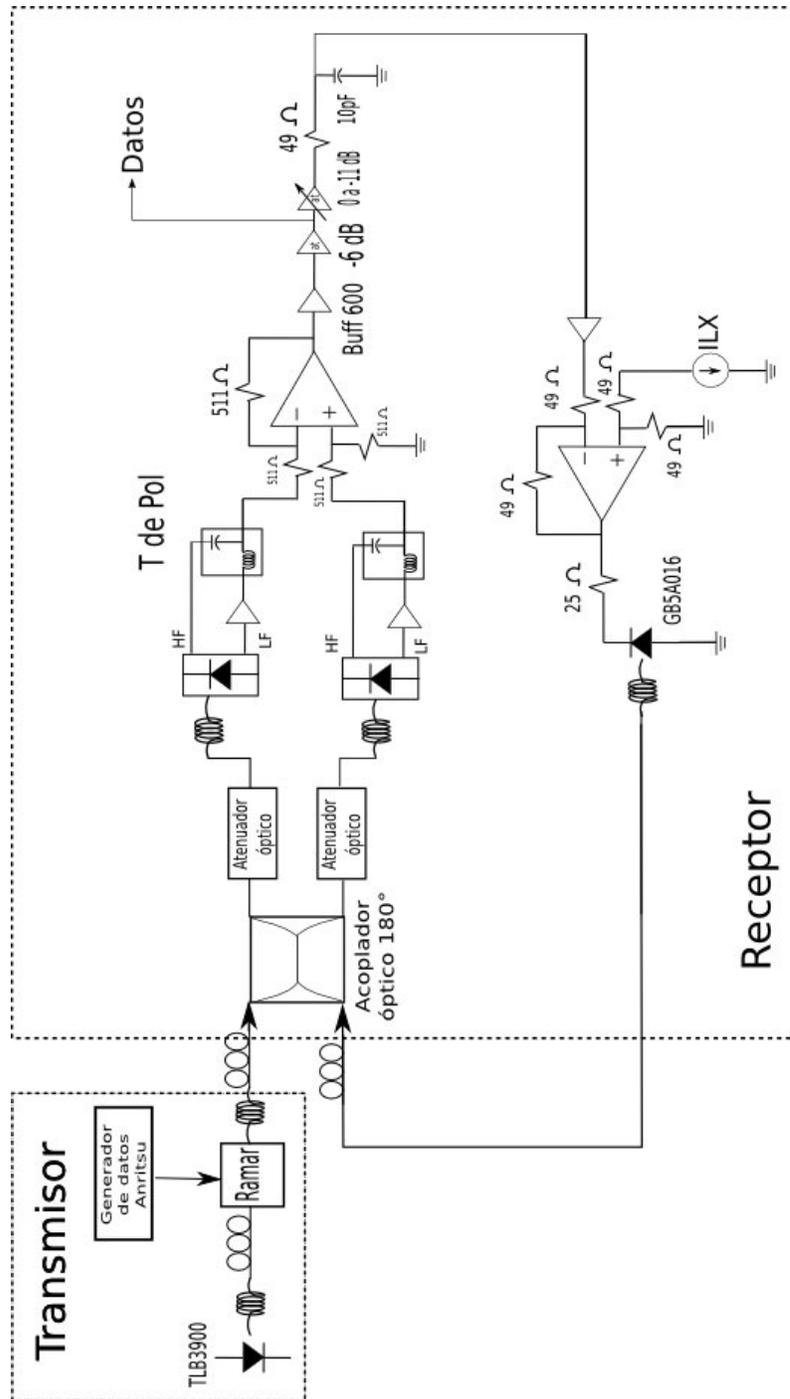


Figura 75: Lazo de Amarre de fase óptico, diseño final.

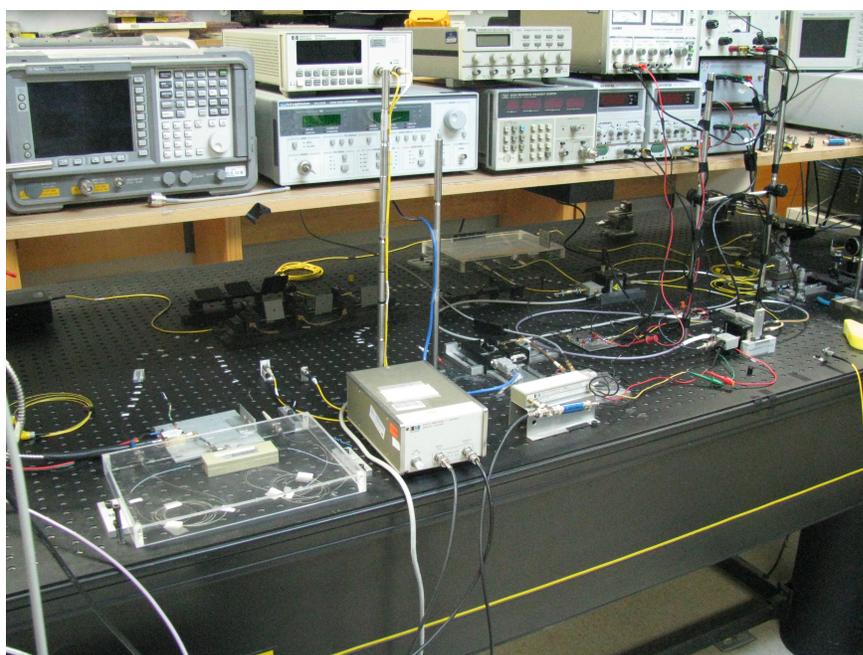


Figura 76: Montaje experimental de PLL óptico en el laboratorio de Comunicaciones Ópticas.

Capítulo VI

Resultados

VI.1.. Resultados Lazo de Costas Óptico con Cuadraturas Conmutadas

Una vez entendido el funcionamiento del lazo de Costas óptico con cuadraturas conmutadas, es conveniente hacer una comparación de funcionamiento con el lazo de Costas convencional. Para ello se realiza una simulación en computadora para observar el funcionamiento de ambos lazos de sincronización.

Los resultados de la simulación se presentan en la figura 77. En la gráfica superior se aprecia el comportamiento de las ramas en fase I y cuadratura Q para sincronización de fase del lazo. La línea en azul representa la rama I al igual que los datos demodulados para una señal modulada BPSK. La línea verde representa la señal de error e para sincronización de ambas señales.

En la gráfica inferior se aprecia el comportamiento del lazo de Costas con Cuadrat-

uras Conmutadas. En la cual se puede apreciar que la señal de error e es producida por las conmutación de cuadraturas al igual que en el caso del lazo convencional. La señal de datos, a comparación del lazo convencional, es recuperada por la conmutación en tiempo en la misma rama.

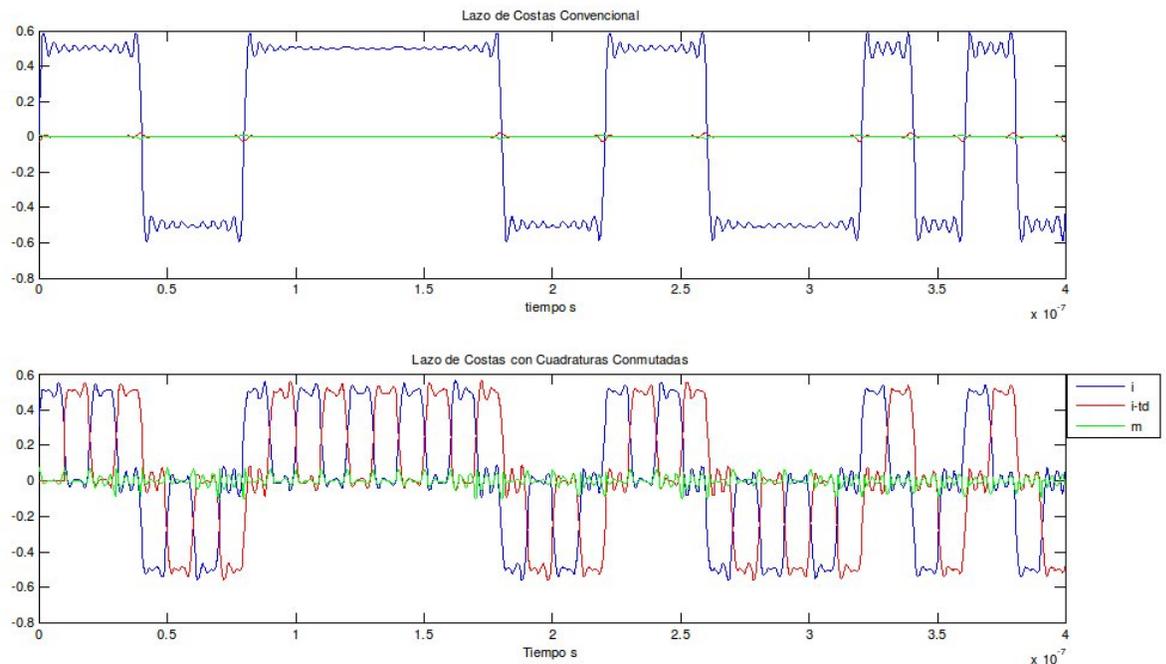


Figura 77: Resultados de la simulación de un lazo de Costas Óptico con Cuadraturas Conmutadas

VI.2.. Resultados Lazo de Costas con Cuadraturas Conmutadas Eléctrico

Uno de los primeros resultados al implementar un sistema de comunicaciones coherentes (en nuestro caso el LCCC) es el poder llevar a cabo la modulación BPSK. De acuerdo al montaje aplicado para llevar a cabo la modulación (figura 53) la modulación se observó en el osciloscopio como se muestra en la figura 78.

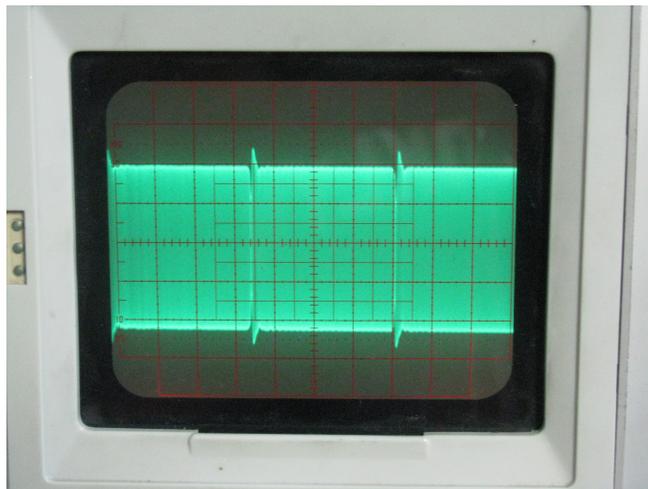


Figura 78: Señal BPSK observada en el osciloscopio

La señal observada en la figura 78 transporta una secuencia definida de datos. La secuencia es una señal cuadrada de 2MHz de frecuencia. La señal es demodulada por el LCCC observando la siguiente señal, figura 79.

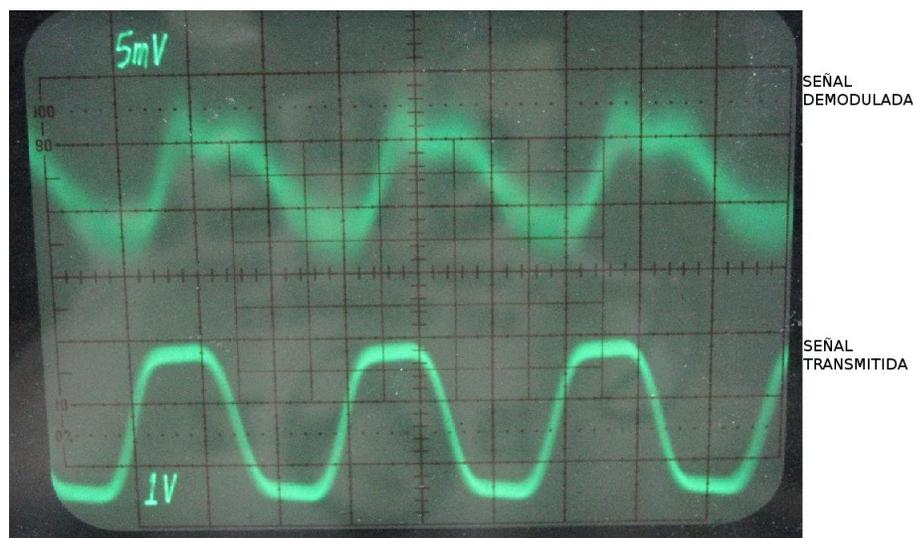


Figura 79: Señal demodulada por el LCCC

Como se puede observar la señal fue demodulada satisfactoriamente. Las carac-

terísticas del sistema se muestran en la tabla II.

Tabla II: Características del LCCC

-
- Tasa de transmisión 2Mbps
 - Rango de encañamiento 30MHz
-

VI.3.. Resultados Lazo de Amarre de Fase Óptico

Una vez implementado el montaje descrito en la figura 75, pasamos a observar los resultados de nuestro lazo de Amarre de fase óptico diseñado e implementado en el laboratorio de comunicaciones ópticas. Para una secuencia pseudo-aleatoria de longitud 10^{11} bits con tasa de transmisión de 100Mbps los datos demodulados se ven como se muestra en la figura 80.

Es claro que la sincronización de las señales se ve afectada por el ruido de fase de los láseres empleados en el montaje experimental. Así como también por no contar con una señal de disparo para sincronización del osciloscopio. Las variaciones en amplitud de la señal recuperada se deben principalmente a los cambios de polarización que sufre

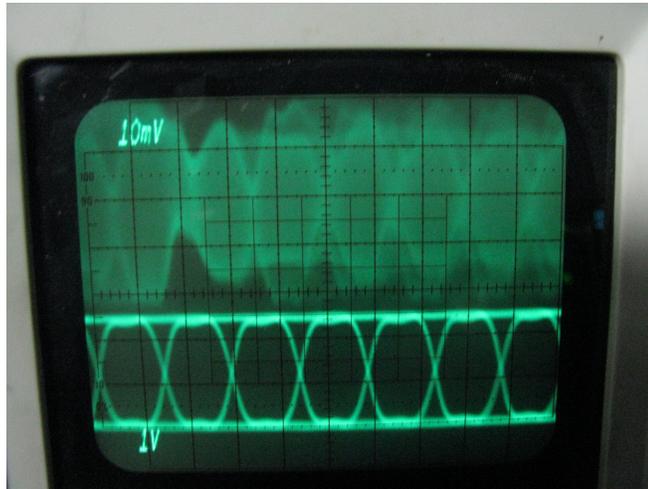


Figura 80: Diagrama de ojo para una demodulación a 100Mbps PLL óptico

la señal óptica a través de la fibra óptica. Es por esto último que se requiere un bloque de control automático de polarización en el sistema.

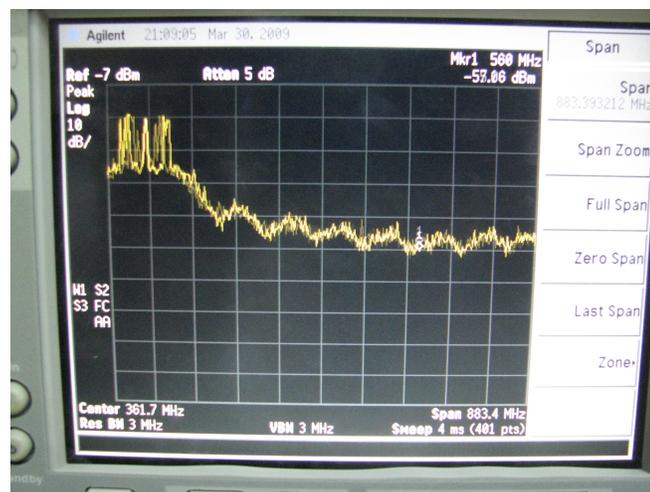


Figura 81: Espectro de la señal demodulada con el PLL óptico a una tasa de transmisión de 100MHz

El espectro de la señal se muestra en la figura 81, donde se puede observar la componente de portadora residual con la cual nuestro lazo se encadena a la fase de la señal óptica modulada BPSK. Esta porción de señal no modulada que se observa como una

portadora es reflejada en una penalización en la potencia de la señal de datos mostrada en el osciloscopio, al igual que se ve reflejado como ruido aditivo en la señal demodulada.

Para una señal óptica modulada a una tasa de 500Mbps los resultados observados en la demodulación se observan en el osciloscopio digital HP. Los datos demodulados se observan en la figura 82.



Figura 82: Señal de datos recuperada (superior), señal de datos del generador (inferior)

En la figura 82 se puede observar que existe una falta de sincronización para los datos recuperados. Con el control automático de polarización CAP los datos demodulados se sincronizan al osciloscopio obteniendo la señal que se muestra en la figura 83.

El espectro de la señal recuperada se muestra en la figura 84. La cual muestra como el lazo es capaz de mantener en banda base (ó muy cercano a banda base) el espectro de la señal de demodulada.

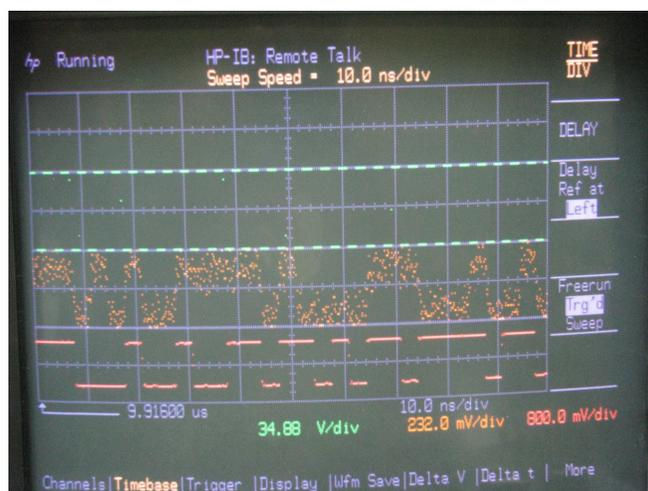


Figura 83: Señal de reloj (superior), señal de datos recuperada (medio), señal de datos del generador (inferior)

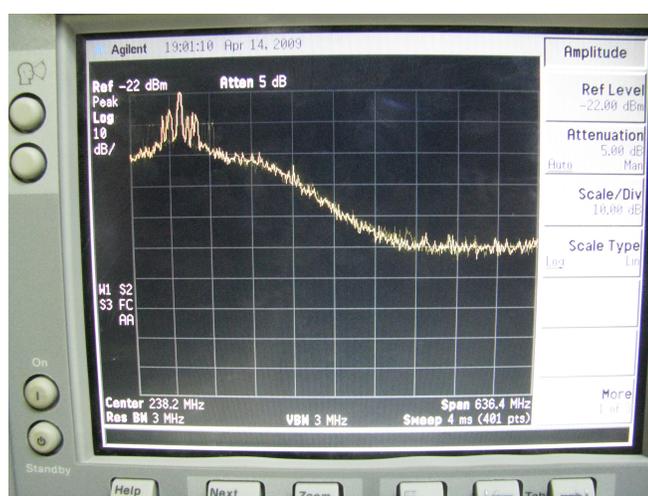


Figura 84: Espectro de la señal recuperada a 500Mbps

La tabla III distintas mediciones para calcular el rango de encadenamiento del PLL óptico (ver gráfica figura 85). Las mediciones fueron hechas variando la longitud de onda de la señal transmitida y observando la variación de en frecuencia de la señal observada en el analizador de espectro eléctrico.

Tabla III: Rango de encadenamiento del PLL Óptico

λ_{LO}	$\Delta\lambda$	Δf
1543.463	1.2×10^{-11}	1.5G
1543.469	6×10^{-12}	755M
1543.474	1×10^{-12}	125M
1543.477	2×10^{-12}	251M
1543.478	3×10^{-12}	377M
1543.484	9×10^{-12}	1.13G

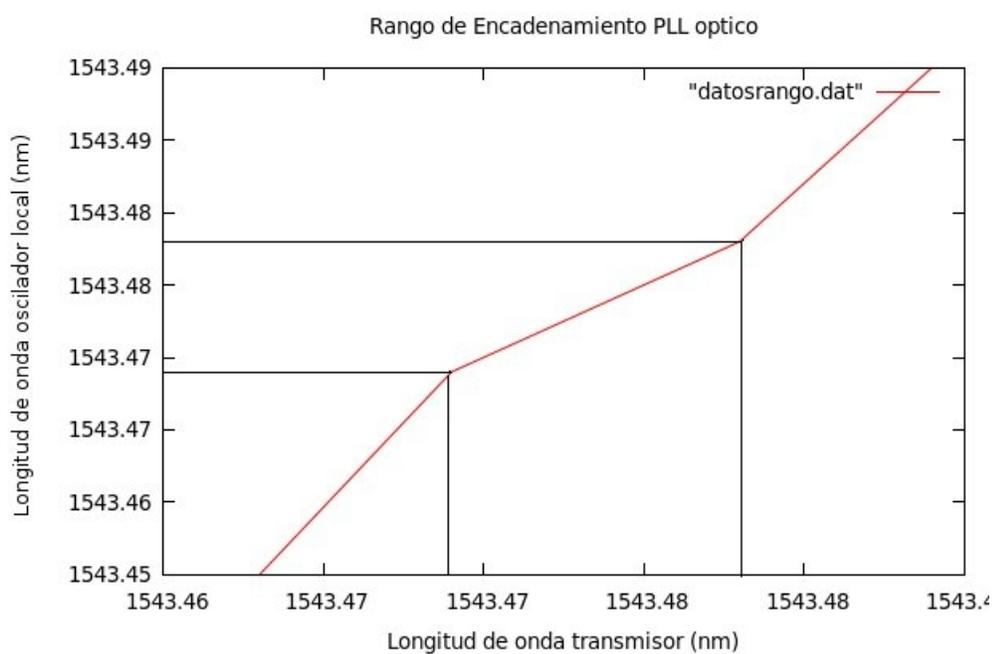


Figura 85: Gráfica de rango de encadenamiento del PLL óptico

Tabla IV: Características del PLL Óptico

-
- Tasa de transmisión 500Mbps
 - Rango de encademamiento 300MHz
 - BER $< 10^{-9}$
 - Penalización por presencia de portadora residual 4.3dB
-

Capítulo VII

Conclusiones y Trabajo a Futuro

VII.1.. Conclusiones

El principal objetivo del presente trabajo de tesis fue el estudio teórico-práctico de diversos esquemas de demodulación de fase óptica empleando detección coherente. En particular, se estudiaron estructuras clásicas tales como el PLL óptico para portadora (óptica) piloto y el lazo de Costas óptico para portadora (óptica) suprimida. Se diseñó e implementó un sistema de comunicaciones ópticas coherentes con modulación (imperfecta) binaria de fase óptica empleando un PLL óptico balanceado en la etapa de recepción.

Las aportaciones específicas del diseño e implementación del PLL óptico se puntualizan a continuación.

VII.1.1.. Lazo de Amarre de Fase Óptico

- Se estudió, diseñó e implementó un lazo de amarre de fase óptico para ser empleado como demodulador de una señal óptica BPSK imperfecta, con los siguientes características: etapa de recepción balanceada, detección homodina, señales ópticas de transmisión y demodulación independientes, tasa de transmisión 500Mbps y rango de encadenamiento de 300MHz.
- A diferencia de diseños de lazos anteriores, la etapa de detección balanceada es llevada a cabo sin el híbrido de 180° eléctrico. En nuestro sistema la diferencia entre señales de salida de los foto-receptores se realiza con un diseño de un restador electrónico implementado con un amplificador operacional de gran ancho de banda.
- Los foto-receptores disponibles (marca New Focus modelo 1544B) tienen la característica de contar con un ancho de banda de salida de microondas de 10kHz-12GHz y señal de monitor de 0-50kHz. Por lo tanto se implementó una etapa de adición de bajas con altas frecuencias con una T de polarización como elemento de adición de señales.
- El diseño del filtro del sistema para control de la fase fue realizado considerando las respectivas ganancias tanto del comparador de fase (detección balanceada), como del "VCO óptico" implementado. A pesar del orden del filtro el sistema funcionó correctamente con una etapa previa de ajuste de nivel de la señal a la

entrada del filtro.

- El "VCO óptico" implementado tiene la particularidad de ser un diseño original el cual funciona para control de longitud de onda de un diodo láser empaquetado en forma mariposa (marca Anritsu modelo GB5A016). El control de longitud de onda es llevado a cabo con un amplificador operacional configurado como restador (debido a la polaridad de las señales de DC y AC). Este tipo de dispositivo propuesto nos permitió encadenar la fase de una señal óptica BPSK con una señal óptica del oscilador local para su demodulación. Es por esto que consideramos que nuestro sistema es muy relevante, ya que las penalidades de potencia disminuyen al utilizar una señal óptica como oscilador local en la etapa de recepción.

VII.1.2.. Lazo de Costas con Cuadraturas Conmutadas

Los resultados anteriores sirven como base conceptual teórico-práctica para el diseño e implementación de un lazo de Costas óptico con cuadraturas conmutadas. Para este tipo de lazo es necesario el uso de dos moduladores externos de fase óptica. Debido a la disponibilidad de un solo modulador en laboratorio, se realizó un circuito eléctrico como prueba de concepto de la sincronización de fase utilizando la técnica de conmutación de cuadraturas. De esta parte del proyecto se concluye lo siguiente:

- Se estudiaron, diseñaron e implementaron en lo posible dos lazos un óptico y un eléctrico con la técnica de conmutación de cuadraturas para sincronización de fase. Se implementó un circuito eléctrico como prueba de concepto para la técnica

de conmutación de cuadraturas. La cual es una técnica novedosa y eficiente para sincronización de fase de una señal modulada en el esquema BPSK sin portadora residual. Evitando las penalidades en potencia que se presentan por la portadora residual. Para la implementación del lazo de Costas eléctrico propuesto se integraron las siguientes etapas (originales de diseño) en el circuito: conmutación de fase realizada por un arreglo de compuertas de alta velocidad, obtención de la cuadratura de la señal del VCO con un integrador implementado con un filtro paso-bajas, expansión temporal de la señal de error e llevada a cabo con un arreglo de compuertas y un línea de retardo.

- El esquema de un lazo de Costas con cuadraturas conmutadas es más complejo que los esquemas de lazos de Costas tradicionales ya que debe existir sincronización de las señales de reloj que habilitan las diferentes compuertas en el sistema, de lo contrario la sincronización de fase de las señales modulada y oscilador local será difícil de lograr.
- La conmutación de cuadraturas fue llevada a cabo mediante la configuración de dispositivos electrónicos para habilitar y deshabilitar dos ramas en cuadratura conectadas a la salida del VCO.
- El diseño del filtro fue realizado tomando en cuenta las ganancias del comparador de fase y el VCO. Así, el diseño del filtro para un lazo de costas se asemeja al diseño de un filtro para PLL.

- Como resultado del trabajo de simulación se derivó la idea de la etapa de expansión temporal para la señal de error e . Así, en el diseño del lazo de Costas con cuadraturas conmutadas resalta la integración de esta etapa.

VII.2.. Trabajo a Futuro

A lo largo de la realización de este trabajo de tesis se presentaron observaciones que nos permitimos presentar como un trabajo a futuro como continuación de avance en el tema de estudio. A continuación se presentan los puntos que consideramos como trabajo futuro.

- Se recomienda una caracterización más extensa sobre los lazos de sincronización. Medición de tasa de error disminuyendo la potencia del transmisor óptico.
- Complementar los lazos con una etapa de regeneración de bit.
- Implementar la etapa de electrónica con electrónica digital de alta velocidad, como son los procesadores FPGA.
- Estudiar el comportamiento del PLL óptico a través de una distancia de decenas de kilómetros. Conectar un carrete de 10, 20 y 50 Km de fibra óptica en la mesa experimental.

- Incorporar en el canal un amplificador de fibra (EDFA) para analizar el comportamiento de los lazos de sincronización con la *emisión espontánea amplificada* (ASE) incorporada por el amplificador.

- Inyectar algunas longitudes de onda adicionales al canal óptico para analizar el rendimiento de la demultiplexión en comunicaciones ópticas coherentes. Así como la interferencia de los canales adyacentes modulados en fase.

- Implementar el lazo de Costas óptico con cuadraturas conmutadas en laboratorio, tal como se propuso en el diseño.

Referencias

- Agrawal, G. P. (2005). *Lightwave Technology Telecommunication Systems*, Vol. 1. Wiley-Interscience, Rochester, NY, primera edición. 252 pp.
- Arvizu, A. (2008). Sistemas de comunicaciones Ópticas coherentes. *Redes Fotónicas II DET CICESE*, **1**(1): 1–10.
- Arvizu Mondragón, A., Mendieta Jiménez, F. J., y Muraoka Espiritu, R. (2005). PLL Óptico con aplicación en comunicaciones Ópticas inalámbricas. *Encuentro de Investigación en IE. Marzo de 2005, Zacatecas, Zac. México*, **1**(1): 1–8.
- Barry, J. R. y Lee, E. A. (1990). Performance of coherent optical receivers. *Proceeding of the IEEE*, **78**(8): 1369–1395.
- Celight (2005). CL-QOH-90 Quadrature Optical Hybrid. *www.celight.com, Octubre 2009*.
- Cho, P. (2006). Optical phase-locked loop performance in homodyne detection using pulsed and cw lo. *Optical Society of America*, **1**(1): 1–3.
- Cho, P., Harstono, G., Kerr, C. J. G. A., Kaplan, A., Achiam, Y., y Shpantzer (2004). Coherent homodyne detection of bpsk signals using time-gated amplification and linbo3 optical 90 hybrid. *IEEE Photonics Technology Letters*, **16**(7): 1727–1729.
- Coughlin, R. F. y Driscoll, F. F. (1987). *Circuitos Integrados Lineales y Amplificadores Operacionales*, Vol. 1. Prentice Hall, Mexico DF, segunda edición. 394 pp.
- Djordjevic, I. B. (2001). Homodyne psk receivers with costas loop for high-speed long-haul communications. *Telsiks IEEE*, **1**(1): 19–21.
- Domínguez, J., García Cárdenas, E., y Soto Ortíz, H. (2005). Sistemas de telecomunicaciones basados en la tecnología de wdm. *CICESE*, **1**(1): 1–98.
- Erza, I., Pak Tao Lau, A., Barros, J., y Joseph, K. (2008). Coherent detection in optical fiber systems. *Optic Express*, **16**(2): 753–791.
- Fabrega, J. M. y Prat, J. (2007). Homodyne receiver prototype with time-switching phase diversity and feedforward analog processing. *Optics Letters*, **32**(5): 463–465.
- Feigin, J. (2002). Practical Costas loop design. Designing a simple and inexpensive BPSK Costas loop carrier recovery circuit. *RF signal processing*, **1**(1): 20–36.
- Franz, J. H. y Jain, V. K. (2000). *Optical Communications Components and Systems*, Vol. 1. Narosa, Florida USA, primera edición. 717 pp.

- Gnauck, A. H. y P.J., W. (2005). Optical phase-shift-keyed transmission. *Journal of Lightwave Technology IEEE*, **23**(1): 115–130.
- Habbab, I., Kahn, J., y Greenstein, L. (1988). Phase-insensitive zero-if coherent optical system using phase switching. *Electronics Letters*, **24**(15): 974–976.
- Ho, K.-P. (2005). *Phase-Modulated Optical Communication Systems*, Vol. 1. Springer, Taipei, Taiwan, primera edición. 430 pp.
- Kaminow, I. P., Tingye, L., y Willner, A. E. (2008). *Optical Fiber Telecommunications V B Systems and Networks*, Vol. 2. Elsevier, San Diego Cal. USA, quinta edición. 915 pp.
- Kazovsky, L., Benedetto, S., y Willner, A. (1996). *Optical Fiber Communication Systems*, Vol. 1. Artech House, Norwood, MA, primera edición. 690 pp.
- Keiser, G. (2003). *Optical Communications Essentials*, Vol. 1. McGraw-Hill, New York, primera edición. 348 pp.
- Kikuchi, K. (2008). *Coherent optical communication systems. En: Optical Fiber Telecommunication Systems. Kaminow, Ivan*, Vol. 2. Prentice Hall, San Diego Cal. USA, quinta edición. 95-129 pp.
- Kim, D., Seon, Y.-k., Kim, H., y Choi, W.-y. (2007). 622mb/s bpsk demodulator with mixed-mode demodulation scheme. *IEEE Asian Solid-State Circuits Conference. Seoul, Corea. 2007*, **1**(1): 1–4.
- Optoplex (2009). 90 Optical Hybrid. *www.optoplex.com*, Octubre 2009.
- Sklar, B. (2001). *Digital Communications Fundamental and Applications*, Vol. 1. Prentice Hall, Los Angeles CA. USA, segunda edición. 1079 pp.
- Spilker, J. J. (1977). *Digital Communications by Satellite*, Vol. 1. Prentice Hall, New Jearsy USA, primera edición. 672 pp.
- Säckinger, E. (2005). *Broadband Circuits for Optical Fiber Communication*, Vol. 1. Wiley-Interscience, New Jearsy USA, primera edición. 436 pp.
- Verdeyen, J. T. (1995). *Laser Electronics*, Vol. 1. Prentice Hall, New Jearsy USA, tercera edición. 818 pp.
- ZCommunications (1991). VCO Produc Catalog. *Z Communications, Inc*, **1**(1): 162.