

TESIS DEFENDIDA POR

Jesús Roberto López Leandro

Y APROBADA POR EL SIGUIENTE COMITÉ

Dr. Arturo Arvizu Mondragón

Director del Comité

Dr. Enrique Mitrani Abenchuchan

Miembro del Comité

Dr. Francisco Javier Mendieta Jiménez

Miembro del Comité

M. en C. José Luis Briseño Cervantes

Miembro del Comité

Dra. María del Carmen Maya Sánchez

*Coordinadora del programa de
posgrado en Electrónica y telecomunicaciones*

Dr. David Hilario Covarrubias Rosales

Director de Estudios de Posgrado

4 de Septiembre de 2009

**CENTRO DE INVESTIGACIÓN CIENTÍFICA Y DE EDUCACIÓN
SUPERIOR DE ENSENADA**



**PROGRAMA DE POSGRADO EN CIENCIAS
EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES**

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE SUBSISTEMAS PARA LA RECEPCIÓN Y
DESMODULACIÓN ÓPTIMA DE UNA PORTADORA ÓPTICA CON
MODULACIÓN BPSK SOMETIDA A PERTURBACIONES ATMOSFÉRICAS.**

TESIS

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

MAESTRO EN CIENCIAS

Presenta:

JESÚS ROBERTO LÓPEZ LEANDRO

Ensenada, Baja California, México, Septiembre de 2009

RESUMEN de la tesis de **JESÚS ROBERTO LÓPEZ LEANDRO**, presentada como requisito parcial para la obtención del grado de MAESTRO EN CIENCIAS en ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES con orientación en INSTRUMENTACIÓN Y CONTROL. Ensenada, Baja California, Septiembre de 2009.

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE SUBSISTEMAS PARA LA RECEPCIÓN Y DESMODULACIÓN ÓPTIMA DE UNA PORTADORA ÓPTICA CON MODULACIÓN BPSK SOMETIDA A PERTURBACIONES ATMOSFÉRICAS.

Resumen aprobado por:

Dr. Arturo Arvizu Mondragón

Director de Tesis

La mayoría de los sistemas de comunicaciones ópticas actualmente en operación son del tipo modulación de intensidad y detección directa debido principalmente a su relativa sencillez de implementación. Adicionalmente, existen los sistemas con detección óptica coherente con ventajas potenciales importantes sobre los primeros, tales como una mayor selectividad en longitud de onda y una mayor sensibilidad en la etapa de recepción. Durante los años 80's y mediados de los 90's del siglo pasado existió una gran actividad de investigación y desarrollo tecnológico en comunicaciones ópticas coherentes, que fue disminuyendo gradualmente debido principalmente a la aparición de los amplificadores ópticos y a la gran limitante tecnológica impuesta por el ruido de fase de las fuentes ópticas. Sin embargo, recientemente ha resurgido el interés en dicho tipo de sistemas en una búsqueda por incrementar la capacidad de los sistemas WDM y en vista de nuevos desarrollos tecnológicos tanto en el área de las fuentes ópticas, foto-receptores balanceados, sistemas de procesamiento digital de señales de alta velocidad y aplicando técnicas novedosas de codificación y sincronización. La tendencia actual en comunicaciones ópticas coherentes se orienta principalmente a la compensación y procesamiento electrónico de las perturbaciones de la fase óptica en sistemas con modulación de fase y/o diferencial. La presente tesis se encuadra en este contexto, y versa sobre el desarrollo, implementación y evaluación de los subsistemas requeridos para la fotorrecepción y la desmodulación óptimas de una portadora óptica (modulada digitalmente en su fase) que es transmitida a través del espacio libre y sufre por lo tanto diversas perturbaciones ocasionadas por el canal estocástico. En particular, se diseñaron, implementaron y caracterizaron los siguientes subsistemas: a) control dinámico del estado de polarización y b) control automático de la longitud de onda de un oscilador local óptico. Se implementó asimismo una etapa de adquisición de datos de alta velocidad para procesamiento fuera de línea (usando un osciloscopio de alta velocidad), en particular para realizar la desmodulación de la fase de la portadora óptica recibida.

Palabras Clave: Comunicaciones ópticas coherentes, fotorrecepción óptima, desmodulación óptima.

ABSTRACT of the thesis presented by **JESÚS ROBERTO LÓPEZ LEANDRO**, in partial fulfillment of the requirements of the degree of **MASTER OF SCIENCES** in **ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATIONS** with orientation in **INSTRUMENTATION AND CONTROL**. Ensenada, Baja California, September 2009.

DESIGN AND IMPLEMENTATION OF SUBSYSTEMS FOR THE OPTIMAL PHOTORECEPTION AND DEMODULATION OF AN OPTICAL CARRIER WITH BPSK MODULATION AND AFFECTED BY ATMOSPHERIC PERTURBATIONS

Most of the optical communications systems currently in operation use the intensity modulation and direct detection (IM/DD) due to its relative easy implementation. In addition, there are the coherent detection systems with potential advantages over the IM/DD systems, such as bigger wavelength selectivity and reception sensitivity. During the 80's and mid-90's of the last century there was a great research and technological development on the optical coherent communications that was progressively decreasing mainly due to the invention of the optical amplifiers and the important technological limitations imposed by the phase noise of the optical sources. However, now there is a renewed interest on such kind of systems, on the search of increasing the capacity of the WDM systems and because of the new technological developments on the optical sources, the balanced photo-receivers, high-speed digital signal processing and using new codification and synchronization techniques. The current trend in optical coherent communications is oriented mainly towards the electronic compensation and processing of the perturbations on the optical phase on systems with phase modulation and/or with differential modulations. This thesis is related to the development, implementation and characterization of the subsystems required for an optimal photoreception and demodulation of an optical carrier (binary phase modulated) sent through the free space and then affected by different perturbations because of the stochastic channel. Specifically, we make the design, implementation and characterization of the following subsystems: a) dynamic control of the state of polarization and b) automatic control of the wavelength, both for an optical local laser oscillator. In addition, we implement a high-speed data acquisition stage for off-line processing based on the use of a high-speed oscilloscope. The off-line processing consists on an algorithm for the phase-demodulation of the optical carrier received.

Keywords: Coherent optical communications, optimal photoreception, optimal demodulation.

*A mis padres,
quienes siempre me
han apoyado en cada
meta de mi vida*

Agradecimientos

A mi director de tesis Dr. Arturo Arvizu por brindarme la oportunidad de trabajar bajo su tutela, y a pesar de sus ocupaciones siempre hacer un espacio en su agenda para atenderme.

A los miembros del comité Dr. Enrique Mitrani, Dr. Javier Mendieta y M. en C. Jose Luis Briseño por sus comentarios y participación en el trabajo.

A los profesores del posgrado por el conocimiento transmitido.

A todos los compañeros del posgrado, y en especial a quienes siempre estuvieron al pie del cañon Aurelio Payan, Cesar López, Cesar Victorino, Irwin Díaz, Israel Andrade, Israel Oropeza, Martha Rodriguez y Ramiro Castro.

A Rene Torres por su siempre atenta disposición en el prestamo de material.

A Daniela Chiquete por su ayuda y compañía incondicional.

A la familia Rodríguez especialmente a la señora Martha por brindarme su apoyo incondicional y haberme adoptado como un hijo.

A la familia Candela Chavero por haberme abierto las puertas de su casa y tratarme no como amigo, sino, como un miembro de ella.

A los integrantes del equipo de basketbol, futbol y sofbol.

A todo el personal del CICESE en especial a Cecilia González y Guadalupe Morales por haberme brindado su amistad.

Al CICESE por formar parte de mi preparación profesional.

Al CONACyT por su apoyo económico.

Contenido

	Página
Resumen en español	I
Resumen en inglés	II
Dedicatoria	III
Agradecimientos	IV
Contenido	V
Lista de Figuras	VII
Lista de Tablas	X
I.. Introducción	1
I.1. Antecedentes	2
I.2. Objetivo general	4
I.3. Objetivos particulares	4
II.. Sistemas de comunicaciones ópticas coherentes	5
II.1. Generalidades	5
II.2. Detección Homodina	8
II.3. Detección Heterodina	10
II.4. Requerimientos	11
II.4.1. Fotodetección Balanceada	11
II.4.2. Control automático de frecuencia de una portadora óptica	15
II.4.3. Control del estado de polarización de los campos ópticos (CEP)	17
II.5. Esquemas de Modulación-Desmodulación(EMD)	18
II.5.1. Formato ASK	20
II.5.2. Formato PSK	21
II.5.3. Formato FSK	21
II.5.4. Esquemas de desmodulación	22
III.. Diseño de los subsistemas CAF, CEP y EDM	25
III.1. Control automático de frecuencia de una portadora óptica	25
III.2. Control dinámico del estado de polarización de una señal óptica.	31
III.3. Estimación de fase óptica mediante el criterio de máxima verosimilitud.	35
IV.. Implementación y caracterización experimental.	38

Contenido (continuación)

	Página
IV.1. Control automático de frecuencia de una portadora óptica	39
IV.1.1. Funcionamiento del montaje experimental.	39
IV.1.2. Caracterización y pruebas.	43
IV.2. Control dinámico del estado de polarización de una señal óptica.	56
IV.2.1. Funcionamiento del montaje experimental.	56
IV.2.2. Caracterización y pruebas.	61
IV.3. Estimación de fase óptica mediante el criterio de máxima verosimilitud. . .	63
IV.3.1. Funcionamiento del sistema y captura de datos.	64
V.. Conclusiones.	67
V.1. Trabajo futuro	68
BIBLIOGRAFÍA	69

Lista de Figuras

Figura		Página
1.	Diagrama a bloques de un receptor coherente.	6
2.	Diagrama a bloques de un sistema de comunicaciones ópticas coherentes. . .	7
3.	Configuración básica de un fotodetector balanceado.	13
4.	Sistema de comunicaciones ópticas coherentes con el bloque de control automático de frecuencia (CAF).	17
5.	Sistema de comunicaciones ópticas coherentes con el bloque del controlador del estado de polarización.	18
6.	Esquemas de modulación para sistemas de comunicaciones ópticas coherentes: (a) esquema ASK, (b) esquema PSK, (c) esquema FSK.	19
7.	Probabilidad de error contra el número de fotones recibidos por bit en algunos sistemas de comunicaciones ópticas coherentes. Las gráficas etiquetadas a, b, c y d se refieren a sistemas PSK homodino, ASK homodino, FSK homodino y PSK heterodino, respectivamente.	24
8.	Gráfica frecuencia-Temperatura de un diodo láser de semiconductor típico. . .	28
9.	Diagrama a bloques de un subsistema de control automático de frecuencia. . .	28
10.	Diagrama a bloques propuesto para el subsistema de control automático de frecuencia. O/E: convertidor de señal óptica a eléctrica.	29
11.	Diagrama a bloques del algoritmo propuesto para el subsistema de control automático de frecuencia.	30
12.	Controlador de polarización lazo de fibra.	33
13.	Diagrama a bloques de un subsistema de control del estado de la polarización. O/E: convertidor de señal óptica a eléctrica.	34
14.	Diagrama a bloques propuesto para el montaje experimental del sistema de control del estado de la polarización. O/E: convertidor de señal óptica a eléctrica.	34
15.	Diagrama del algoritmo propuesto para el control del estado de la polarización.	35
16.	Diagrama a bloques del estimador de fase óptica.	36

Lista de Figuras (continuación)

Figura	Página
17. Diagrama de flujo del algoritmo propuesto para la captura de datos.	36
18. Diagrama a bloques para la captura de datos del estimador de fase óptica. . .	37
19. Diagrama a bloques de un sistema de comunicaciones ópticas coherentes con los subsistemas diseñados.	38
20. Montaje experimental del subsistema de control automático de frecuencia. GRIN: Lente colimador, O/E: convertidor de señal óptica a eléctrica.	39
21. Algoritmo implementado en el montaje experimental.	40
22. Gráfica de la diferencia de frecuencia en corrida libre de ambos láseres. . . .	44
23. Histograma de la diferencia de frecuencia.	44
24. Mediciones del CAF potencia máxima -11.2 dBm.	45
25. Histograma de las mediciones del CAF -11.2 dBm.	45
26. Mediciones del CAF a una potencia óptica de -12.4 dBm.	46
27. Histograma del CAF a una potencia óptica de -12.4 dBm.	46
28. Mediciones del CAF con potencia óptica de -13.8 dBm.	47
29. Histograma del CAF a una potencia de -13.8 dBm.	47
30. Mediciones del CAF con potencia óptica de -15.0 dBm.	48
31. Histograma del CAF a una potencia de -15.0 dBm.	48
32. Montaje experimental del CAF con otro láser. O/E: Convertidor de señal óptica a eléctrica.	50
33. Algoritmo implementado en el montaje experimental.	50
34. Gráfica de la diferencia de frecuencia en corrida libre de ambos láseres. . . .	51
35. Histograma de la gráfica anterior.	51
36. Mediciones del CAF a una potencia óptica de -11 dBm.	52
37. Histograma de la figura anterior.	52
38. Mediciones del CAF a una potencia óptica de -13 dBm.	53
39. Histograma de la figura anterior.	53

Lista de Figuras (continuación)

Figura	Página
40. Mediciones del CAF a una potencia óptica de -15 dBm.	54
41. Histograma de la figura anterior.	54
42. Montaje experimental para el sistema de control del EDP. GRIN: Lente colimador. O/E: Convertidor de señal óptica a eléctrica.	56
43. Algoritmo implementado en el laboratorio.	57
44. Diagrama a bloques del sistema de control del CEP.	59
45. Diagrama eléctrico del circuito acondicionador de la señal de entrada.	59
46. Circuito de voltaje unipolar en la entrada y bipolar en la salida.	60
47. Mediciones de la señal del fotodetector (CEP desactivado).	61
48. Histograma de la figura anterior.	61
49. Mediciones de la señal del fotodetector (CEP activado).	62
50. Histograma de la figura anterior.	62
51. Algoritmo implementado en el laboratorio.	63
52. Diagrama a bloques para la captura de datos del estimador de fase óptica.	65
53. Datos capturados del primer canal(datos enviados).	65
54. Datos capturados del segundo canal(datos recibidos).	65
55. Datos capturados del tercer canal(reloj).	66

Lista de Tablas

Tabla	Página
I. Material y equipo utilizado en el montaje experimental.	41
II. Características del fotorreceptor New Focus 1544-A.	41
III. Características técnicas del láser TLB 3902.	42
IV. Características técnicas del láser New Focus 6262.	42
V. Características del frecuencímetro HP 5342.	42
VI. Características técnicas del láser GB5A.	49
VII. Material y equipo utilizado en el montaje experimental.	58
VIII. Características del fotorreceptor THORLABS SIR5.	58
IX. Características del torsionador de fibra óptica EPC-400.	58
X. Material y equipo utilizado en el montaje experimental.	64

Capítulo I

Introducción

La noción de transmitir información por medio de la luz se remonta a mucho tiempo atrás. Los clásicos heliógrafos y la transmisión de señales de humo ilustran lo anterior.

Remontándonos al año 1880, Alexander Graham Bell fabricó un aparato -el fonógrafo- el cual transmitía señales de voz por medio de la luz a cortas distancias. Este constaba de un sistema de lentes que enfocaban un rayo de luz solar modulado en intensidad y que era transmitido por el espacio libre. Aunque conceptualmente correcto, su aplicación práctica no fue posible por dos motivos: la fuente de luz no era adecuada y el medio de propagación presentaba pérdidas muy grandes.

A mediados del siglo XX surgió un método para producir radiaciones electromagnéticas controladas en la longitud de onda del espectro visible; esto se logró manipulando los estados energéticos de los átomos, cambiando simultáneamente sus niveles, dando lugar a lo que hoy en día conocemos como LASER por sus siglas en inglés (*Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation*). Una de las características principales de un láser es que genera luz coherente (ondas de la misma frecuencia y oscilaciones de fase constante) conformando así en su salida un haz de luz coherente.

De esta manera el láser permitió considerar de nuevo la idea de transmitir información por medio de la luz, y en la actualidad el canal de fibra óptica constituye el medio de comunicaciones de mayores prestaciones y de más alta potencialidad, aunque los sistemas no guiados, atmosféricos y espacio libre, mantienen un importante nicho de aplicaciones en los escenarios fijo y móvil.

I.1. Antecedentes

La mayoría de los sistemas de comunicaciones ópticas por fibra óptica e inalámbricos actualmente en operación son del tipo modulación de intensidad y detección directa (muy atractivos por su relativa sencillez de implementación). Por otro lado, existen también los sistemas con detección óptica coherente con ventajas potenciales importantes sobre los primeros: una mayor selectividad en longitud de onda, mayor sensibilidad en la etapa de recepción (Ho, 2005), etc. Lo que en teoría permite lograr distancias mayores en los enlaces ópticos con posibilidad de una multicanalización por división de longitud de onda (WDM) más densa (Kahn y Ho, 2006), además de una mayor eficiencia espectral (Lyuborminsky, 2006). Durante los años 80's y mediados de los 90's del siglo pasado existió una gran actividad de investigación y desarrollo tecnológico en comunicaciones ópticas coherentes, que fue disminuyendo gradualmente debido principalmente a la aparición de los amplificadores ópticos y a la gran limitante tecnológica impuesta por el ruido de fase de las fuentes ópticas (Kazovsky *et al.*, 1996). Sin embargo, recientemente ha resurgido el interés en dichos sistemas (Lyuborminsky, 2006; Kahn y Ho, 2006; Kazovsky *et al.*, 1996), en una búsqueda por incrementar la capacidad de los sistemas WDM y en vista de nuevos desarrollos tecnológicos tanto en el área de las fuentes ópticas, foto-receptores balanceados, sistemas de procesamiento digital de señales de alta velocidad (Taylor, 2004) y aplicando técnicas novedosas de codificación y sincronización. La tendencia actual en comunicaciones ópticas coherentes se orienta principalmente a la compensación y procesamiento electrónico de las perturbaciones de la fase óptica en sistemas con modulación de fase y/o diferencial (Tsukamoto, 2006; Taylor, 2004; Ramírez Iñiguez *et al.*, 2008).

En términos generales se distinguen tres etapas fundamentales en los sistemas de comunicaciones: transmisor, canal de comunicaciones y receptor. En comunicaciones ópticas, el

elemento principal en la etapa de transmisión es una fuente de luz coherente, generalmente un láser que funge como señal portadora. De esta manera, la señal que contiene la información (señal moduladora) modifica algunas propiedades de la portadora (por ejemplo fase, frecuencia, amplitud o incluso estados de polarización). La señal luminosa con la información por transmitir (portadora óptica modulada) se envía a través del canal de comunicaciones al sitio deseado. En general, la etapa de recepción es la parte más compleja y está constituida por una etapa de fotodetección y otra de desmodulación. En la fotodetección la radiación luminosa es convertida en una señal eléctrica. La etapa de desmodulación utiliza un conjunto de circuitos para recuperar la información transmitida a partir de la señal eléctrica generada en la fotodetección y para un sistema coherente (que es el de nuestro interés) es necesaria también una fuente de luz local en la etapa de recepción, la cual se mezcla con la señal recibida para mejorar sus características y obtener la señal de frecuencia intermedia para ser procesada posteriormente.

Además de los sistemas de comunicaciones por fibra óptica, existen los sistemas ópticos inalámbricos la mayoría de los cuales son de modulación de intensidad y detección directa debido a su implementación relativamente sencilla. Existen también sistemas que emplean la detección coherente con un principio análogo al de los sistemas de radiofrecuencia, requiriendo del uso de un oscilador local para sintonizar la frecuencia de interés. A cambio de un diseño e implementación más complejo la utilización de la detección coherente permite aprovechar las ventajas asociadas a los esquemas de modulación angular e incluso del estado de polarización del campo óptico, tales como una mayor sensibilidad en la etapa de recepción, una mejor eficiencia espectral y una mayor selectividad en longitud de onda, lo que permite (al menos teóricamente) lograr distancias mayores en los enlaces ópticos con la posibilidad de una multicanalización por división de longitud de onda más densa. Como se mencionó anteriormente, los sistemas de comunicaciones ópticas con detección directa

generalmente solo aprovechan la información transmitida en las variaciones de la amplitud del campo óptico. Para poder aprovechar la mayoría de las ventajas inherentes a los sistemas con detección óptica coherente es necesario cumplir con algunos compromisos, entre otros: a) que la diferencia entre la longitud de onda de la portadora óptica recibida y el oscilador local óptico sea constante (igual a cero para los sistemas homodinos) y b) que ambos campos ópticos tengan el mismo estado de polarización, para lograr una buena eficiencia en la mezcla y obtención de la señal eléctrica de batimiento lo que redundará en un mejor desempeño de la etapa de desmodulación de fase, para el sistema de transmisión/recepción más eficiente.

I.2. Objetivo general

Diseñar, implementar y evaluar los subsistemas requeridos para la desmodulación óptima de una portadora óptica con modulación binaria de su fase en un enlace óptico inalámbrico con detección coherente.

I.3. Objetivos particulares

- Diseñar, implementar y evaluar un subsistema de control dinámico de longitud de onda.
- Diseñar, implementar y evaluar un subsistema de control dinámico del estado de la polarización de la luz.
- Implementar y evaluar un algoritmo pertinente para la estimación de fase óptica y recuperación de la señal de datos.

Capítulo II

Sistemas de comunicaciones ópticas coherentes

II.1. Generalidades

La gran mayoría de los sistemas de comunicaciones ópticas que se encuentran funcionando actualmente, están basados en un simple esquema de modulación digital en el cual una secuencia de datos modula la intensidad de una portadora óptica dentro del transmisor y la señal así obtenida es transmitida a través de la fibra al receptor óptico, convirtiéndola en la señal digital original en el dominio eléctrico. Dicho esquema es referido como modulación de intensidad con detección directa (IM-DD por sus siglas en inglés). Existen muchos esquemas alternativos que transmiten información modulando la frecuencia o la fase de la portadora óptica y detectan la señal transmitida utilizando técnicas de detección homodinas o heterodinas. Como la coherencia de la fase juega un papel importante en estos esquemas, a dichos sistemas de comunicaciones ópticas se les llama sistemas de comunicaciones ópticas coherentes.

En un sistema de comunicaciones ópticas coherentes, el término coherente determina que en la etapa de recepción la señal de la portadora óptica modulada se mezcla con otra señal óptica generada en el receptor, por un oscilador local. En la figura 1 se muestra un esquema de detección coherente.

Los sistemas de comunicaciones ópticas coherentes ofrecen características teóricas superiores a las obtenidas en los sistemas IM-DD. En primer lugar, pueden alcanzar una mayor sensibilidad, lo que permite un incremento en el espaciamiento entre repetidores para

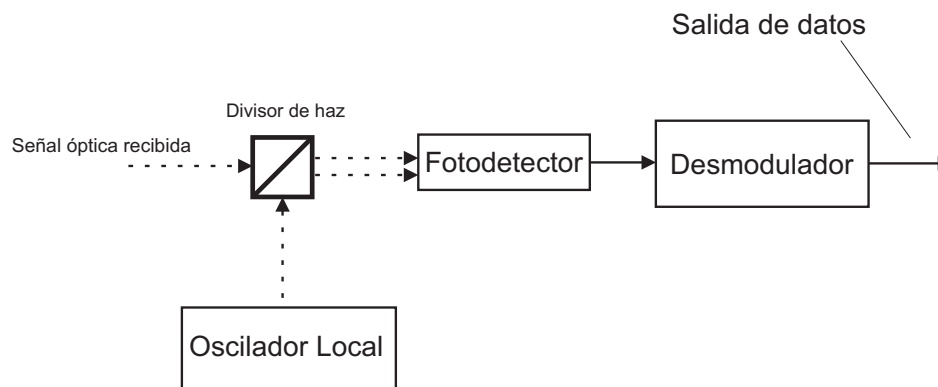


Figura 1. Diagrama a bloques de un receptor coherente.

las comunicaciones punto a punto (Carlson, 1986). Otro aspecto importante de los sistemas coherentes es su alta selectividad frecuencial (Gagliardi y Karp, 1995), lo que se refleja en el aumento de la densidad de canales de información al utilizar por ejemplo, la técnica de multicanalización en frecuencia (*FDM, Frequency Division Multiplexing*). Bajo el contexto actual (IM-DD), la técnica de multicanalización se denomina por división en longitud de onda (*WDM, Wavelength Division Multiplexing*) ya que cada canal utiliza una portadora óptica que se encuentra separada de las dos portadoras adyacentes, por un intervalo que, en el dominio de la frecuencia, puede corresponder a decenas o centenas de GHz debido al enorme ancho de banda de los filtros ópticos pasabanda utilizados en el selector. Es por esta razón que las portadoras y su espaciamiento se definen en términos no de frecuencia sino de longitud de onda. Utilizando un esquema coherente, la separación entre canales puede disminuir notablemente debido a que los filtros ópticos son remplazados por filtros eléctricos. A diferencia del esquema IM-DD, en un sistema coherente puede ser modulada la fase, frecuencia e incluso el estado de polarización de la portadora óptica, lo que habilita poder utilizar técnicas poderosas para transmitir mayor cantidad de información empleando un menor ancho de banda (Tosco, 1990).

En la figura 2 se ilustra la idea básica de un sistema de comunicaciones ópticas cohe-

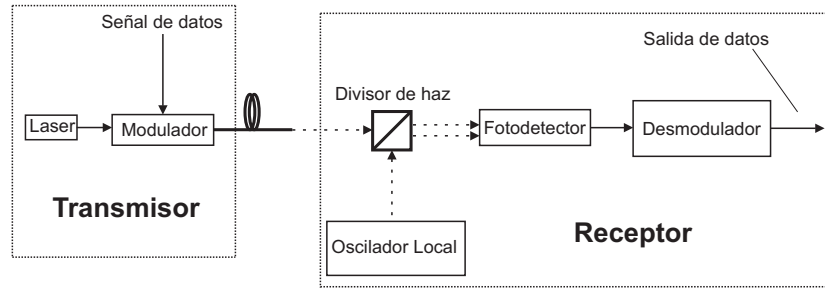


Figura 2. Diagrama a bloques de un sistema de comunicaciones ópticas coherentes.

rentes, en donde se puede observar que la luz láser es modulada por una señal de datos. Posteriormente, la portadora modulada se propaga por la fibra óptica. En la etapa de recepción, se mezcla la luz proveniente del transmisor con la luz proveniente de otra fuente láser conocida como el oscilador local (OL). el campo generado por la mezcla de dos ondas ópticas incide sobre el elemento fotodetector. Finalmente, la información originalmente transmitida es recuperada en la etapa de desmodulación.

Supongamos que los campos eléctricos de la señal portadora E_S y del oscilador local E_{OL} están representados por las siguientes ecuaciones:

$$E_S = \sqrt{2P_S} \cos(\omega_S t + \phi_S) \quad (1)$$

$$E_{OL} = \sqrt{2P_{OL}} \sin(\omega_{OL} t + \phi_{OL}) \quad (2)$$

donde P_S , ω_S , y ϕ_S son la potencia, la frecuencia y la fase del campo óptico de la señal portadora, respectivamente, a la entrada de un fotodetector, y P_{OL} , ω_{OL} , y ϕ_{OL} son los parámetros correspondientes del oscilador local, respectivamente (Agrawal, 2002). Suponiendo que ambos campos están polarizados idénticamente (las fluctuaciones de la polarización son tratadas en la sección II.4.3). El fotodetector funciona como un dispositivo de ley cuadrática, de esta

manera la potencia generada a la salida del detector puede ser calculada usando (1) y (2):

$$P(t) = (E_S + E_{OL})^2 \quad (3)$$

$$P(t) = P_S + P_{OL} + 2\sqrt{P_S P_{OL}} \cos[\omega_{FI} t + \phi_S - \phi_{OL}] \quad (4)$$

donde

$$\omega_{FI} = \omega_S - \omega_{OL} \quad (5)$$

En (4) el término con frecuencia angular de ω_{FI} es llamado frecuencia intermedia (FI). Cuando $\omega_S \neq \omega_{OL}$, la señal óptica es desmodulada en dos etapas; la frecuencia de la portadora primero es convertida en una frecuencia intermedia (típicamente entre 0.1-5GHz) antes de que la señal sea desmodulada a banda base. No siempre es necesario utilizar una frecuencia intermedia (Agrawal, 2002).

De hecho, existen dos diferentes técnicas de detección coherente de las cuales se pueden escoger, dependiendo del si el valor de ω_{FI} es cero o no. Son conocidas como técnicas de detección homodina o heterodina.

II.2. Detección Homodina

En esta técnica de detección coherente, la frecuencia del oscilador local ω_{OL} es seleccionada para coincidir con la frecuencia de la señal de información ω_S de tal forma que $\omega_{FI} = 0$. De la ecuación 4, la corriente del fotodiodo ($I = RP$) se puede obtener de la siguiente manera:

$$I(t) = R\{P_S + P_{OL} + 2\sqrt{P_S P_{OL}} \cos[\phi_S - \phi_{OL}]\} \quad (6)$$

donde R es la responsividad del fotodetector; típicamente $P_{OL} \gg P_S$ por lo que $P_S + P_{OL} \approx P_{OL}$. El último término de la ecuación 6 contiene la información transmitida y es utilizado por el circuito de decisión. Considerando el caso en que la fase de la señal del oscilador local esté amarrada con la fase de la señal de información de tal modo que $\phi_S = \phi_{OL}$. La señal homodina sería:

$$I_{hom}(t) = 2R\sqrt{P_S P_{OL}} \quad (7)$$

La ventaja principal de la detección homodina es evidente dada la ecuación 7, tomando en cuenta que la señal de corriente en un sistema de detección directa está dada por $I_{dd}(t) = RP_S(t)$. Siendo \bar{P}_S el promedio de la potencia óptica, el promedio de la potencia eléctrica se incrementa por un factor de $4P_{OL}/\bar{P}_S$. Debido a que P_{OL} puede llegar a ser mucho más grande que \bar{P}_S , el aumento en potencia puede exceder los 20 dB. Además se alcanza el límite de ruido shot con lo que se mejora notablemente la relación señal a ruido-SNR por sus siglas en inglés (*Signal-Noise Ratio*)-(Agrawal, 2002).

Otra ventaja de la detección coherente se puede observar en la ecuación 6. Puesto que el último término de la ecuación contiene la fase de la señal explícitamente, es posible transmitir información modulando la fase o la frecuencia de la señal portadora. La detección directa no permite la modulación de la fase o de la frecuencia de la señal portadora, puesto que toda la información acerca de la fase se pierde.

Una desventaja de la detección homodina está relacionada con la sensibilidad de la fase. Ya que el último término en la ecuación 6 contiene explícitamente la fase del oscilador local ϕ_{OL} , obviamente debe de estar controlada. Idealmente, ϕ_S y ϕ_{OL} deberían permanecer constantes a excepción de la modulación intencional de ϕ_S . En la práctica, ϕ_S y ϕ_{OL} fluctúan con

el tiempo de una manera aleatoria. No obstante, su diferencia $\phi_S - \phi_{OL}$ puede ser manipulada para permanecer constante con el uso de un lazo de amarre de fase. La implementación de dicho lazo no es de ningún modo sencilla, complicando de esta manera el diseño de los receptores ópticos homodinos. Adicionalmente, igualar la frecuencia del oscilador local con la de la señal de información, establece requerimientos estrictos en cuanto a ambas fuentes ópticas. Dichos problemas pueden ser superados con el uso de la detección heterodina, discutida en la siguiente sección (Agrawal, 2002).

II.3. Detección Heterodina

En el caso de la detección heterodina la frecuencia del oscilador local ω_{OL} es escogida para diferir con la frecuencia de la señal de información ω_S con tal de que la frecuencia intermedia ω_{FI} tenga un valor cercano a la región de microondas ($\omega_{FI} \sim 1GHz$). Usando la ecuación 4 junto con $I = RP$, la corriente del fotodetector está dada por:

$$I(t) = R\{P_S + P_{OL} + 2\sqrt{P_S P_{OL}} \cos[\omega_{FI} t + \phi_S - \phi_{OL}]\} \quad (8)$$

Debido a que en la práctica $P_{OL} \gg P_S$, el término de corriente directa prácticamente constante y puede removerse fácilmente mediante de filtros pasabanda (Agrawal, 2002). La señal heterodina está dada por el término restante en la ecuación, el cual se representa así:

$$I_{het}(t) = 2R\sqrt{P_S P_{OL}} \cos[\omega_{FI} t + \phi_S - \phi_{OL}] \quad (9)$$

De manera similar al caso de la detección homodina, la información puede ser transmitida ya sea modulando la amplitud, la fase o la frecuencia de la señal portadora. Más importante, el oscilador local “amplifica” la señal recibida por un factor grande, mejorando la

relación señal a ruido. Sin embargo, esta mejora es disminuida por un factor de al menos 3 dB comparada con el caso homodino. Esta reducción es conocida como la penalización por detección-heterodina (Agrawal, 2002).

La ventaja ganada a expensas de la penalización de 3-dB es que el diseño del receptor se simplifica considerablemente por que el lazo de amarre de fase no es necesario. Fluctuaciones en ambas ϕ_S y ϕ_{OL} necesitan ser controladas utilizando láseres de semiconductor de ancho de línea angosto para ambas fuentes ópticas. Esta característica hace del esquema de detección heterodino, un esquema muy adecuado para la implementación práctica de los sistemas de comunicaciones ópticas coherentes.

II.4. Requerimientos

Se ha mencionado que los sistemas de comunicaciones ópticas coherentes presentan múltiples ventajas frente a los sistemas de detección directa. Esta mejora significa, sin embargo, una mayor complejidad tecnológica, lo cual ha impedido que hasta el momento se hayan desarrollado sistemas coherentes comerciales, en la misma medida que se ha hecho con los sistemas de radio frecuencia. A continuación, se mostrarán algunos de los compromisos necesarios para lograr un sistema de comunicaciones ópticas coherentes.

II.4.1. Fotodetección Balanceada

La detección balanceada o diferencial, ha sido ampliamente reconocida por su mayor sensibilidad ante la detección simple, al medir o detectar señales de bajo nivel en el que el ruido dominante es aditivo y de modo común (Marsland, 1994).

En un sistema óptico con detección coherente, el uso de un esquema balanceado, permite tanto reducir o eliminar el ruido de intensidad de la señal de información y del oscilador

local, como utilizar prácticamente el total de la potencia entregada por el oscilador local. La configuración balanceada consiste en utilizar fotodetectores con eficiencias cuánticas iguales en cada uno de los dos puertos de salida, ya sea de un acoplador óptico o de un divisor de haz. Las señales eléctricas generadas por los fotodetectores pueden sustraerse eliminando o reduciendo las señales de modo común. La influencia de la fluctuación en intensidad de la señal en las características de sensibilidad no es realmente significativa, sin embargo, el ruido de intensidad del oscilador local sí puede ser capaz de afectar la sensibilidad de los receptores coherentes, debido a la relativamente alta potencia del oscilador local en comparación con la potencia de la señal de información (Abbas *et al.*, 1983). Al utilizar un esquema de recepción balanceada, se requiere un divisor de haz que introduzca una diferencia de fase de π radianes entre los dos puertos de salida con el propósito de que, al sustraer las corrientes provenientes de cada fotodetector, la señal de modo común sea suprimida y la señal de modo diferencial sea amplificada.

Por otro lado, en un receptor con un sólo fotodetector se perdería una cantidad significativa de la potencia del oscilador local y de la señal de información, incluso utilizando el divisor de haz más apropiado. En un receptor balanceado, se aprovecha prácticamente la totalidad de la potencia del oscilador local al utilizar ambos puertos de salida del divisor de haz, aumentando la sensibilidad del receptor alrededor de 6 a 7 dB en comparación con la configuración de un sólo detector (Ebskamp y Pedersen, 1992).

La figura 3 muestra la configuración básica de un fotodetector balanceado. El receptor consiste en un divisor de haz, dos fotodetectores, y un mezclador diferencial.

La señal de información y del oscilador local son alimentadas en cada uno de los puertos de entrada del divisor de haz (alternativamente podría utilizarse un acoplador direccional de fibra óptica híbrido de 180°).

Considerando que los campos eléctricos de la señal de información, $E_S(t)$, y del oscilador

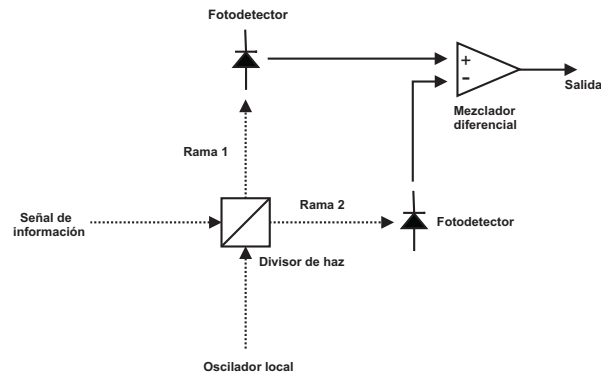


Figura 3. Configuración básica de un fotodetector balanceado.

local, $E_{OL}(t)$, son

$$E_S(t) = \sqrt{2P_S(t)} \cos(\omega_S t + \phi_S) \quad (10)$$

$$E_{OL}(t) = \sqrt{2P_{OL}(t)} \sin(\omega_{OL} t + \phi_{OL}) \quad (11)$$

donde $P_S(t)$, $P_{OL}(t)$, ω_S , ω_{OL} , ϕ_S y ϕ_{OL} representan las potencias, las frecuencias angulares ópticas, y fases ópticas de la señal de información y del oscilador local respectivamente. Tomando en cuenta estas consideraciones, la potencia de la señal de información y del oscilador local son funciones del tiempo, t , lo cual implica fluctuaciones de intensidad en la potencia de la señal de información y del oscilador local.

Suponiendo que el divisor de haz tiene una perfecta relación de división de 50% y la longitud de las trayectorias ópticas y eléctricas entre la salida del divisor del haz y la entrada del mezclador diferencial son las mismas para las ramas 1 y 2, el campo eléctrico de la señal de información en la rama 1, la cual es reflejada por el divisor de haz, tiene una diferencia de fase de π respecto al campo eléctrico de la señal de información que pasa a través del divisor de haz hacia la rama 2. La misma situación aplica para el campo eléctrico del oscilador local.

Por lo tanto, el campo eléctrico de la señal de información y del oscilador local en cada rama puede expresarse como:

$$E_{S1}(t) = \sqrt{2P_S(t)} \cos(\omega_S t + \phi_S - \pi) \quad (12)$$

$$E_{S2}(t) = \sqrt{2P_S(t)} \cos(\omega_S t + \phi_S) \quad (13)$$

$$E_{OL1}(t) = \sqrt{2P_{OL}(t)} \sin(\omega_{OL} t + \phi_{OL}) \quad (14)$$

$$E_{OL2}(t) = \sqrt{2P_{OL}(t)} \sin(\omega_{OL} t + \phi_{OL} - \pi) \quad (15)$$

donde debido al uso del divisor de haz una diferencia de fase se observa en ϕ_S y ϕ_{OL} , y un subíndice para cada campo eléctrico denota el nombre de la rama (Bar-David y Salz, 1988). A partir de las ecuaciones 12 a 15, la corriente generada en la salida de cada fotodetector puede ser calculada como

$$i_{IF1} = \frac{R}{2} \{P_S(t) + P_{OL}(t) + 2\sqrt{P_S(t)P_{OL}(t)} [\cos(\omega_S - \omega_{OL}) t + \phi_S - \phi_{OL}]\} \quad (16)$$

$$i_{IF2} = \frac{R}{2} \{P_S(t) + P_{OL}(t) - 2\sqrt{P_S(t)P_{OL}(t)} [\cos(\omega_S - \omega_{OL}) t + \phi_S - \phi_{OL}]\} \quad (17)$$

donde R es la responsividad de cada fotodetector, asumiendo que es la misma para la rama 1 y rama 2.

Usando las ecuaciones 16 y 17, la salida del mezclador diferencial es la siguiente:

$$i_{IF} = 2R\sqrt{P_S(t)P_{OL}(t)} [\cos(\omega_S - \omega_{OL}) t + \phi_S - \phi_{OL}] \quad (18)$$

A partir de la ecuación 18, podemos observar que las fluctuaciones de intensidad debido a la señal de información y del oscilador local pueden ser eliminadas efectivamente, en virtud de la operación diferencial del receptor balanceado, porque la intensidad del ruido de la señal de información y del oscilador local en cada rama están perfectamente correlacionadas.

Las ecuaciones anteriores se obtuvieron dando por hecho que la razón de separación del divisor de haz es exactamente de 50 % y que la longitud de la trayectoria en cada una de las ramas, incluyendo trayectorias ópticas y eléctricas, son totalmente idénticas. Sin embargo, en la práctica es difícil conseguir dos fotodetectores con características similares, y tampoco es fácil obtener la misma longitud en las trayectorias. Por consiguiente, la capacidad de moderar el ruido de modo común en un receptor balanceado es limitado a cierto valor, usualmente expresado como la razón de rechazo de modo común (*CMRR*, *Common Mode Rejection Ratio*) (Okoshi y Kikuchi, 1988). El CMRR se define como la capacidad del receptor balanceado en atenuar, suprimir o rechazar los términos comunes, es decir, los términos de $\frac{1}{2}P_S(t)$ y $\frac{1}{2}P_{OL}(t)$ en 16 y 17, y amplificar las señales en modo diferencial: $\sqrt{P_S(t)P_{OL}(t)} \cdot \sin(\bullet)$.

II.4.2. Control automático de frecuencia de una portadora óptica

Las características de los láseres de semiconductor utilizados en el transmisor y en el receptor, es decir, la señal portadora y el oscilador local respectivamente, constituyen uno de los requerimientos más importantes de los sistemas coherentes ya que en esta técnica de detección se necesitan fuentes de luz con gran estabilidad y pureza espectral.

Además, una fuente de luz láser incluso en ausencia de modulación, no es portadora ideal (es decir, con un ancho de línea igual a cero) sino que al sufrir severamente de ruido de fase originado principalmente por la emisión espontánea del material, el espectro del ancho de línea del láser se expande en un intervalo de frecuencias (Saleh y Teich, 1991). Es probable que esta sea la razón principal por la cual las técnicas de recepción coherentes, tan útiles en radio frecuencia y microondas, no puedan ser fácilmente utilizadas en el dominio óptico.

El ruido de fase inherente de las fuentes de luz láser que afecta el espectro de salida se ve reflejado en un ensanchamiento espectral considerable (comparado con los osciladores de radio frecuencia), por lo tanto, cuando se lleva a cabo la detección coherente homodina se translada a banda base una referencia ruidosa que dificulta las operaciones de desmodulación y sincronización. El ruido de fase también contribuye a un desplazamiento lento en el espectro (Garret *et al.*, 1990).

Esto crea la necesidad de un control automático de frecuencia, para dar seguimiento al desplazamiento del espectro y para mantener al oscilador local sintonizado a una frecuencia lo suficientemente cercana a la frecuencia de la señal portadora, como para lograr la interferencia de ambos campos, evitando la pérdida de datos en la parte de desmodulación.

La ecuación 19 muestra la relación que existe entre la longitud de onda λ y la frecuencia f de una señal óptica.

$$f = \frac{c}{\lambda} \quad (19)$$

donde c representa la velocidad de la luz en el medio de transmisión.

En la figura 4 se puede observar el bloque de control automático de frecuencia (CAF) en un sistema de comunicaciones ópticas coherentes.

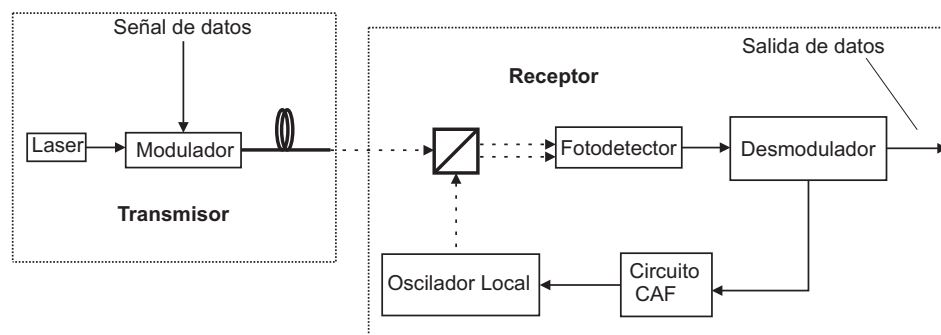


Figura 4. Sistema de comunicaciones ópticas coherentes con el bloque de control automático de frecuencia (CAF).

II.4.3. Control del estado de polarización de los campos ópticos (CEP)

El estado de polarización de la señal óptica recibida por el receptor de los sistemas de detección directa no tiene ninguna repercusión, ya que la corriente generada por el fotodetector sólo depende del número de fotones incidentes. Este no es el caso de los receptores en los sistemas de detección coherente, cuya operación requiere que los estados de polarización de la señal portadora y el oscilador local sean iguales.

Así, los sistemas de comunicaciones ópticas coherentes por fibra óptica e inalámbricos, también se enfrentan al problema de las fluctuaciones del estado de polarización de la señal óptica, debido a que el estado de polarización de la señal recibida es diferente al que fue enviado a través de la fibra en el transmisor, además éste cambia con el tiempo dependiendo de fluctuaciones del ambiente, tales como temperatura y tensión (Okoshi, 1981). En el canal inalámbrico las constantes de tiempo de estas variaciones pueden tener periodos que van de segundos hasta horas, dependiendo de la magnitud y razón de cambio de las perturbaciones atmosféricas. Estos cambios aleatorios en el estado de polarización causan el mal emparejamiento de los estados de polarización de la señal de información y del oscilador local, resultando así en una variación de la sensibilidad del receptor.

La mezcla de la señal de información con la del oscilador local es generada en el foto-

detector y, para lograr un batimiento eficiente, los estados de polarización de ambas ondas deben de ser iguales. De otra manera, la potencia de la señal óptica incidente sobre el detector puede presentar fluctuaciones y/o niveles muy bajos. Esto implica que se requiere de una estructura de recepción que posea un control dinámico del estado de polarización de la luz (Walker y Walker, 1990). En la figura 5 se observa un sistema de comunicaciones ópticas coherentes con el bloque del controlador del estado de polarización.

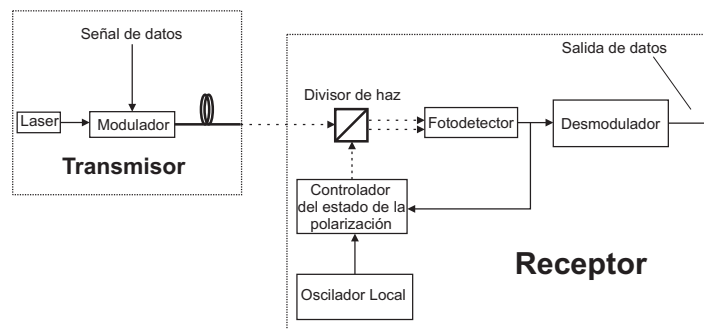


Figura 5. Sistema de comunicaciones ópticas coherentes con el bloque del controlador del estado de polarización.

II.5. Esquemas de Modulación-Desmodulación(EMD)

Una de las ventajas importantes que ofrece el uso de técnicas de detección coherentes es que tanto la amplitud como la fase de la señal recibida pueden ser detectadas y medidas. Esta característica nos da la posibilidad de enviar información ya sea modulando la amplitud, la frecuencia o la fase de la señal óptica portadora. En el caso de sistemas de comunicaciones digitales, las tres posibilidades dan lugar a los formatos conocidos como modulación por cambio de amplitud ASK (*Amplitude-Shift Keying*), modulación por cambio de frecuencia FSK (*Frequency-Shift Keying*) y modulación por cambio de fase PSK (*Phase-Shift Keying*). La figura 6 muestra esquemáticamente los tres formatos de modulación para una secuencia

de bits dada (Agrawal, 2002).

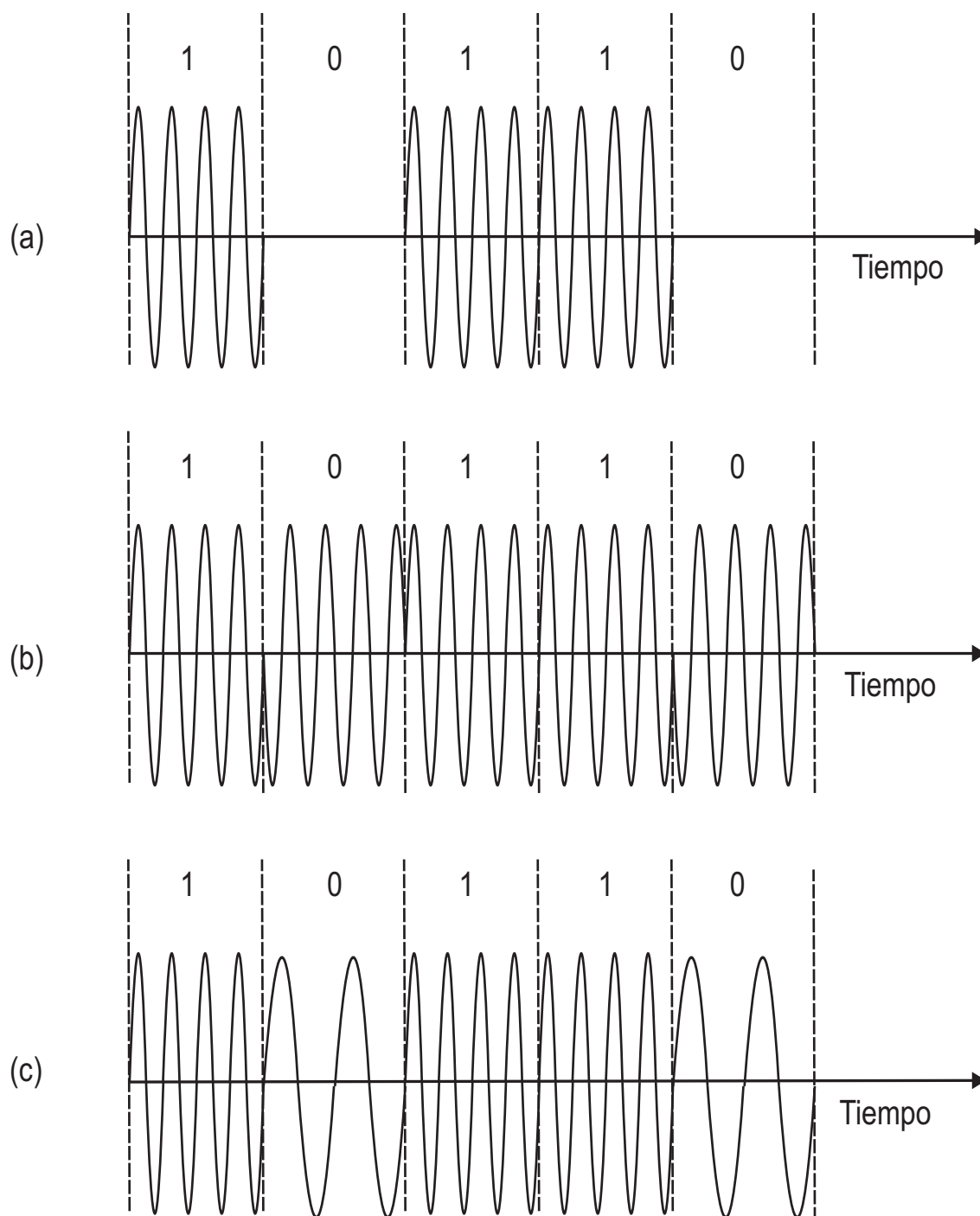


Figura 6. Esquemas de modulación para sistemas de comunicaciones ópticas coherentes: (a) esquema ASK, (b) esquema PSK, (c) esquema FSK.

II.5.1. Formato ASK

El campo eléctrico de una señal óptica puede representarse de la siguiente manera:

$$E_S(t) = A_S(t) \cos[\omega t + \phi] \quad (20)$$

En el caso del formato ASK, la amplitud de A_S es modulada mientras que ω y ϕ se mantienen constantes(ver figura 6(a)). Para modulación binaria digital, A_S toma uno de los dos valores durante cada periodo de bit, dependiendo de si es un 1 o un 0 el que se está enviando. En la mayoría de las situaciones prácticas, A_S es puesta a cero durante la transmisión de los bits 0. De este modo el formato ASK es llamado modulación encendido-apagado (On-Off Keying OOK) y es el mismo esquema de modulación comúnmente utilizado en los sistemas de comunicaciones ópticas no coherentes (IM-DD).

La implementación del formato ASK en los sistemas coherentes difiere en el caso de los sistemas de detección directa en un aspecto importante. Si bien, la secuencia óptica de datos para la detección directa puede generarse de la modulación directa de un diodo emisor de luz o de un láser de semiconductor, la modulación externa es necesaria para los sistemas de comunicaciones ópticas coherentes. La razón detrás de esta necesidad está relacionada con los cambios de fase que ocurren invariablemente cuando la amplitud A_S (o la potencia) es manipulada por la modulación de la corriente aplicada al láser de semiconductor. En los sistemas IM-DD, dichas variaciones no son detectadas por el receptor(ya que el receptor sólo responde a la potencia óptica). La situación es totalmente diferente para el caso de los sistemas de detección coherente, donde el receptor responde a la fase de la señal recibida (Agrawal, 2002).

La implementación del formato ASK en los sistemas coherentes requiere que la fase ϕ se mantenga lo más constante posible. Esto se puede realizar operando el láser de semiconductor

a una corriente constante y modulando su salida utilizando un modulador externo.

II.5.2. Formato PSK

En el caso del formato PSK, la secuencia óptica de datos es obtenida modulando ϕ en la ecuación 20 mientras que la amplitud A_S y la frecuencia ω de la portadora óptica se mantienen constantes. Para PSK binario, la fase ϕ toma dos valores, comúnmente 0 y π . La figura 6(b) muestra esquemáticamente el formato PSK binario para una determinada secuencia de datos. Un aspecto interesante del formato PSK es que la intensidad óptica permanece constante durante todos los bits y la señal aparenta tener una forma de onda continua. La detección coherente es una necesidad para el formato PSK puesto que toda la información se perdería al ser detectada directamente y no mezclarse con la salida del oscilador local. La implementación del formato PSK requiere de un modulador externo capaz de manipular la fase de la señal óptica en respuesta a un voltaje aplicado correspondiente a la señal de datos por transmitir.

El uso de este formato requiere también que la fase de la señal óptica portadora se mantenga estable para que de esta manera la información de la fase pueda ser extraída en el receptor sin ambigüedades. Este requerimiento establece una condición estricta acerca de los anchos de línea del láser del transmisor y del oscilador local (Agrawal, 2002).

II.5.3. Formato FSK

En el caso de la modulación FSK, la información es cifrada cambiando la frecuencia ω de la portadora (ver ecuación 20). Para una señal digital binaria, ω toma dos valores $\omega + \Delta\omega$ y $\omega - \Delta\omega$, dependiendo si el valor del bit por transmitir es 1 ó 0. El cambio $\Delta f = \Delta\omega/2\pi$ es llamado desviación de frecuencia. El campo óptico para la señal del formato FSK se representa de la siguiente manera:

$$E_S(t) = A_S(t) \cos[(\omega \pm \Delta\omega) t + \phi] \quad (21)$$

donde + y - corresponden a los bits 1 y 0. Tomando en cuenta que el argumento del coseno se puede escribir así $\omega t + (\phi \pm \Delta\omega t)$, el formato FSK se puede considerar como un tipo de modulación PSK debido a que la fase de la portadora se incrementa o decrementa en cada bit. En un sistema FSK típico, la desviación de frecuencia de la señal se establece entre la mitad y el doble de la tasa de datos del sistema. Por ejemplo, en un sistema FSK de 2.5-Gb/s la desviación de frecuencia puede ser de 1.25 GHz a 5 GHz.

La implementación de este formato requiere de un modulador capaz de cambiar la frecuencia de la señal óptica incidente. El método más simple para lograrlo hace uso de la capacidad de modulación directa que ofrecen los láseres de semiconductor. Un cambio en la corriente de operación de un láser de semiconductor lleva a un cambio tanto en la amplitud como en la frecuencia de la luz emitida. En el caso de la modulación ASK, el cambio de frecuencia en la señal óptica emitida es indeseable. Pero el mismo cambio de frecuencia puede utilizarse para el caso de FSK. Una razón de cambio de 1 mA en la corriente inyectada al láser corresponde aproximadamente a una variación en frecuencia de 1 a 3 GHz (Ohtsu, 1992). De tal modo, que con un pequeño cambio en la corriente de operación del láser podemos obtener una señal FSK. Tal cambio en la corriente es lo suficientemente pequeño para que la amplitud de la señal no cambie significativamente entre cada bit.

II.5.4. Esquemas de desmodulación

Como se mencionó en la sección II.1, la detección homodina o heterodina se pueden utilizar para convertir la señal óptica recibida en una señal eléctrica. En el caso homodino, la

señal óptica es desmodulada directamente a la banda base. Aunque es simple en concepto, la detección homodina es difícil de implementar en la práctica, ya que requiere del uso de un oscilador local cuya frecuencia sea exactamente igual a la frecuencia de la señal portadora y su fase debe de estar amarrada a la fase de la señal recibida. Dicho esquema de desmodulación es llamado síncrono y es esencial para la detección homodina. Aunque se han desarrollado lazos de amarre de fase para este propósito, su uso en la práctica es complicado. La detección heterodina simplifica el diseño del receptor puesto que no se requiere del lazo de amarre de fase como tampoco de la igualdad de frecuencia del oscilador local con la señal incidente. Sin embargo, la señal eléctrica oscila rápidamente a frecuencias de microondas y debe ser desmodulada de la banda de FI a la banda base utilizando técnicas similares a las desarrolladas para los sistemas de comunicaciones de microondas. La desmodulación puede realizarse de forma síncrona o asíncrona. La desmodulación asíncrona es conocida también como incoherente en el argot de las radio comunicaciones. En este argot, el término coherente es utilizado en un sentido más amplio. Un sistema de comunicaciones ópticas es llamado coherente siempre y cuando utilice un oscilador local independientemente de la técnica de desmodulación utilizada para convertir la señal FI a banda base.

De estos tres esquemas de modulación, la modulación FSK es la que ha sido más utilizada, debido a la capacidad de modulación de frecuencia que presentan los láseres, evitando así la necesidad de un modulador externo, aunque en fechas recientes la modulación de fase ha ido cobrando cada vez más interés, debido a sus buenas características, tales como tener mejor sensibilidad (ver figura 7 (Kazovsky *et al.*, 1996)).

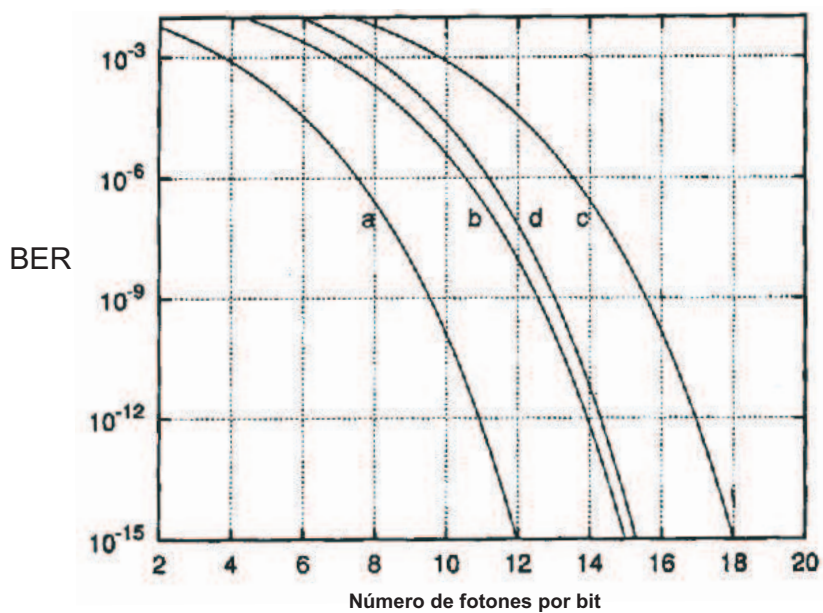


Figura 7. Probabilidad de error contra el número de fotones recibidos por bit en algunos sistemas de comunicaciones ópticas coherentes. Las gráficas etiquetadas a, b, c y d se refieren a sistemas PSK homodino, ASK homodino, FSK homodino y PSK heterodino, respectivamente.

Capítulo III

Diseño de los subsistemas CAF, CEP y EDM

En el capítulo anterior se explicaron los fundamentos de los sistemas de comunicaciones ópticas coherentes, las principales ventajas que ofrecen en relación al esquema IM-DD, la técnica homodina y heterodina, y ciertos problemas específicos que han obstaculizado el desarrollo a gran escala de las comunicaciones ópticas coherentes. La finalidad de este capítulo consiste en describir y explicar los subsistemas que ayudarán a la implementación de los sistemas de comunicaciones ópticas coherentes, dando soluciones prácticas a dichos problemas.

III.1. Control automático de frecuencia de una portadora óptica

Los sistemas de control automático de frecuencia (CAF) son también conocidos en la literatura como detectores de diferencia de frecuencia, o como discriminadores de frecuencia (Gardner, 1985). Hay dos tipos básicos de discriminadores de frecuencia; el primero se basa en el principio de funcionamiento de un estimador de máxima verosimilitud de la frecuencia de la señal recibida, mientras que el segundo calcula, en esencia, la derivada con respecto al tiempo, de la estimación de máxima verosimilitud de la fase de la señal recibida (Meyr *et al.*, 1990).

Los láseres de semiconductor utilizados como señal portadora (transmisor) y oscilador local (receptor), representan uno de los dispositivos fundamentales en los sistemas de comu-

nicaciones ópticas coherentes, debido a que este tipo de sistemas requiere de tecnología más sofisticada en los componentes ópticos por utilizar.

A continuación se muestran las características esenciales requeridas en un láser para su uso en los sistemas de comunicaciones ópticas coherentes:

- Ancho de línea angosto.
- Estabilidad en frecuencia.
- Características de modulación de amplitud, fase y frecuencia.
- Capacidad de sintonización de longitud de onda.
- Temperatura estable.

Los láseres de semiconductor utilizados en los sistemas de comunicaciones coherentes son fuertemente afectados por el ruido de fase en su frecuencia de operación. La densidad espectral de este ruido posee dos componentes principales (Bononi *et al.*, 1992):

- Una componente blanca o plana de alta frecuencia, que se caracteriza por ensanchar el espectro del campo emitido.
- Una componente de baja frecuencia (ruido “flicker”), causando un recorrimiento lento del espectro.

Se requiere de un ancho de línea angosto, con la finalidad de reducir al mínimo la degradación de la sensibilidad del receptor debido al recorrimiento de frecuencia causado por el ruido de fase del láser (Ryu, 1994). Hoy en día podemos encontrar láseres con un ancho de línea del orden de los Hz, lo cual es muy conveniente para su uso en los sistemas coherentes, el inconveniente para su implementación práctica es su elevado costo.

La estabilidad en frecuencia del láser es de suma importancia debido a que la señal de frecuencia intermedia debe caer en el intervalo de amarre del circuito CAF. El intervalo de amarre del CAF está en el orden de 1 GHz, y el CAF se asienta siguiendo la frecuencia de la señal recibida con la frecuencia del oscilador local. Por esta razón, la frecuencia de oscilación de ambas fuentes, el láser transmisor y el oscilador local, deben presentar una estabilidad en frecuencia mucho menor al orden del intervalo de amarre del CAF para evitar un desamarre en el CAF.

La característica de modulación del láser toma importancia cuando se considera modular directamente la corriente de operación del láser, ya que de esta manera se distorsiona la señal, por lo que en los sistemas de comunicaciones ópticas coherentes se opta por la modulación externa para evitar dicha distorsión.

La capacidad de sintonizar un láser se refiere a que el dispositivo tenga una resolución de longitud de onda en su salida lo más fina posible, esto es principalmente utilizado en los sistemas donde se requiere la multicanalización donde el espacio entre cada canal debe de ser al menos varias veces la tasa de datos del sistema.

Las variaciones de temperatura en el láser afectan de manera significativa la longitud de onda a la salida del mismo por lo que es necesario una temperatura estable. La figura 8 muestra una gráfica con la dependencia típica de la frecuencia de oscilación de un láser y la temperatura de operación.

La estabilidad en frecuencia juega un papel muy importante puesto que de ella depende el desempeño del CAF, mientras mejor estabilidad presente el láser el diseño del CAF será más sencillo pudiendo rastrear más fácilmente la longitud de onda de la señal.

Debido a las características exigidas a un sistema de comunicaciones ópticas coherentes respecto a las fuentes de luz, y tomando en cuenta que los dispositivos que cumplen con algunas de ellas representan altos costos para su implementación; se propone el control de

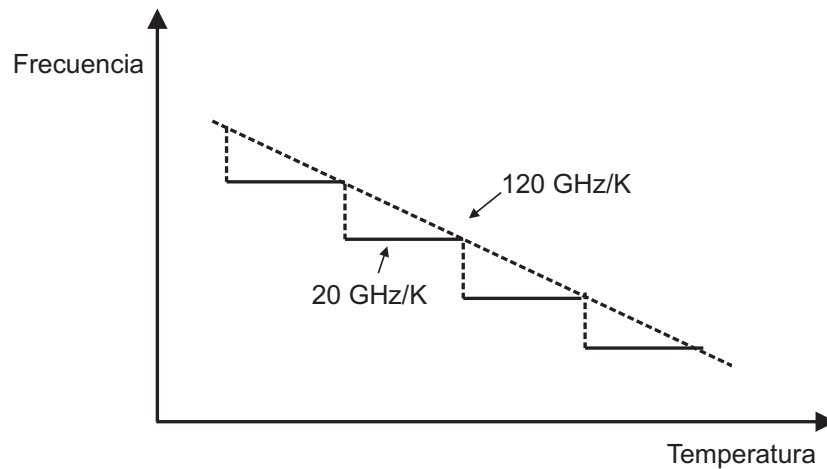


Figura 8. Gráfica frecuencia-Temperatura de un diodo láser de semiconductor típico.

algunas características mencionadas para mejorar el desempeño de los sistemas coherentes.

La figura 9 muestra un diagrama básico de un subsistema CAF.

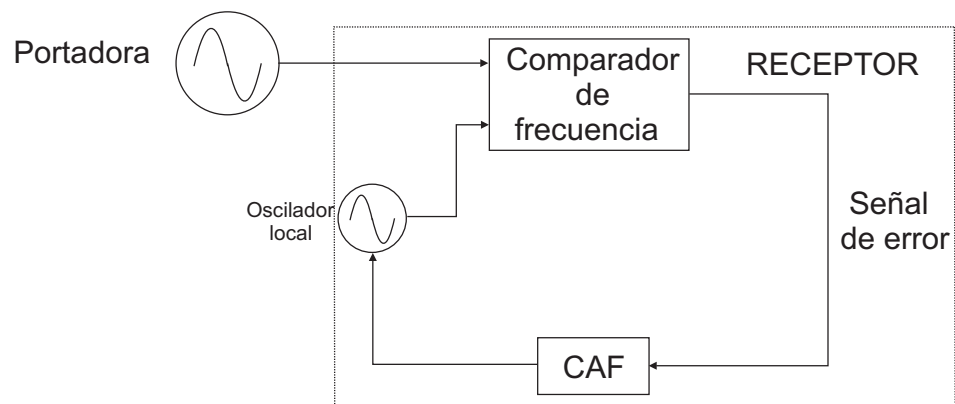


Figura 9. Diagrama a bloques de un subsistema de control automático de frecuencia.

Los sistemas de recepción de comunicaciones ópticas coherentes presentan la necesidad de inclusión de un subsistema de control automático de frecuencia, comunmente encargado de manejar el oscilador local, lo cual evita la degradación de la tasa de error de bit, manteniendo constante la frecuencia intermedia. Como ya se mencionó, la componente de baja frecuencia del láser y la influencia de parámetros tales como fluctuaciones en la temperatura, y vibraciones mecánicas perturban al láser y por consiguiente a la frecuencia intermedia

(Hoffman *et al.*, 1991).

El control automático de frecuencia aplicado en un sistema de comunicaciones ópticas coherentes, tiene los siguientes objetivos fundamentales:

a) Detectar la diferencia de frecuencia entre la señal óptica portadora y la señal óptica del oscilador local, lo que se puede lograr de varias maneras. En este particular caso se hizo mediante el uso de un frecuencímetro, el cual recibe una señal eléctrica proveniente de un fotorreceptor con la información correspondiente a la frecuencia de desacuerdo, midiendo y mostrando dicha frecuencia para su posterior procesamiento.

b) Igualar las longitudes de onda, lo que implica dar seguimiento a la longitud de onda de la señal portadora, que incide en el receptor y manipular la longitud de onda del oscilador local para que la frecuencia de desacuerdo sea lo más cercana a cero. Para lograr esto es necesario procesar la información disponible de la etapa anterior, de esta manera se podrán tomar las decisiones adecuadas que llevarán a conseguir la mínima diferencia de las longitudes de onda.

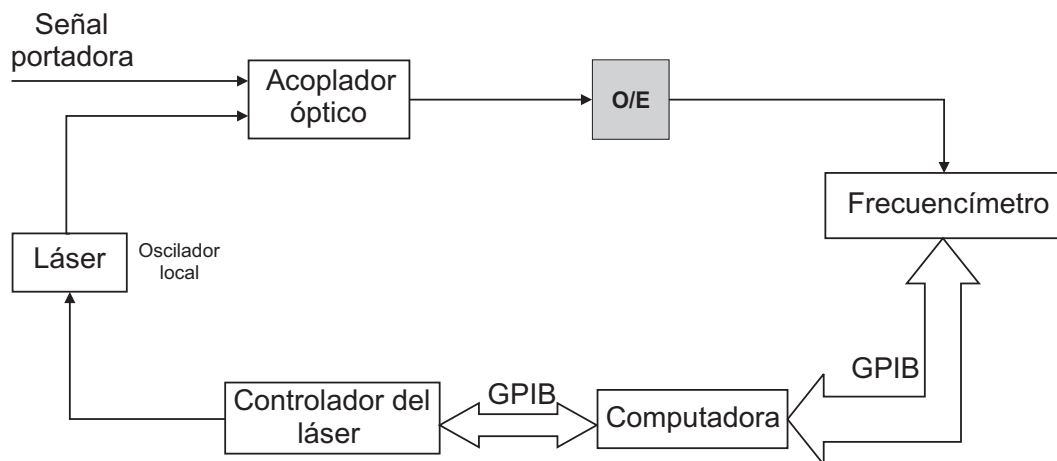


Figura 10. Diagrama a bloques propuesto para el subsistema de control automático de frecuencia. O/E: convertidor de señal óptica a eléctrica.

Considerando los requisitos del subsistema se propone el esquema mostrado en la figura

10. La señal incidente se superpone a la del oscilador local mediante un acoplador óptico, para después hacer la detección de la señal obtenida y así el detector pueda obtener la señal de frecuencia intermedia. El frecuencímetro determina su frecuencia y envía esta información a la computadora, donde se procesará para determinar la manera de manipular la longitud de onda del oscilador local. La computadora, el frecuencímetro y el controlador del láser se comunican, mediante el ducto de instrumentación de uso general GPIB.

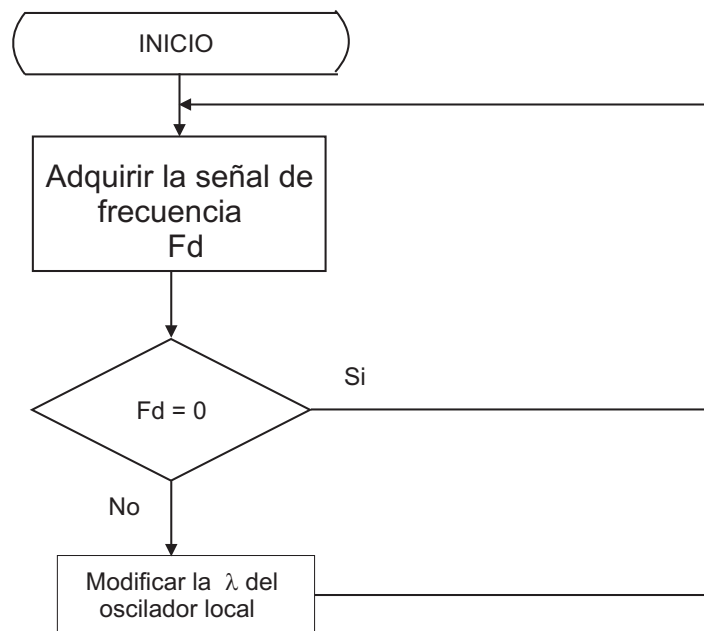


Figura 11. Diagrama a bloques del algoritmo propuesto para el subsistema de control automático de frecuencia.

En la figura 11 se muestra el algoritmo sugerido para la implementación del subsistema de control automático de frecuencia, como se observa en la figura la idea principal es realizar un ciclo para verificar la frecuencia intermedia y comparar dicho valor con cero para modificar o no la longitud de onda del oscilador local según sea el caso.

III.2. Control dinámico del estado de polarización de una señal óptica.

Otro reto importante que presentan los sistemas de comunicaciones ópticas coherentes es la operación en presencia de fluctuaciones del estado de polarización de la señal óptica. Estas variaciones del estado de la polarización de la luz (EDP) deterioran la eficiencia de recepción reflejándose en una disminución de intensidad de la señal recibida, y por consiguiente en una degradación del BER.

Las variaciones del EDP de la luz se presentan tanto en los sistemas por fibra óptica como en los inalámbricos. A continuación se muestran algunas de las causas de estas variaciones:

- Tensión en las fibras ópticas.
- Variaciones de la temperatura.
- Radiaciones electromagnéticas.
- Turbulencia óptica.

Los sistemas de recepción coherentes deben igualar el EDP de la señal del oscilador local con el de la señal recibida. Existen varias alternativas de solución a este problema, por ejemplo:

a)Fibras de polarización preservada: es el método más simple, pero presenta pérdidas alrededor del doble de las que presenta una fibra convencional, además el costo de este tipo de fibra es demasiado alto para poder implementarlas en líneas de transmisión prácticas. Por estas razones esta fibra no es utilizada en los sistemas de comunicaciones ópticas coherentes (Okoshi, 1985).

b) Controladores de polarización son ampliamente utilizados, y también son candidatos muy prácticos para solucionar este problema, debido a que han ido mejorando su velocidad de respuesta (Walker y Walker, 1990).

c) Esquemas de diversidad de polarización. Son utilizados con buenos resultados en la práctica y una de las ventajas que ofrecen sobre los esquemas de control es que no necesitan una retroalimentación, presentando una operación estable del sistema, no obstante tienen la desventaja del ruido debido a que utilizan dos receptores (Okoshi *et al.*, 1983).

d) El efecto electroóptico también es utilizado para corregir el EDP de la señal recibida. Este se logra al aplicar un campo eléctrico al material por el cual se hace pasar la señal logrando así variar el índice de refracción y por lo tanto modificar el EDP de la señal (Heismann y Whalen, 1992).

e) Existe también otro método para corregir las fluctuaciones del estado de polarización, el cual funciona deformando la fibra. Este método es aplicado en algunos controladores del EDP y básicamente consiste en discos con fibra óptica enrollada a su alrededor ubicados uno después de otro (ver figura 12). El EDP puede manipularse moviendo los discos. De tal modo, que la fibra y la orientación de los ejes principales cambian; estos dispositivos son llamados polarizadores *Lefevre*. No obstante, una de las desventajas de estos dispositivos es que sólo pueden controlarse manualmente y no automáticamente. Por lo tanto, son frecuentemente utilizados en pruebas experimentales, pero no son apropiados para su uso comercial (Agrawal, 2002).

Existen sin embargo los torsionadores de fibra manejados eléctricamente (EDFS: electrically driven fiber squeezer) los cuales como su nombre lo indica, permiten modificar el EDP de la luz dinámicamente a través del uso de una señal eléctrica.

En este trabajo utilizamos un dispositivo EDFS para lo cual sugerimos una configuración como la mostrada en la figura 13, donde la señal de la portadora se superpone con la señal

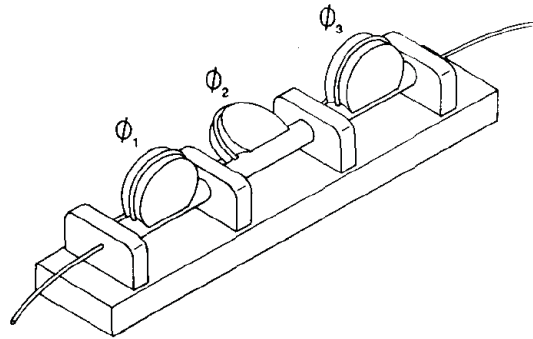


Figura 12. Controlador de polarización lazo de fibra.

del oscilador local en el acoplador óptico, para después pasar por un fotorreceptor y a la salida de éste habrá una señal eléctrica que indique la intensidad de la señal de entrada, dicha señal está relacionada con las fluctuaciones del EDP de las dos señales superpuestas; esta señal se utiliza como retroalimentación del algoritmo de control del controlador del estado de polarización.

Los métodos utilizados para contrarrestar las variaciones del EDP tienen una desventaja, la cual radica en el límite finito de operación de cada uno. Esto es relevante ya que dichas fluctuaciones son aleatorias y su intervalo de variación es muy amplio comparado con el intervalo de corrección de los métodos mencionados. Esto llevó a la implementación de un control sinfín (Walker y Walker, 1990) en dichos métodos; refiriéndose a sinfín como un sistema que tenga la capacidad de reiniciar su intervalo de operación para tener mayor alcance de corrección en las variaciones del EDP.

El circuito del controlador de polarización requiere una medida o referencia para determinar la desviación del EDP de la señal del oscilador local con respecto a la señal de información. Para este propósito se puede utilizar la corriente del fotorreceptor como la señal de frecuencia intermedia. La corriente del fotorreceptor alcanza su máximo valor cuando los EDP de la señal del oscilador y de la señal portadora son exactamente los mismos (Walker

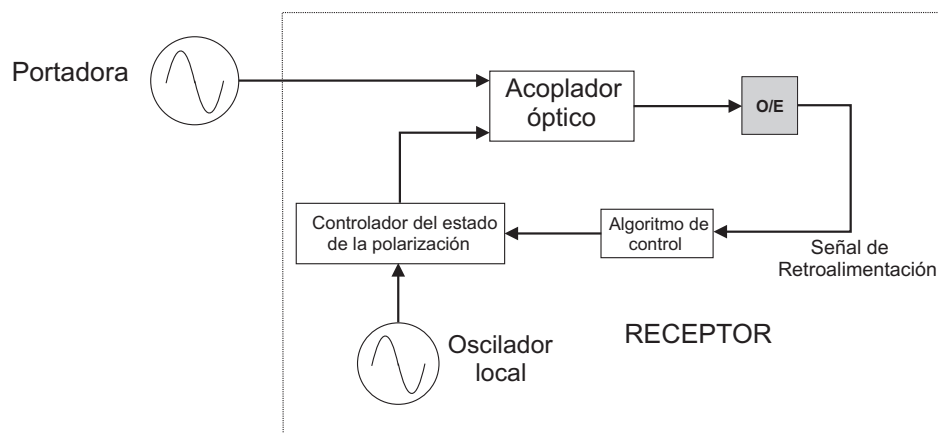


Figura 13. Diagrama a bloques de un subsistema de control del estado de la polarización. O/E: convertidor de señal óptica a eléctrica.

y Walker, 1990). Cualquier variación de los EDP se verá reflejado en una disminución de la magnitud de la corriente del fotorreceptor. En el peor de los casos, cuando los EDP son perpendiculares entre si la magnitud de la corriente será cero. La figura 14 propone un diagrama para implementar el sistema de control del EDP.

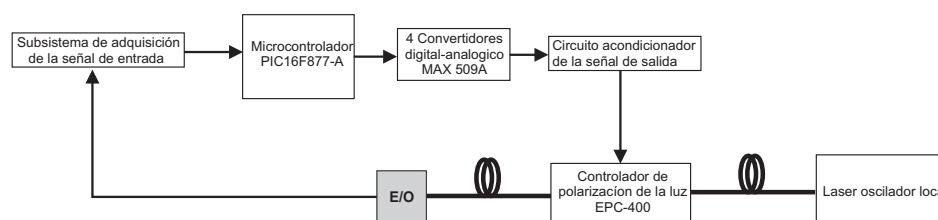


Figura 14. Diagrama a bloques propuesto para el montaje experimental del sistema de control del estado de la polarización. O/E: convertidor de señal óptica a eléctrica.

El objetivo del circuito de control de polarización es maximizar y estabilizar la magnitud de la corriente del fotorreceptor. Si, por ejemplo, la corriente del fotorreceptor disminuye, el controlador de polarización debe cambiar el EDP de la señal del oscilador local hasta que se igualen los dos EDP. En base a esto la figura 15 muestra el diagrama del algoritmo propuesto para el controlador del estado de polarización.

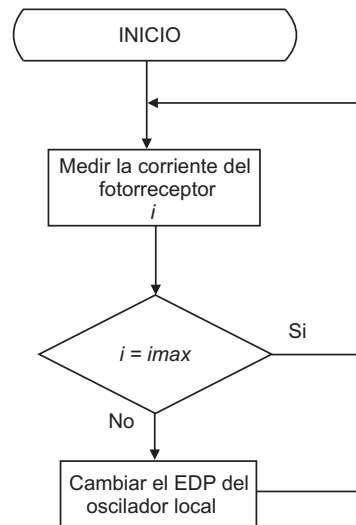


Figura 15. Diagrama del algoritmo propuesto para el control del estado de la polarización.

III.3. Estimación de fase óptica mediante el criterio de máxima verosimilitud.

El reciente incremento del interés en las comunicaciones ópticas inalámbricas, especialmente en aplicaciones donde no es conveniente el uso de fibra óptica, ha llevado a resolver algunos de los problemas relacionados con el uso de este tipo de sistemas, siendo uno de ellos la pérdida de información ocasionada por los efectos atmosféricos en la señal transmitida. Por consiguiente actualmente se trabaja en el CICESE en el diseño de un sistema de estimación de fase óptica utilizando un método estadístico para calcular la probabilidad de que el dato se está regenerando adecuadamente, tratando de compensar las perturbaciones que sufrió en el canal de transmisión.

En la figura 16 se puede observar un diagrama a bloques de un receptor coherente, donde el bloque llamado estimador se encarga de procesar la señal fotodetectada para después determinar si es un 0 o es un 1S mediante el criterio de máxima verosimilitud. Actualmente la implementación de este tipo de sistemas se lleva a cabo empleando procesamiento digital

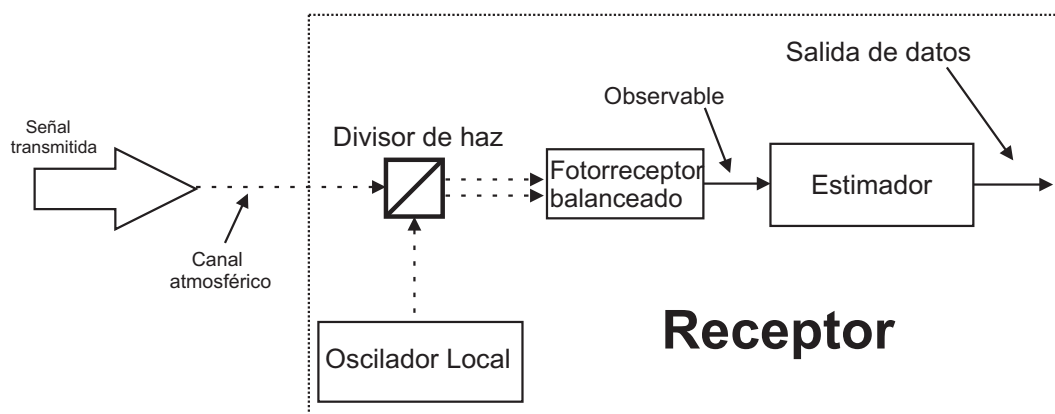


Figura 16. Diagrama a bloques del estimador de fase óptica.

de señales de alta velocidad. Gran parte de los experimentos modernos emplean procesamiento fuera de línea (Kazovsky *et al.*, 2006). Con la finalidad de evaluar el desempeño de los diversos algoritmos propuestos, en particular, en nuestro trabajo es necesario capturar la señal proveniente del fotorreceptor balanceado para poder hacer dicho procesamiento fuera de línea.

Considerando lo mencionado anteriormente, y como se cuenta con un osciloscopio digital rápido, se propone el algoritmo de captura de datos mostrado en la figura 17.

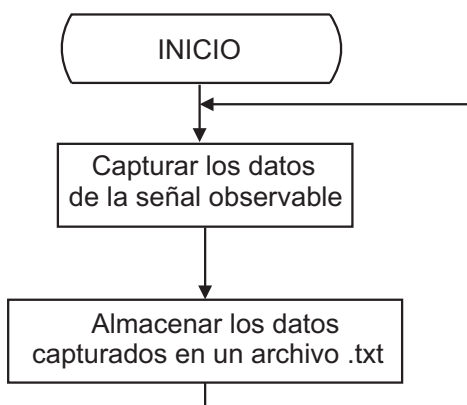


Figura 17. Diagrama de flujo del algoritmo propuesto para la captura de datos.

La idea básica es capturar los datos y almacenarlos para su procesamiento, de esta manera se podrá utilizar en una variedad de programas para procesarlo posteriormente. La figura 18

muestra el diagrama a bloques para la captura de los datos.

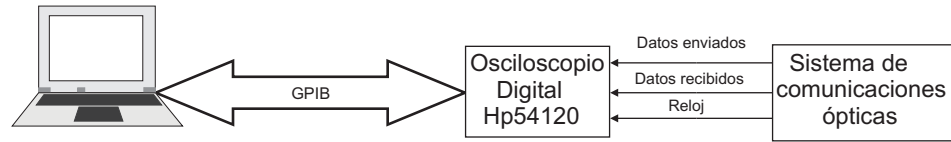


Figura 18. Diagrama a bloques para la captura de datos del estimador de fase óptica.

Capítulo IV

Implementación y caracterización experimental.

En el capítulo anterior se describió el diseño de los subsistemas necesarios para la recepción y desmodulación en un sistema de comunicaciones ópticas coherentes. La figura 19 muestra un sistema de comunicaciones ópticas coherentes con bloques correspondientes a los subsistemas diseñados en este trabajo. En este capítulo mostraremos las pruebas experimentales de cada uno de los subsistemas diseñados.

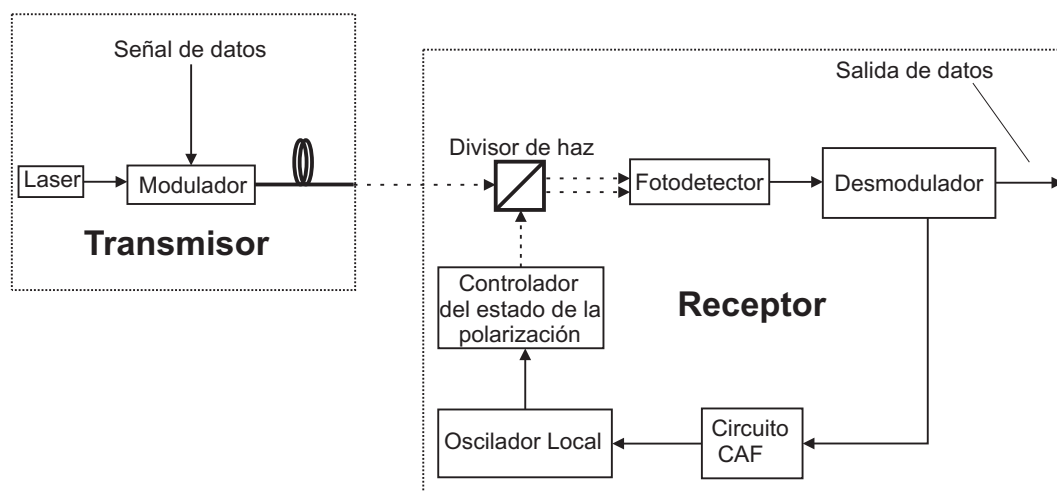


Figura 19. Diagrama a bloques de un sistema de comunicaciones ópticas coherentes con los subsistemas diseñados.

IV.1. Control automático de frecuencia de una portadora óptica

En la sección III.1 se describió el diseño de un subsistema CAF motivo del presente trabajo (ver figura 10). A continuación mostramos en la figura 20 el montaje experimental respectivo.

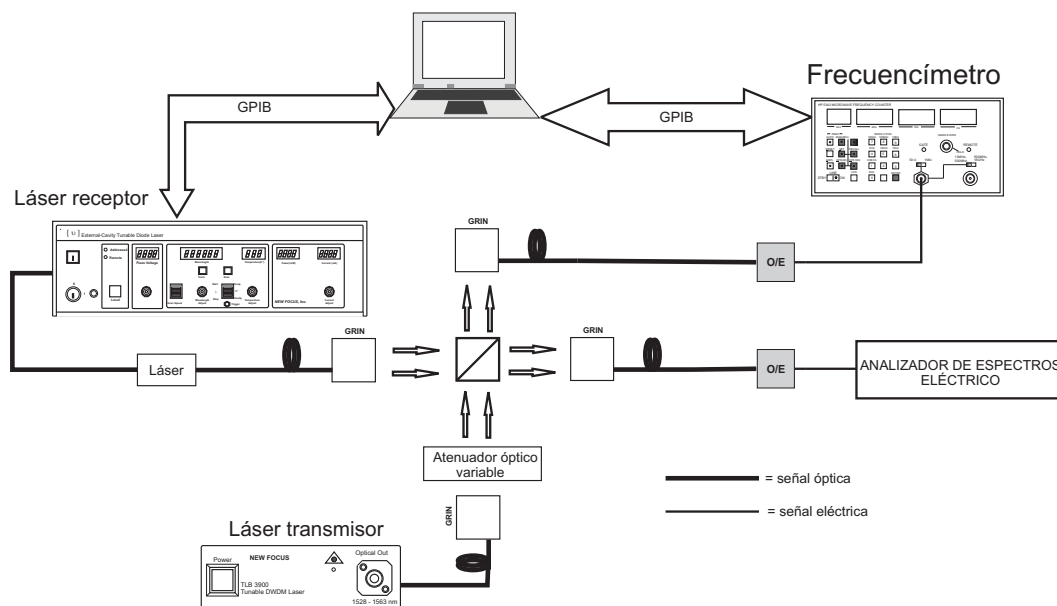


Figura 20. Montaje experimental del subsistema de control automático de frecuencia. GRIN: Lente colimadora, O/E: convertidor de señal óptica a eléctrica.

IV.1.1. Funcionamiento del montaje experimental.

Un láser sintonizable que emite a 1543.14 nm -longitud de onda que corresponde a la señal portadora óptica- y un láser sintonizable que emite a 1543.10 nm -el oscilador local- son divididos con un separador de haz del 50 %, para superponer las dos señales y obtener la diferencia de frecuencia entre ambas. Cada una de las salidas del separador de haz es aplicada a un fotodetector y este a su vez entrega una señal eléctrica la cual puede procesarse

para corregir dicha diferencia de frecuencia. La señal eléctrica a la salida del fotodetector es aplicada a un frecuencímetro el cual envía la información de la diferencia de frecuencia a una computadora donde un algoritmo la procesa para después manipular la longitud de onda del oscilador local.

En la sección III.1 se propuso un algoritmo (ver figura 11) para procesar la diferencia de frecuencia y manipular la longitud de onda del láser. La figura 21 muestra el algoritmo implementado en el experimento.

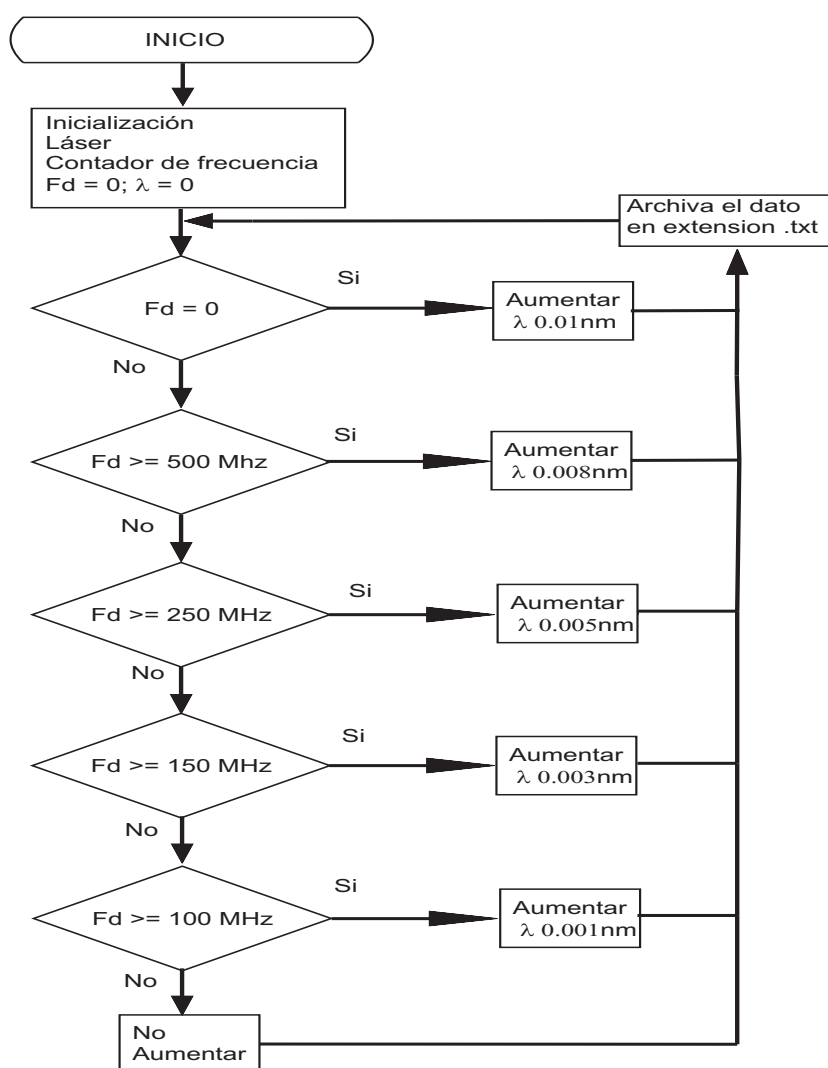


Figura 21. Algoritmo implementado en el montaje experimental.

El algoritmo inicializa al láser oscilador local para que emita a la longitud de onda deseada y compara el valor que el frecuencímetro le envía con una constante predeterminada por el usuario para manipular la longitud de onda con la finalidad de hacer la diferencia de frecuencia lo más pequeña posible. El algoritmo deja de modificar la longitud de onda hasta que la diferencia de frecuencia es mínima y estable.

Tabla I. Material y equipo utilizado en el montaje experimental.

Nombre	Marca	Modelo
Láser	New Focus	TLB 3902
Láser	New Focus	6262
Frecuencímetro	Hewlett Packard	HP 5342A
Analizador de espectros	Tektronix	2711
Fotodetectores	New Focus	1544-A
Lentes colimadores		
Separador de haz		
Computadora personal		
Adaptador GPIB-USB		

Tabla II. Características del fotorreceptor New Focus 1544-A.

Características de operación	
Ancho de banda (3 dB)	12 GHz
Frecuencia de corte baja	10 KHz
Impedancia de salida	50 Ω

Las tablas anteriores muestran el equipo utilizado en el experimento y algunas de sus características.

En la sección II.4.2 se mencionó la relación entre longitud de onda y frecuencia (ver

Tabla III. Características técnicas del láser TLB 3902.

Características de operación	
Potencia de salida	20 mW
Intervalo de longitudes de onda	1528.77 - 1563.05
Ancho de línea espectral	3 a 10 MHz
Exactitud de longitud de onda	-1.5GHz 1.5GHz

Tabla IV. Características técnicas del láser New Focus 6262.

Características de operación	
Potencia de salida mínima	0.5 mW
Intervalo de ajuste frecuencia fino	35 GHz(0.28 nm)
Estabilidad de longitud de onda	< 0.01 nm/día
Resolución de ajuste de frecuencia grueso	0.01 nm
Ancho de línea	< 5 MHz
Interfaz de comunicación	Ducto GPIB

Tabla V. Características del frecuencímetro HP 5342.

Características de operación	
Sensibilidad	-25 dBm
Entrada máxima de potencia	+5 dBm
Impedancia	50Ω
Tiempo de adquisición	2.4 s (max)
Interfaz de comunicación	Ducto GPIB

figura 19). Para determinar variaciones pequeñas de longitud de onda, las cuales representan cambios significativos en frecuencia, aplicando el término de la derivada en ambos lados de la ecuación 19, tendríamos la siguiente ecuación:

$$\Delta f = -\frac{c}{\lambda^2} \Delta \lambda \quad (22)$$

donde Δ representa las variaciones de las variables correspondientes.

IV.1.2. Caracterización y pruebas.

Las pruebas se realizaron con la precaución de que ambos láseres estuvieran funcionando a cierta longitud de onda con anterioridad para que su temperatura se estabilizara y también se controló la temperatura del laboratorio. La figura 22 muestra la diferencia de frecuencia de ambos láseres sin el CAF funcionando. La figura 23 muestra un histograma donde se puede apreciar la variación de la frecuencia.

Una vez realizado el procedimiento de encender los láseres se manipuló la longitud de onda del oscilador local manualmente con la finalidad de obtener una diferencia de frecuencia de al menos 500 MHz; para asegurar esto se observa la diferencia en el frecuencímetro y el analizador de espectros; esto se hace debido a que el frecuencímetro tiene dos intervalos de operación (10 Hz - 500 MHz y 500 MHz - 18GHz) los cuales son seleccionados manualmente solamente. Tomando en cuenta que el orden de la frecuencia intermedia es de centenas de MHz se selecciona el intervalo menor (10 Hz - 500 MHz) para obtener una lectura más confiable.

El subsistema CAF que fue diseñado en este trabajo se implementó una vez realizadas las mediciones de corrida libre y se tomaron mediciones con cuatro diferentes niveles de potencia óptica, para evaluar el desempeño del CAF. [width=15cm,height=18.5cm]

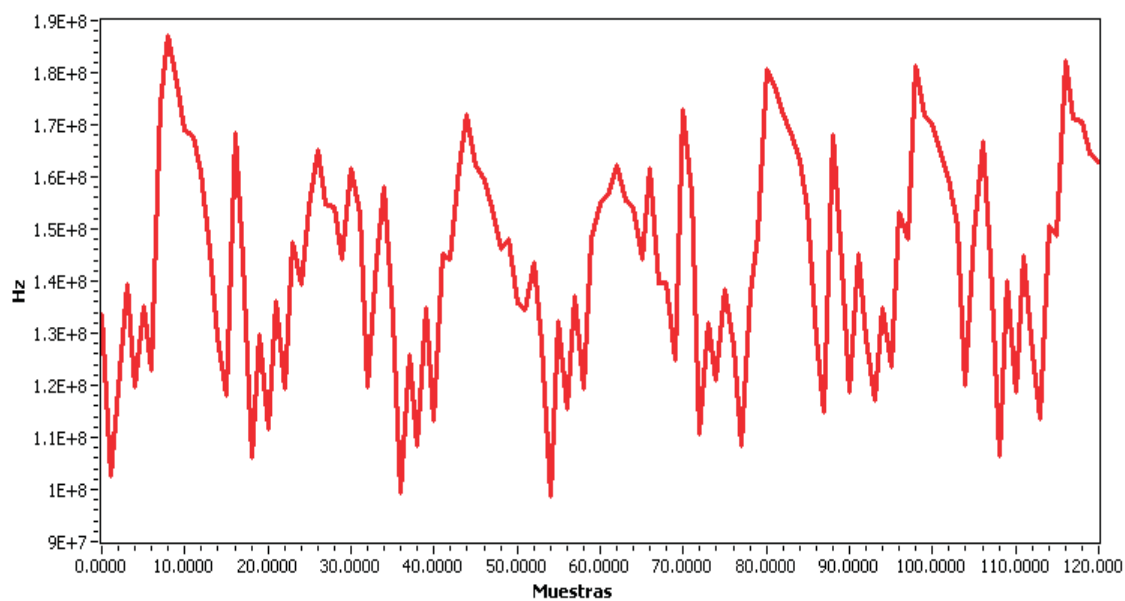


Figura 22. Gráfica de la diferencia de frecuencia en corrida libre de ambos láseres.

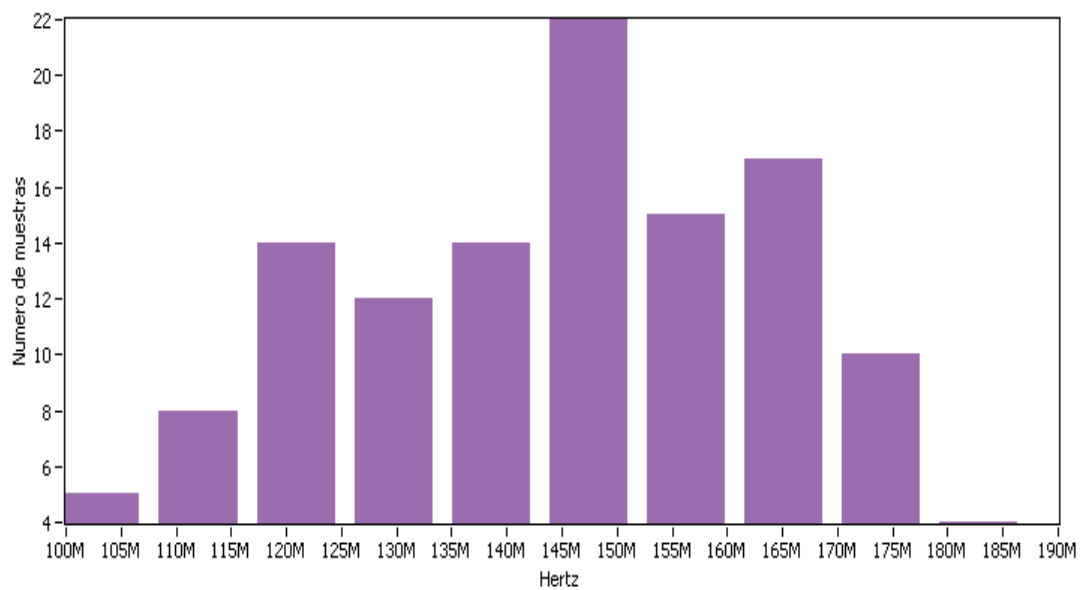


Figura 23. Histograma de la diferencia de frecuencia.

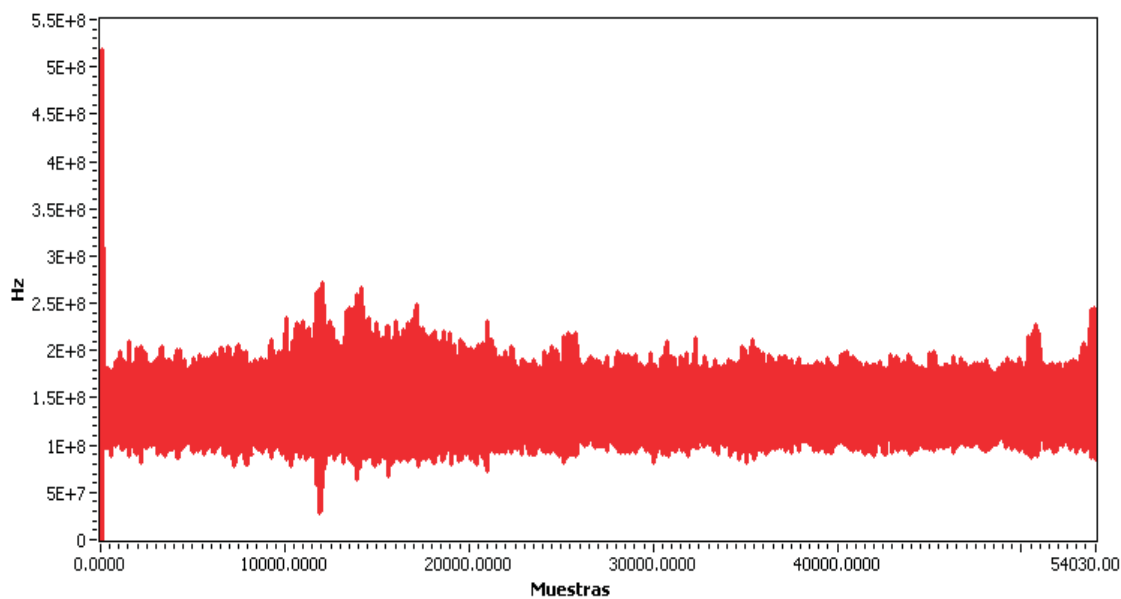


Figura 24. Mediciones del CAF potencia máxima -11.2 dBm.

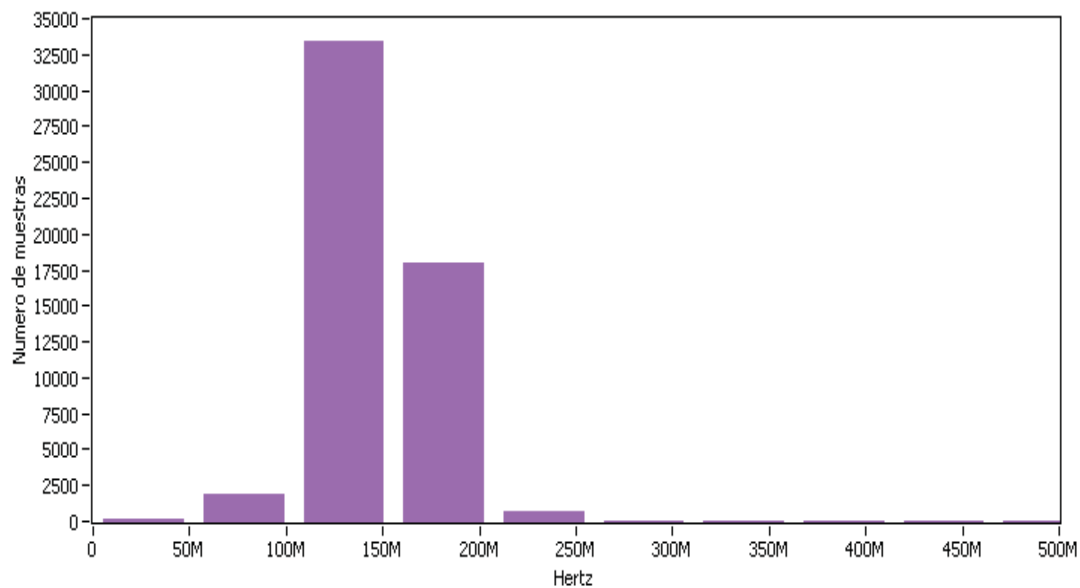


Figura 25. Histograma de las mediciones del CAF -11.2 dBm.

En la figuras 24 y 25 podemos observar que la frecuencia se mantiene estable en el orden de las centenas de MHz. Las siguientes dos figuras se tomaron a una potencia óptica menor.

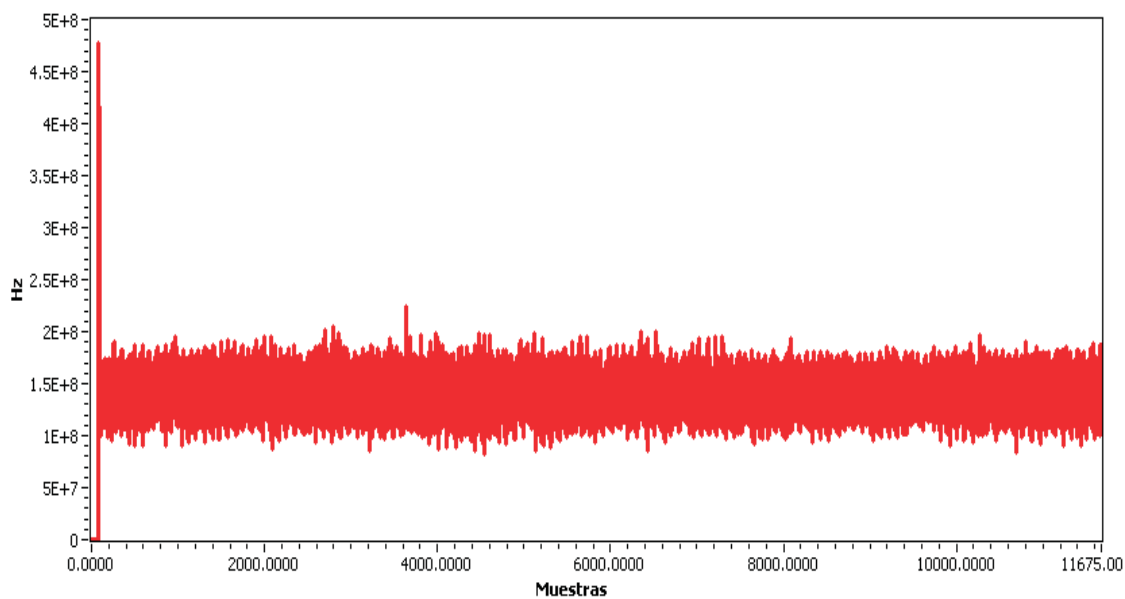


Figura 26. Mediciones del CAF a una potencia óptica de -12.4 dBm.

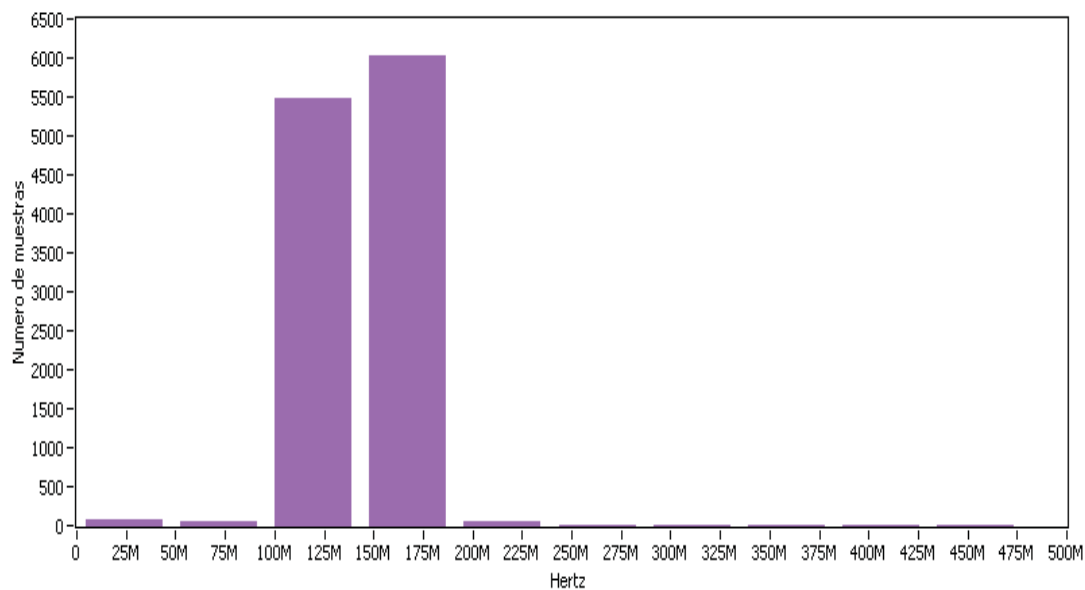


Figura 27. Histograma del CAF a una potencia óptica de -12.4 dBm.

Las figuras 26 y 27 muestran una frecuencia estable en el orden las centenas de MHz al igual que las tomadas con la potencia óptica máxima.

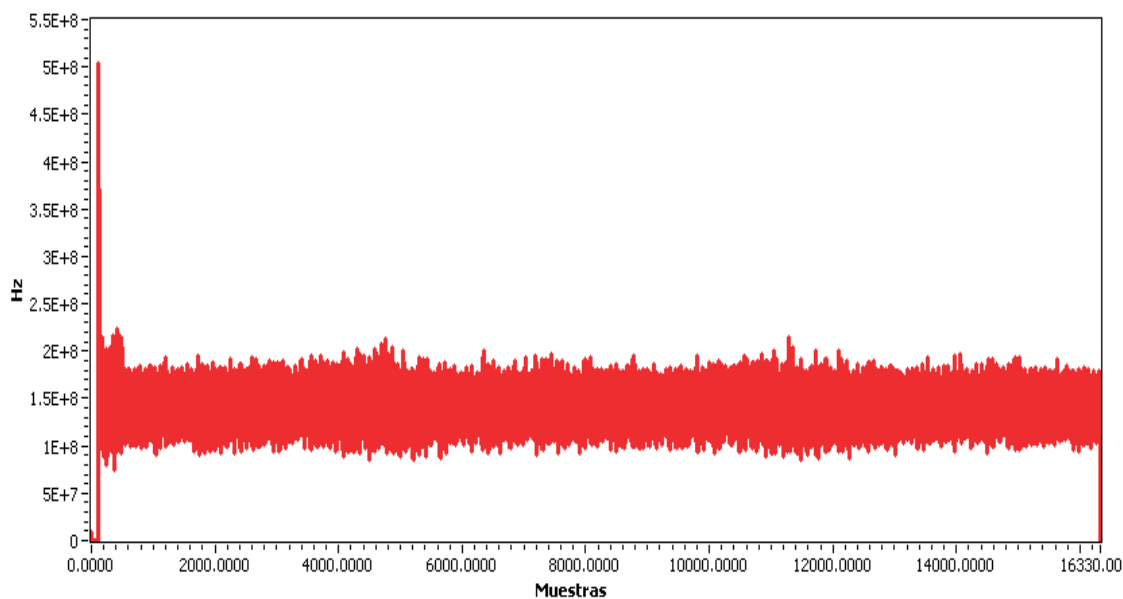


Figura 28. Mediciones del CAF con potencia óptica de -13.8 dBm.

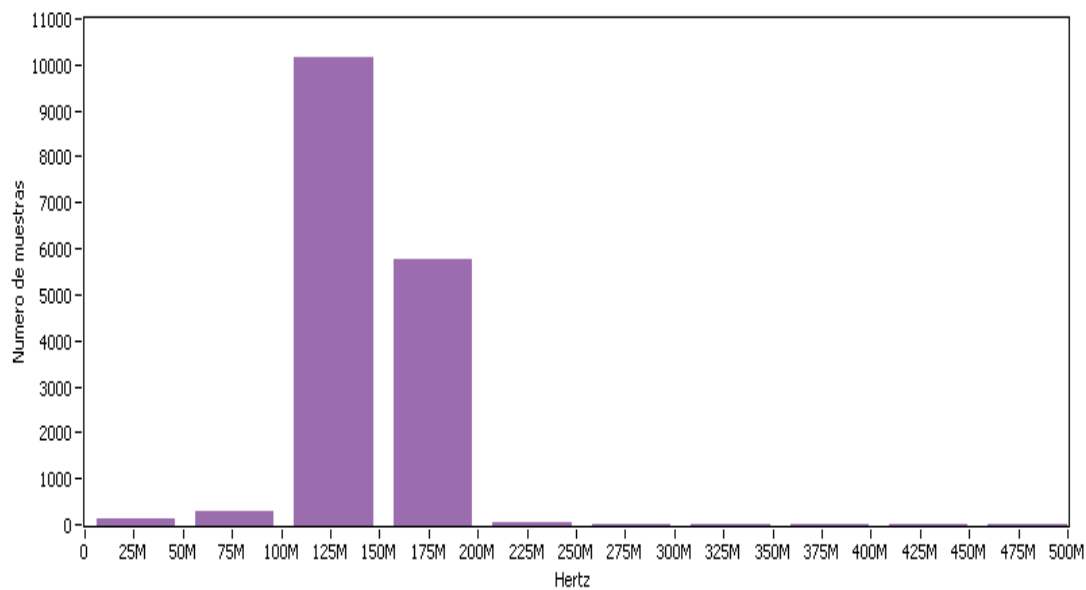


Figura 29. Histograma del CAF a una potencia de -13.8 dBm.

Las figuras 28 y 29 muestran una frecuencia estable en el orden las centenas de MHz al igual que las tomadas con la potencia óptica máxima.

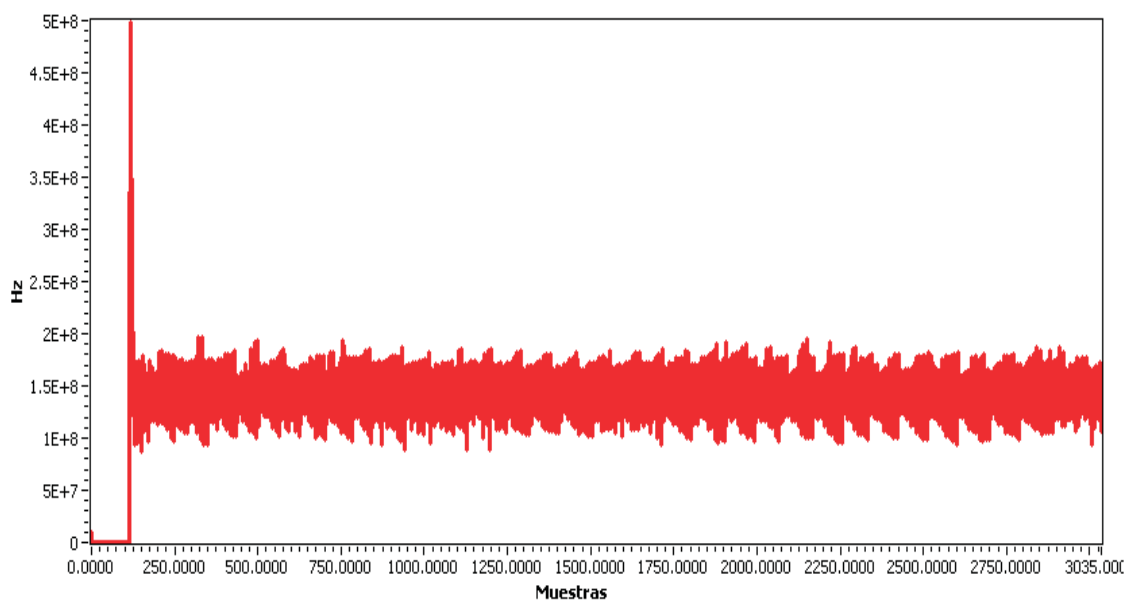


Figura 30. Mediciones del CAF con potencia óptica de -15.0 dBm.

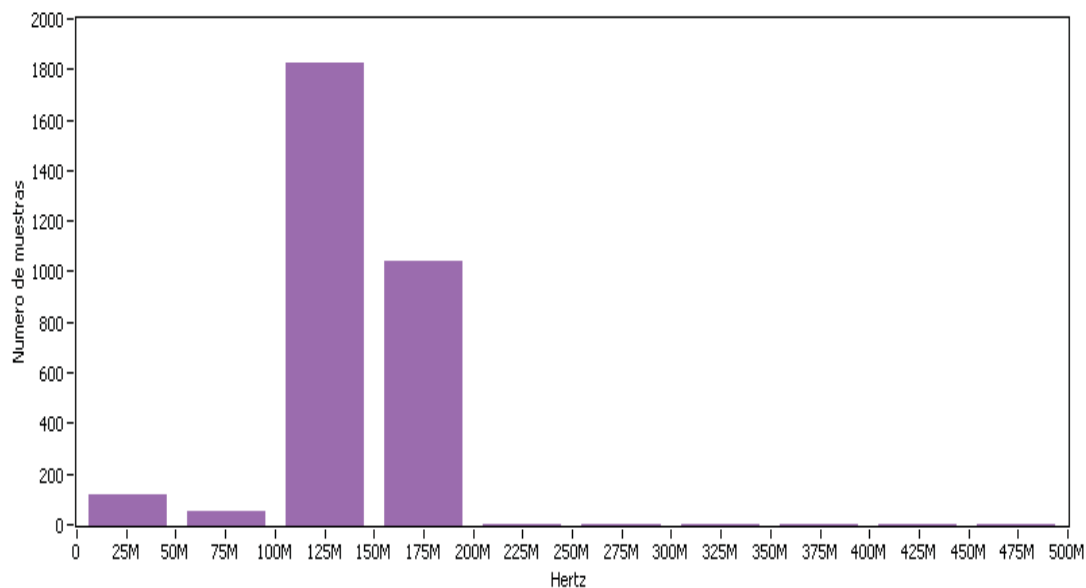


Figura 31. Histograma del CAF a una potencia de -15.0 dBm.

Las figuras 30 y 31 muestran una frecuencia estable en el orden las centenas de MHz al igual que las tomadas con la potencia óptica máxima.

Observando las mediciones obtenidas con el CAF podemos observar una mayor estabilidad en la frecuencia comparada con la gráfica correspondiente a la corrida libre de los láseres. Podemos mencionar que los valores que presentan las gráficas concuerdan con el diseño del algoritmo (ver figura 21), el algoritmo establece una diferencia mínima de 100 MHz y las mediciones varían alrededor de ese valor.

Sin embargo, este valor no es lo suficientemente adecuado para el uso del CAF en un sistema de comunicaciones ópticas coherentes: el CAF debe mantener la frecuencia intermedia lo más cercana posible a 0 MHz.

Por lo tanto, se implementó un segundo CAF con el diseño muy parecido al anterior, con la diferencia de que se utilizó un láser con mayor resolución de ajuste de frecuencia y una mayor estabilidad, y se modificó el algoritmo de control. A continuación, se muestra la tabla de características del láser en cuestión.

Tabla VI. Características técnicas del láser GB5A.

Características de operación	
Potencia de salida mínima	0.01 mW
Intervalo de ajuste frecuencia fino	0.01 mA (<0.01 nm)
Estabilidad de longitud de onda	\ll 0.01 nm/día
Resolución de ajuste de frecuencia grueso	1 mA
Ancho de línea	400 KHz
Interfaz de comunicación	Ducto GPIB

La figura 32 muestra el diagrama del montaje experimental con el otro láser, el funcionamiento es básicamente el mismo que el montaje anterior.

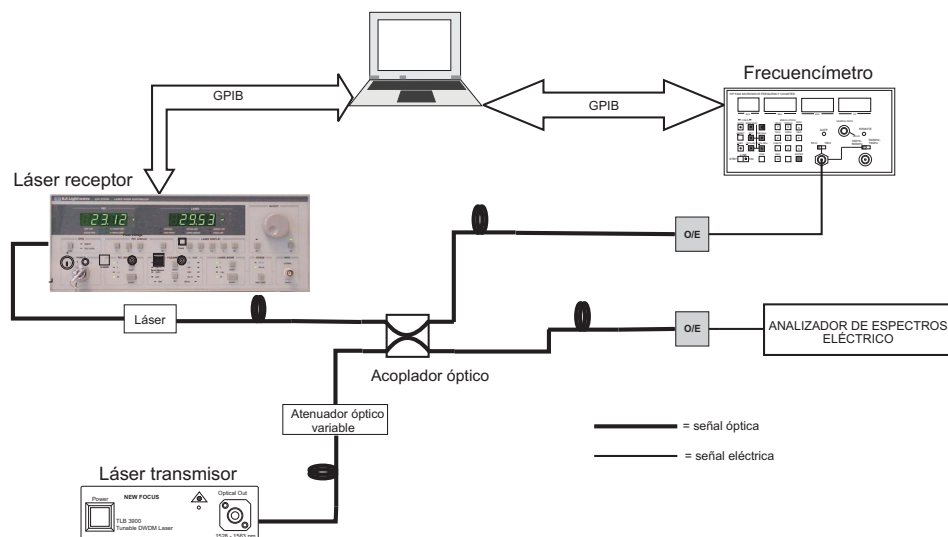


Figura 32. Montaje experimental del CAF con otro láser. O/E: Convertidor de señal óptica a eléctrica.

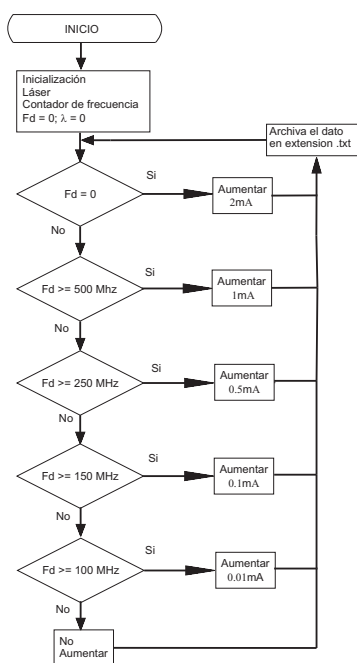


Figura 33. Algoritmo implementado en el montaje experimental.

La figura 33 muestra el algoritmo utilizado en el montaje experimental, este funciona de manera similar, la única diferencia son las instrucciones puesto que se cambio de láser.

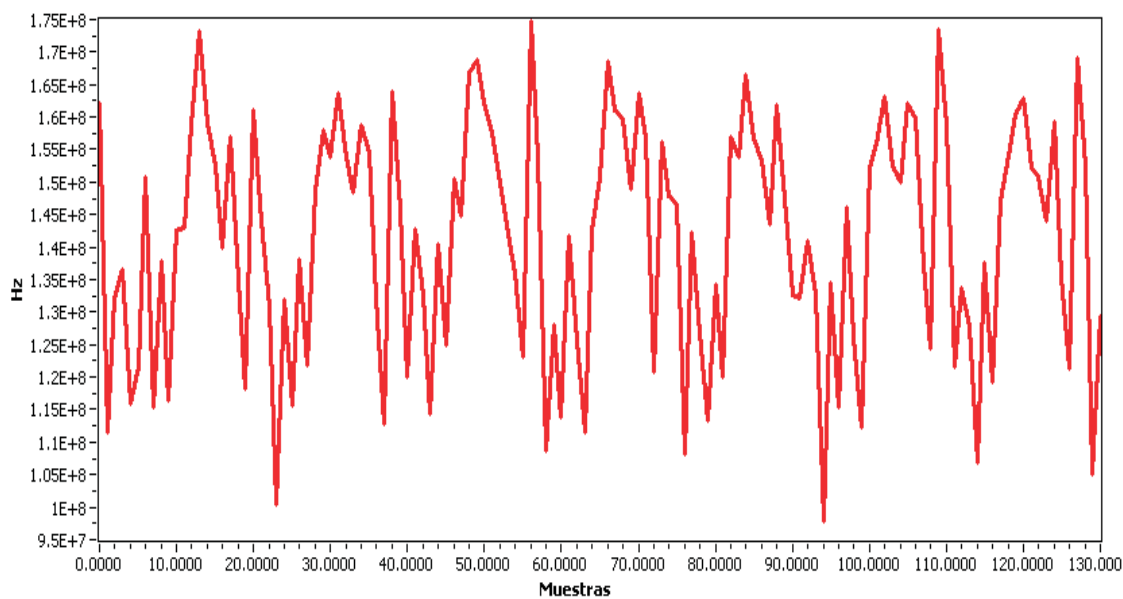


Figura 34. Gráfica de la diferencia de frecuencia en corrida libre de ambos láseres.

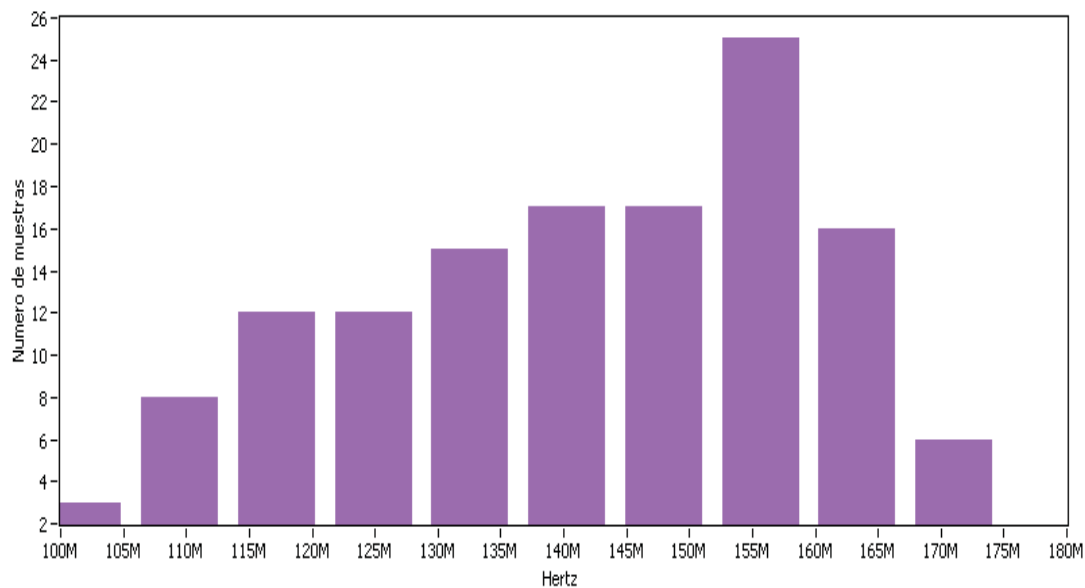


Figura 35. Histograma de la gráfica anterior.

Podemos observar las variaciones de la diferencia de frecuencia sin el CAF funcionando, enseguida mostraremos las mediciones obtenidas con el CAF funcionando.

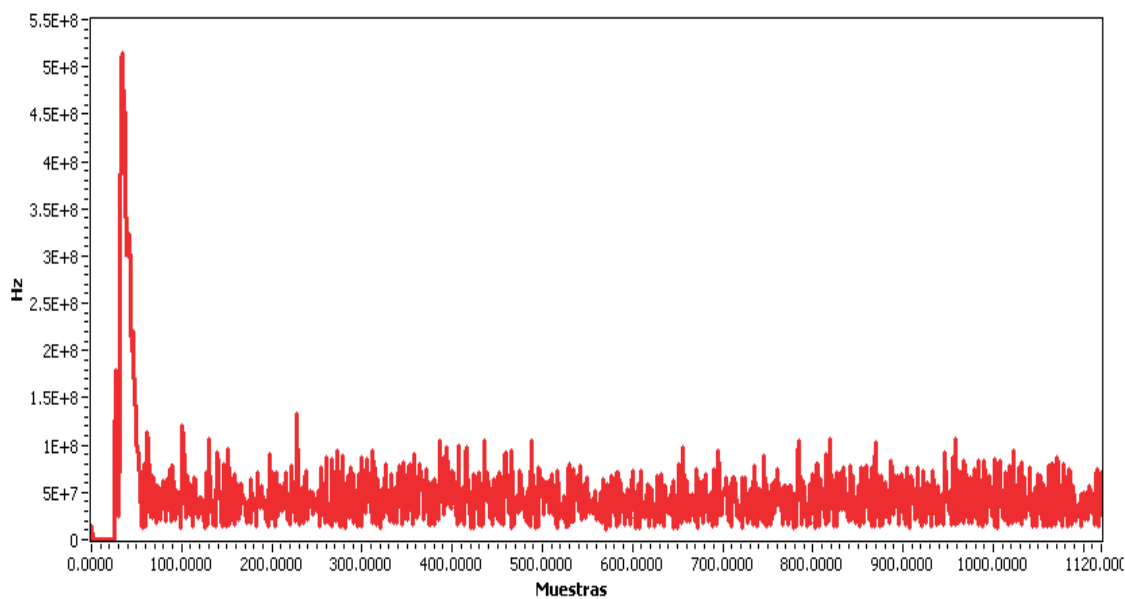


Figura 36. Mediciones del CAF a una potencia óptica de -11 dBm.

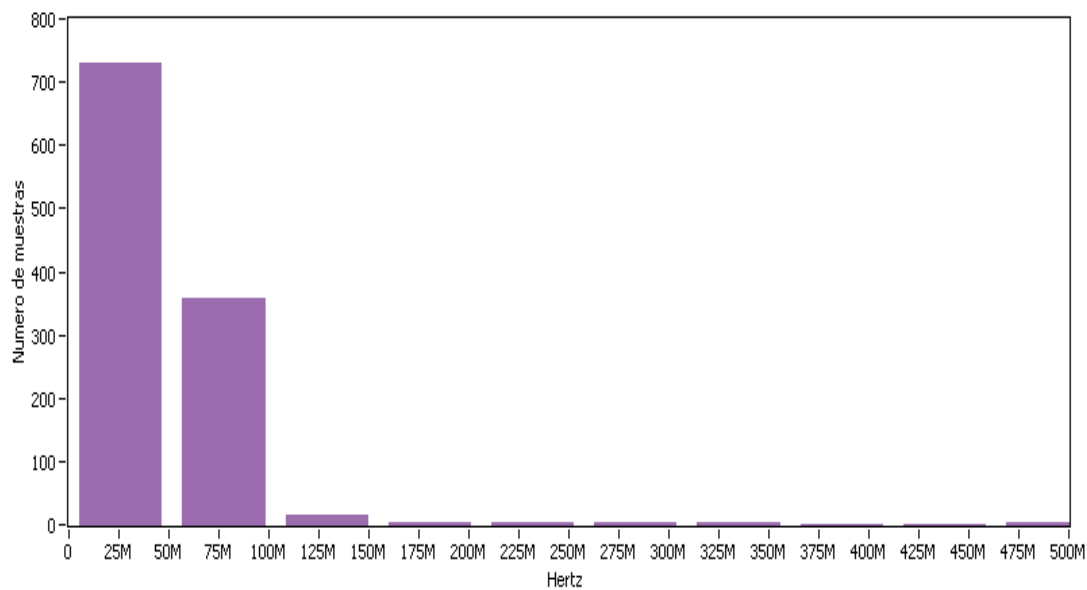


Figura 37. Histograma de la figura anterior.

Las mediciones se realizaron de la misma manera que las anteriores, se observa notablemente que la diferencia de frecuencia es del orden de las decenas de MHz, a diferencia de las mediciones anteriores que eran de centenas de MHz.

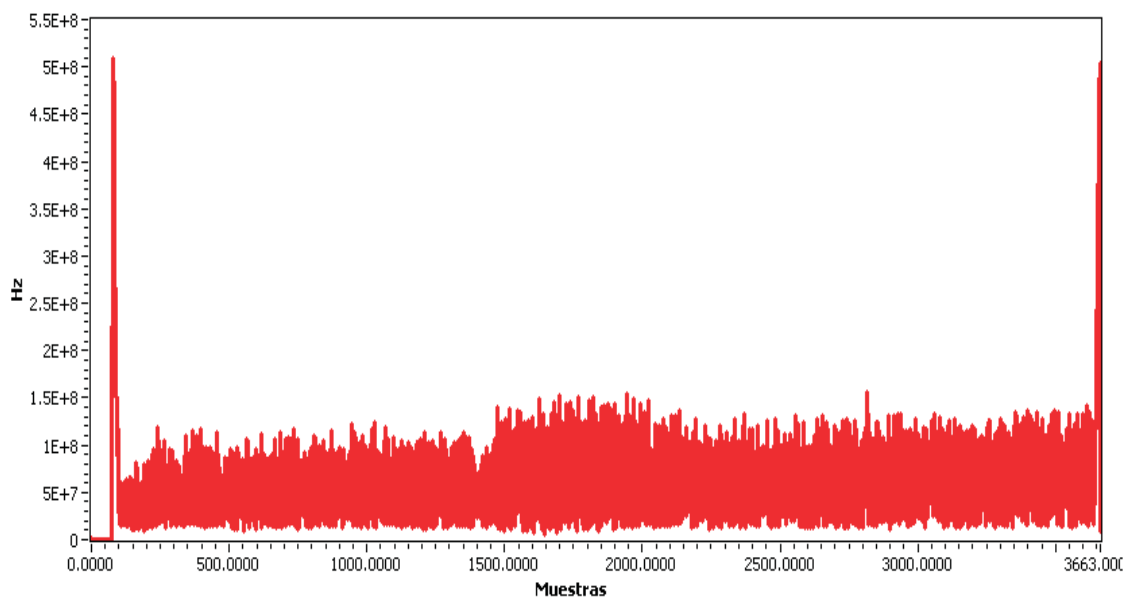


Figura 38. Mediciones del CAF a una potencia óptica de -13 dBm.

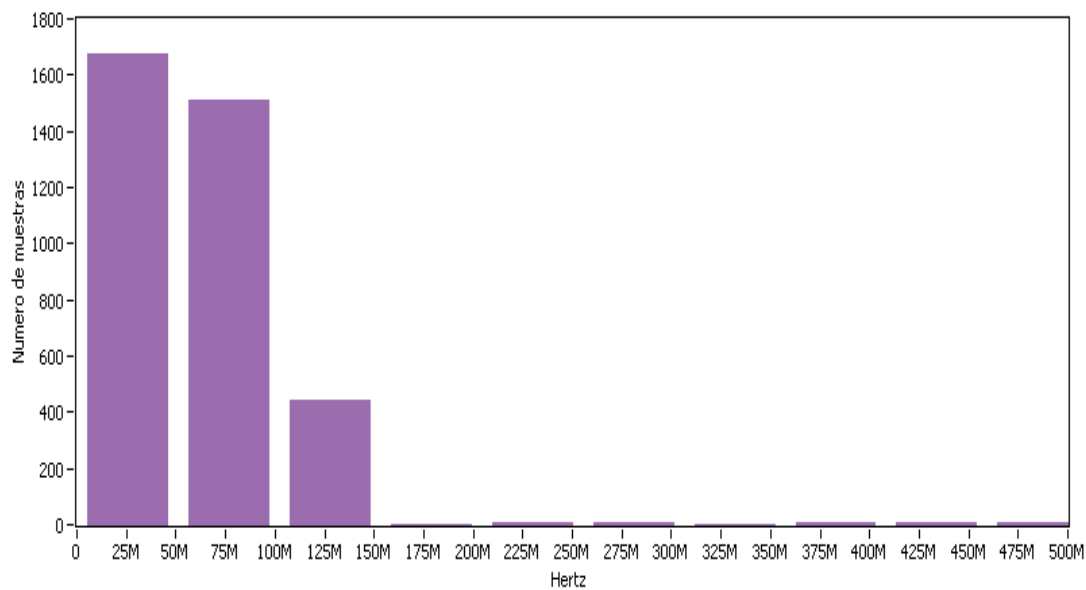


Figura 39. Histograma de la figura anterior.

Al reducir la potencia óptica se observa una tendencia de aumentar de la diferencia de frecuencia, sin embargo, solo son un par de decenas de MHz.

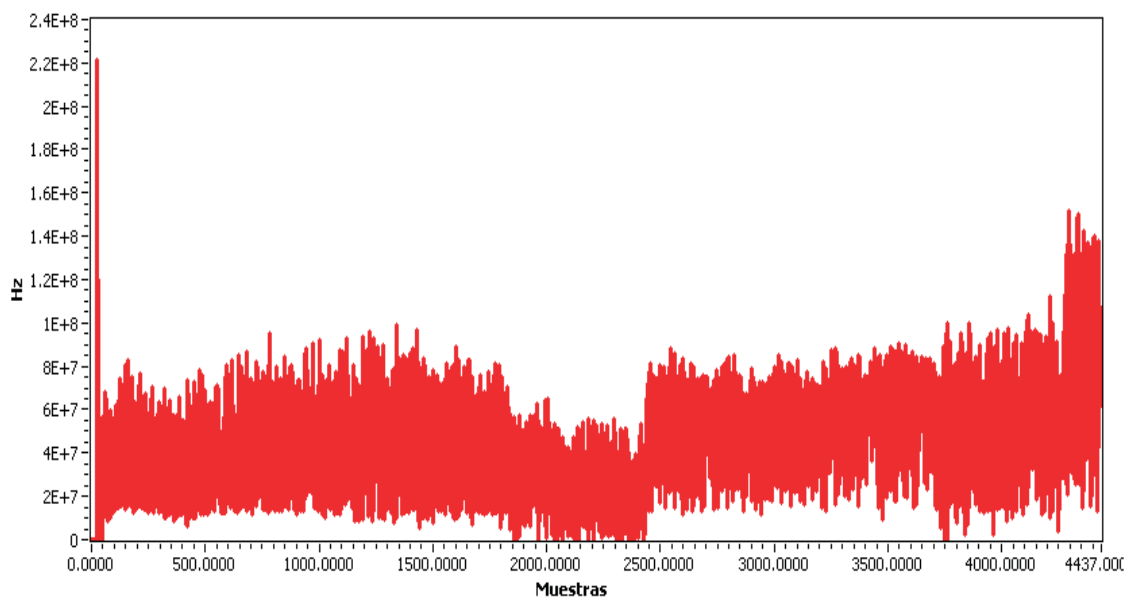


Figura 40. Mediciones del CAF a una potencia óptica de -15 dBm.

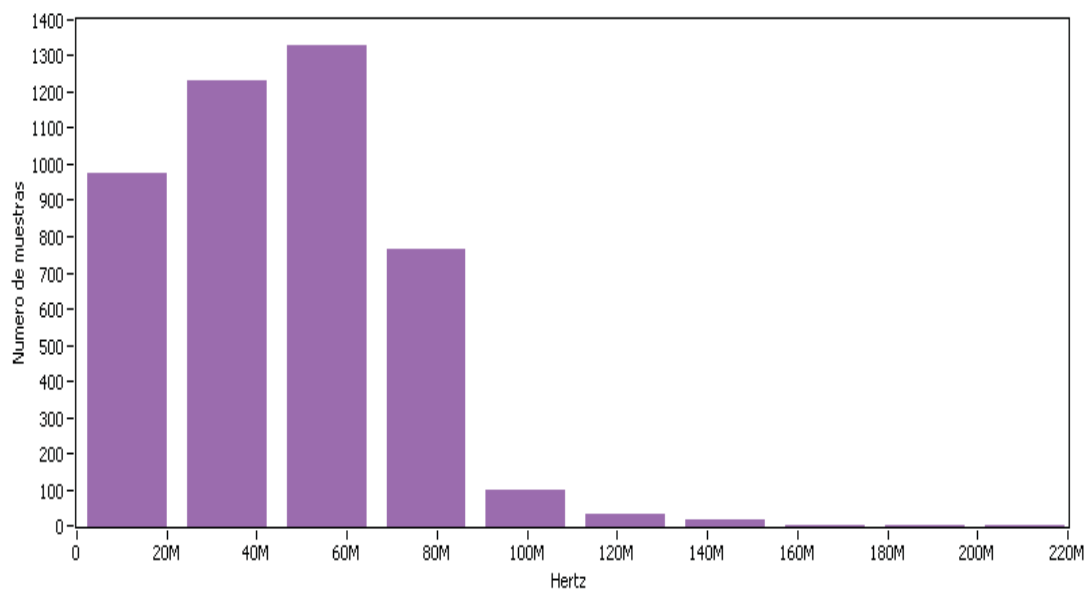


Figura 41. Histograma de la figura anterior.

Con la potencia mínima la gráfica muestra solo una diferencia de frecuencia de decenas de MHz.

De los resultados obtenidos se puede concluir que el segundo esquema tuvo un mejor desempeño que el primero, ya que la diferencia de frecuencia varia entre 20 y 40 MHz, indicando que con los componentes empleados no puede obtenerse un sistema verdaderamente homodino (diferencia de frecuencia igual a cero), aunque la relación dicha diferencia y la frecuencia central del láser es muy cercana a cero. El hecho de que esta diferencia no sea cero implica la realización de un sistema adicional para obtener la señal de información, pero dada la tendencia a realizar el procesamiento de la diferencia de frecuencia empleando DSP se puede pensar en corregirla mediante el uso de PDS.

Sin embargo, es posible implementar un sistema heterodino debido a que requiere de una diferencia de frecuencia diferente de cero (alrededor de 1GHz), por lo tanto con el esquema utilizado se puede lograr esta diferencia.

IV.2. Control dinámico del estado de polarización de una señal óptica.

En la sección III.2 se describió el diseño de un subsistema de control del EDP motivo del presente trabajo (ver figura 14). A continuación mostramos en la figura 42 el montaje experimental respectivo.

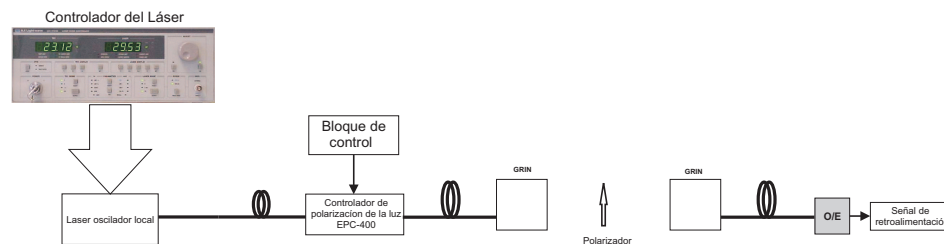


Figura 42. Montaje experimental para el sistema de control del EDP. GRIN: Lente colimador. O/E: Convertidor de señal óptica a eléctrica.

IV.2.1. Funcionamiento del montaje experimental.

El láser emite a una longitud de onda de 1543.00 nm y se hace pasar a través del controlador del EDP (EPC-400). Mediante una fibra óptica a la salida del controlador EPC-400 se conecta un lente colimador y la señal se hace pasar a través de un polarizador de luz de espacio libre para después volver a pasar la señal por un lente colimador y a la salida de éste se conecta un fotorreceptor el cual a su salida mostrará la señal de retroalimentación del sistema de control del EDP.

El controlador EPC-400 tiene cuatro canales de entrada donde es necesario aplicar un voltaje de corriente directa de $\pm 5V$ para que modifique el EDP de la luz que pasa a través de él. Modificando el valor de estos voltajes se altera el EDP de la luz.

Una vez obtenida la retroalimentación el algoritmo determinará de que manera se mani-

pulará el EDP de la luz de la señal modificando los valores de los voltajes aplicados a cada canal del controlador EPC-400. La figura 43 muestra el algoritmo utilizado con el montaje experimental, (ver figura 15).

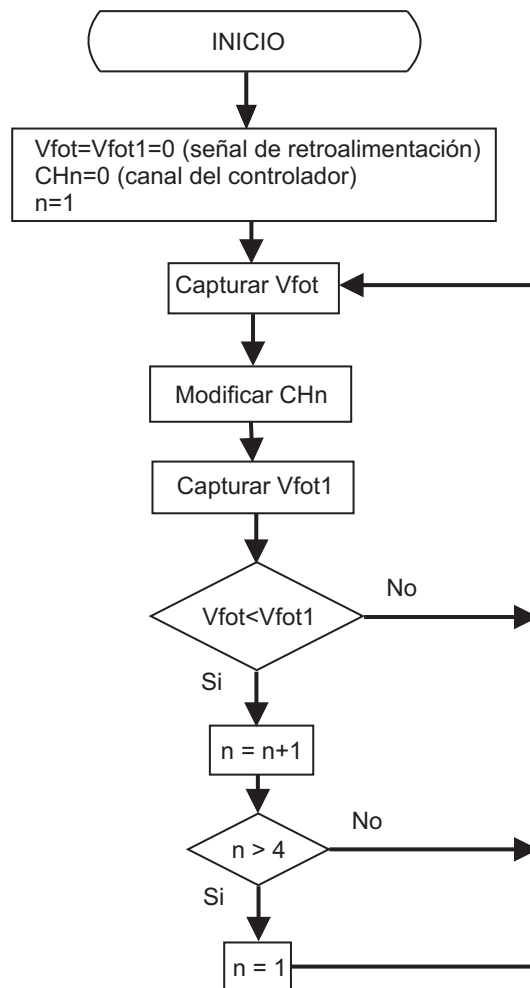


Figura 43. Algoritmo implementado en el laboratorio.

Debido a que no existe referencia del EDP de la luz, el algoritmo compara el último valor tomado con el siguiente valor, y dependiendo del criterio establecido se modifican los voltajes aplicados a cada canal del EPC-400, lo cual nos lleva a modificar el EDP de la luz de la señal. El tiempo de ejecución de cada comparación es del orden de micro-segundos, dando un margen significativo puesto que las variaciones del EDP son del orden de los segundos.

Tabla VII. Material y equipo utilizado en el montaje experimental.

Nombre	Marca	Modelo
Láser	ANRITSU	GB5A
Torsionador de fibra óptica	OZOPTICS	EPC-400
Fotodetector	THORLABS	SIR5
Microcontrolador	MICROCHIP	PIC 16F777A
Circuitos integrados		Varios
Lentes colimadores		
Polarizador de espacio libre		

Tabla VIII. Características del fotorreceptor THORLABS SIR5.

Características de operación	
Ancho de banda (3 dB)	>5 GHz
Impedancia de salida	50Ω

Tabla IX. Características del torsionador de fibra óptica EPC-400.

Características de operación	
Canales de control	4
Intervalo de voltaje	± 5 Volts
Ancho de banda 3 dB	100 Hz

El bloque de control que se observa en la figura 42 está formado como se muestra en la figura 44.

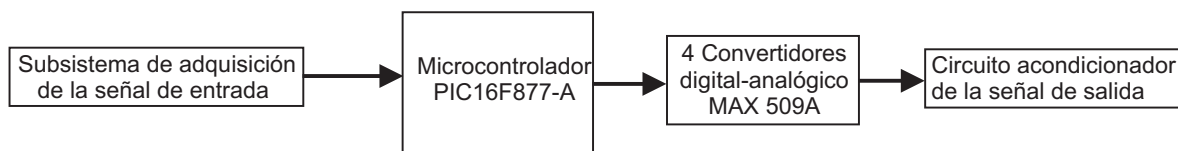


Figura 44. Diagrama a bloques del sistema de control del CEP.

El subsistema de adquisición de la señal de entrada se muestra en la figura 45. El seguidor de voltaje se encarga de proteger al fotodetector de cualquier problema en los circuitos y prepara a la señal para poder conectarla al microcontrolador y así poder procesarla, con un amplificador de señal y un filtro eléctrico.

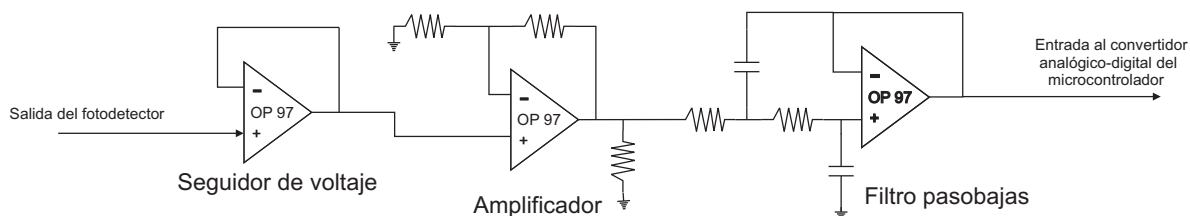


Figura 45. Diagrama eléctrico del circuito acondicionador de la señal de entrada.

Los bloques llamados microcontrolador y convertidores en la figura 44, representan circuitos integrados en los cuales nos apoyamos para la realización del sistema de control del EDP de la luz (CEP).

En el microcontrolador se implementó el algoritmo mencionado anteriormente, este circuito integrado captura la señal a través de una entrada de convertidor analógico-digital para guardar ese valor y poder compararlo con el siguiente que capture, de esta manera podrá modificar el valor de una palabra digital de 8 bits (una por canal), la cual representa el valor del voltaje en cada canal del controlador EPC-400, para alterar el EDP de la señal.

Los convertidores (D/A) reciben una palabra de 8 bits por cada canal y la convierten en un valor analógico que se utiliza para mantener un voltaje de corriente directa fijo en la

entrada de los canales del controlador EPC-400. A la salida de cada convertidor es necesario un circuito dedicado a convertir el voltaje unipolar de la salida de los convertidores en un voltaje bipolar, ya que el EPC-400 demanda $\pm 5V$ en cada canal, enseguida se muestra el circuito encargado de eso:

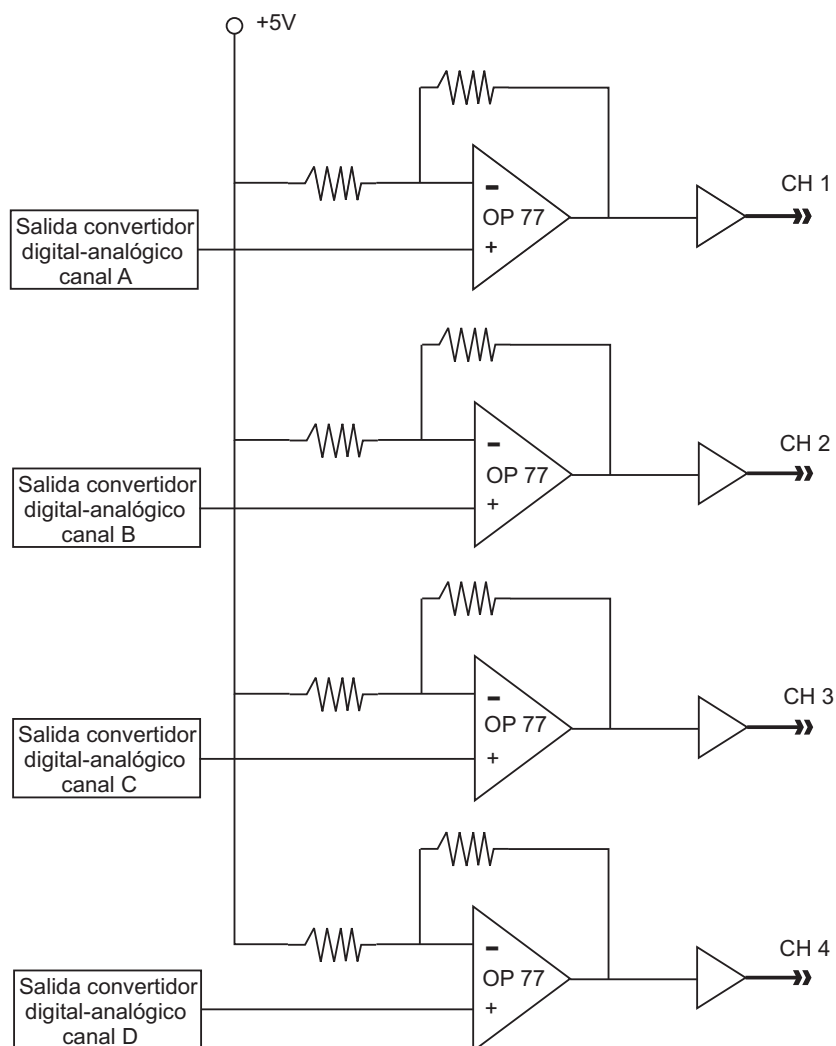


Figura 46. Circuito de voltaje unipolar en la entrada y bipolar en la salida.

IV.2.2. Caracterización y pruebas.

Las pruebas se realizaron en el laboratorio y nos apoyamos en un osciloscopio digital para capturar la señal del fotodetector, la cual representa las variaciones del EDP de la luz a la entrada del mismo. Esta señal se captura para poder comparar el desempeño del CEP.

La figura 47 representa las variaciones del EDP de la señal del fotodetector, esto se logró modificando el polarizador de espacio libre mostrado en la figura 42, para simular las perturbaciones que alteran el EDP de la señal mencionadas en la sección II.4.3. Estas mediciones se realizaron a lazo abierto.

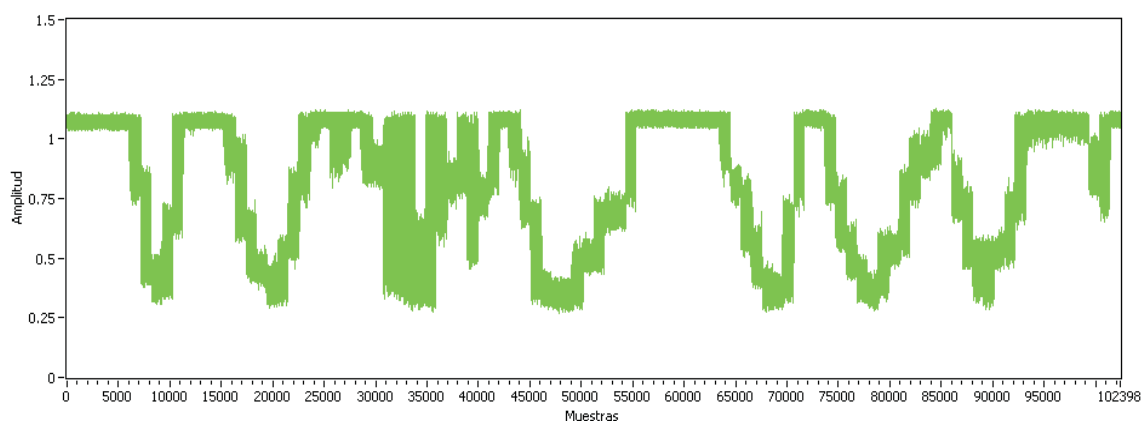


Figura 47. Mediciones de la señal del fotodetector (CEP desactivado).

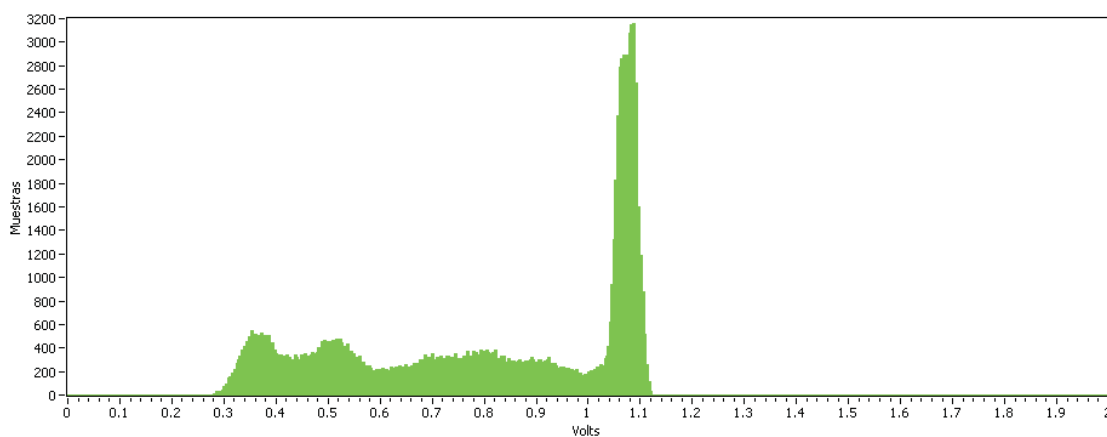


Figura 48. Histograma de la figura anterior.

La figura 49 muestra la señal del fotodetector, la medición se realizó recurriendo al mismo procedimiento que en la figura 47 con la diferencia que en este caso la medición es a lazo cerrado.

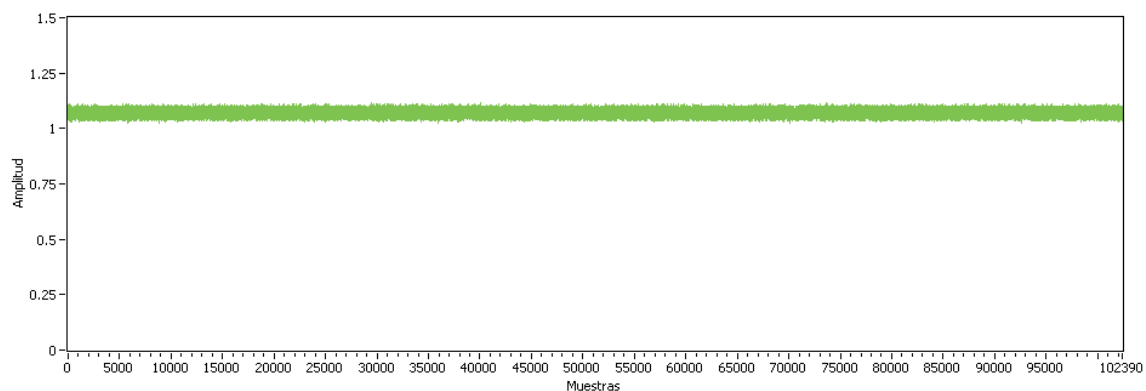


Figura 49. Mediciones de la señal del fotodetector (CEP activado).

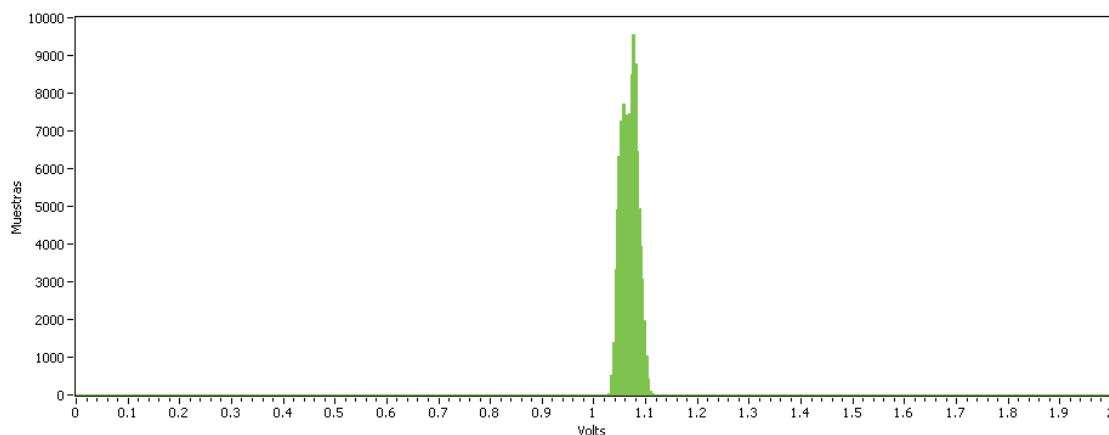


Figura 50. Histograma de la figura anterior.

Observando los resultados podemos concluir que se logró estabilizar la señal del fotodetector en su nivel máximo para el montaje experimental presentado.

IV.3. Estimación de fase óptica mediante el criterio de máxima verosimilitud.

En la sección III.3 se describió el diseño de un sistema de captura de datos para un procesamiento de datos fuera de línea, el cual se aplicará en un sistema de comunicaciones ópticas coherentes en la parte del estimador de fase (ver figura 16). En la sección III.3 se propone un algoritmo para la captura de datos (ver figura 17), a continuación se muestra el algoritmo implementado en el montaje experimental.

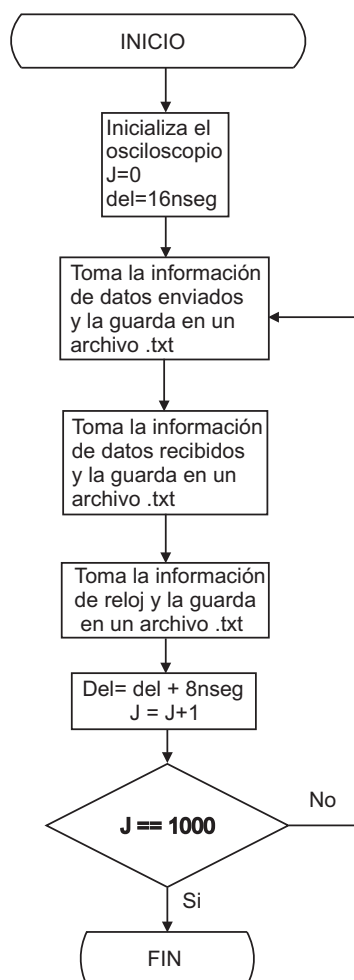


Figura 51. Algoritmo implementado en el laboratorio.

IV.3.1. Funcionamiento del sistema y captura de datos.

La siguiente tabla muestra el equipo utilizado para llevar a cabo la captura de los datos.

Tabla X. Material y equipo utilizado en el montaje experimental.

Nombre	Marca	Modelo
Osciloscopio Digital	Hewleett Packard	HP54120
Generador de datos	ANRITSU	
Ducto GPIB		
Computadora personal		

La idea principal del sistema es capturar tres señales: datos enviados, datos recibidos y reloj; para obtener estas señales se utilizó el generador de datos, el cual tiene en sus salidas: datos generados, datos generados (invertidos) y el reloj; estas señales se tomaron como las señales por capturar.

Sin embargo, se necesita capturar la mayor cantidad de datos posible, para esto fue necesario analizar la capacidad del osciloscopio digital ya que es el instrumento con el cual se hicieron las capturas de las señales y como tal tiene sus limitantes.

Se observó que solo puede digitalizar mil veces el ancho de pantalla seleccionado, por lo tanto se estableció un compromiso entre el número de datos por capturar con el ancho de pantalla. De esta manera, se procedió a rediseñar el algoritmo propuesto para el sistema (ver figura 51).

La figura 52 muestra el diagrama del sistema de captura.

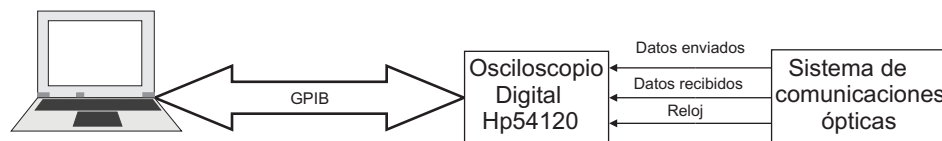


Figura 52. Diagrama a bloques para la captura de datos del estimador de fase óptica.

Las siguientes imágenes presentan los tres canales capturados y almacenados, esto se logra con la implementación del algoritmo en un programa de LABVIEW el cual se encargó de manejar al osciloscopio y almacenar las mil pantallas de cada canal en archivos .txt.

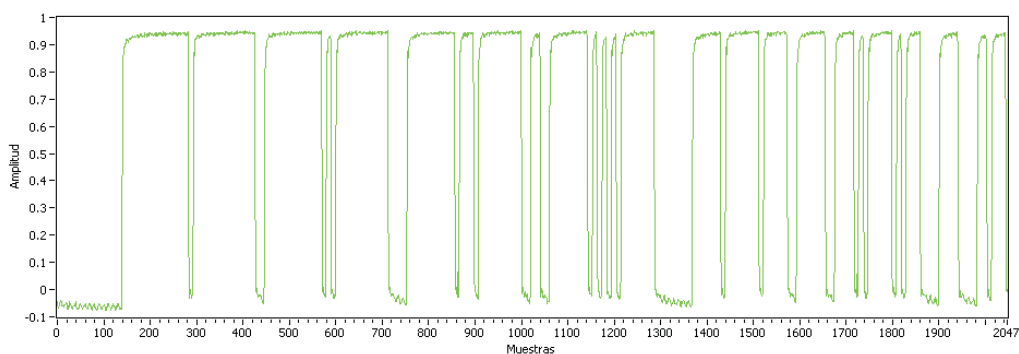


Figura 53. Datos capturados del primer canal(datos enviados).

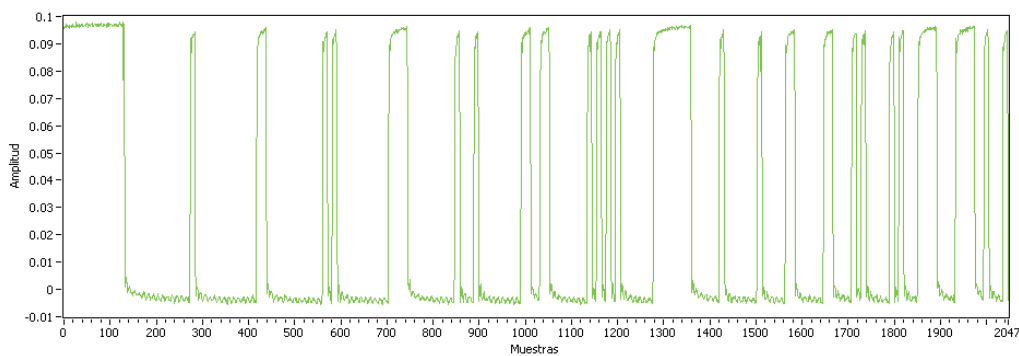


Figura 54. Datos capturados del segundo canal(datos recibidos).

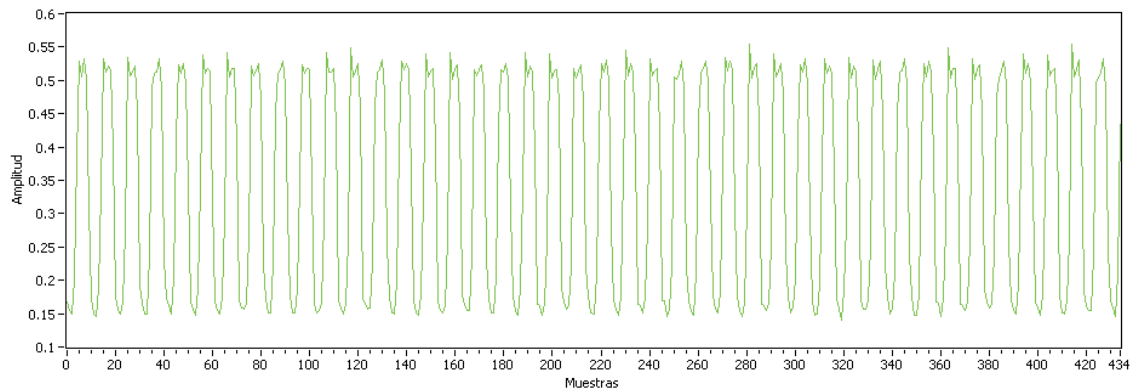


Figura 55. Datos capturados del tercer canal(reloj).

Solo se mostraron dos pantallas en el caso de la figura 53 y 54, ya que si se mostraban las mil pantallas capturadas no sería posible distinguir los datos; para el caso de la figura 55 solo se muestra media pantalla con la finalidad de distinguir la señal con claridad.

Los datos adquiridos y almacenados en los archivos .txt están listos para ser procesados fuera de línea, cumpliendo de esta manera el objetivo del sistema de adquisición desarrollado.

Capítulo V

Conclusiones.

En este trabajo se presenta el desarrollo, implementación y evaluación de algunos subsistemas requeridos para la fotorrecepción y la desmodulación óptimas de una portadora óptica modulada digitalmente en su fase y que es transmitida a través del espacio libre por lo cual sufre diversas perturbaciones ocasionadas por el canal estocástico. En particular, se diseñaron, implementaron y caracterizaron los siguientes subsistemas: a) control automático de frecuencia de un oscilador local óptico y b) control dinámico del estado de polarización. Se implementó asimismo una etapa de adquisición de datos de alta velocidad para procesamiento fuera de línea usando un osciloscopio de alta velocidad, en particular, para realizar la desmodulación de la fase de la portadora óptica recibida. El control dinámico del estado de polarización (EDP) de un haz óptico fue implementado basándose en el uso de un torsionador de fibra manejado eléctricamente. Desarrollamos un algoritmo con el criterio de optimizar la señal de batimiento eléctrica obtenida de la mezcla de la señal de información y el oscilador local óptico. Debido a no disponer de un valor absoluto de referencia para la optimización se empleó el método de la burbuja con lo que se logró estabilizar la señal de batimiento a un valor determinado como el valor máximo, esto se hizo mientras se realizaban las modificaciones del EDP de la luz observando así un comportamiento constante de dicha señal de batimiento.

Para la implementación del control automático de longitud de onda (CAF) se realizaron dos esquemas, los cuales consisten en un detector de diferencia de frecuencia, donde un fotodetector balanceado recibe dos campos eléctricos provenientes de dos láseres y a la

salida del fotodetector se puede observar la diferencia de frecuencia en un frecuencímetro, dicho instrumento sirve para retroalimentar el algoritmo del CAF. Se utilizan dos láseres: un láser de cavidad externa, en el cual se manipulo el voltaje de un elemento piezoeléctrico para modificar su longitud de onda y otro láser con una resolución de ajuste más fina, donde modificando su corriente se manipula la longitud de onda, con el primero se logró una diferencia de frecuencia entre 100 y 150 MHz; con el segundo se logró una diferencia entre 20 y 40 MHz.

La etapa de adquisición de datos de alta velocidad para procesamiento fuera de línea se implementó usando un osciloscopio de alta velocidad. Para la adquisición de los datos se implementó un algoritmo que permite capturar 1000 pantallas con una resolución de 1024 bits. El formato de los datos adquiridos permitió su posterior procesamiento fuera de línea mediante la implementación de un algoritmo para estimación de fase óptica para una señal BPSK perturbada por turbulencia óptica.

V.1. Trabajo futuro

Como trabajo a futuro se propone:

- Para el control automático de frecuencia trabajar con un láser sintonizable de resolución más fina y menor ancho de línea, y un frecuencímetro que exhiba menor tiempo de adquisición y mejor ancho de banda.
- Con respecto al control de estado de polarización de la luz, realizar experimentos fuera del laboratorio así como la inclusión de otro torsionador de fibra.
- Estudiar otros métodos de búsqueda para el valor máximo de la señal de batimiento.

Bibliografía

- Abbas, G. L., S., C. V. W., y Yee, T. K. (1983). Local-oscillator Excess Noise Suppression for Homodyne and Heterodyne Detection. *Optics Letters*, **8**(8): 419–421.
- Agrawal, G. P. (2002). *Fiber-Optic Communication Systems*. John Wiley and Sons, New York, tercera edición. 546 pp.
- Bar-David, I. y Salz, J. (1988). On dual optical detection: homodyne and transmitted-reference heterodyne reception. *IEEE Trans. on Communications*, **36**(12): 1309–1315.
- Bononi, A., Ghiggino, P., y Picchi, G. (1992). Analysis of the Automatic Frequency Control in Heterodyne Optical Receivers. *IEEE Journal of Lightwave Technology*, **10**(6): 794–803.
- Carlson, A. (1986). *Communication Systems*. McGraw-Hill, New York, tercera edición. 344 pp.
- Ebskamp, F. y Pedersen, R. (1992). The Application of a balanced 6-15 GHz low noise Tuned Optical Front end in a 5 Gbits/s CPFSK Heterodyne System. *18th European Conference on Optical Communication, Berlin 23-27 May*, **1**(1): 1375–1378.
- Gagliardi, R. y Karp, S. (1995). *Optical Communications*. John Wiley and Sons, New York, segunda edición. 347 pp.
- Gardner, F. (1985). Properties of Frequency Difference Detectors. *IEEE Trans. Communications*, **33**(2): 131–138.
- Garret, I., Bond, J., J., W., D., L., y G., J. (1990). Impact of Phase Noise in Weakly Coherent Systems: a New and Accurate Approach. *Journal of Lightwave Technology*, **8**(4): 329–337.
- Heismann, F. y Whalen, M. S. (1992). Fast Automatic Polarization Control System. *IEEE J. of Quantum Electronics*, **4**(5): 674–676.
- Ho, K.-P. (2005). *Phase-Modulated Optical Communications Systems*. Springer, New York, primera edición. 430 pp.
- Hoffman, B., Christensen, B., Bodtker, E., Jensen, N. G., y Thomsen, H. (1991). Automatic Frequency Control for 636Mbit/s SF-FSK Coherent Optical FIELD TRIAL. *IEEE Electronics Letters*, **27**(21): 1975–1976.
- Kahn, J. M. y Ho, K. (2006). Spectral Efficiency Limits and Modulation/detection Techniques for DWDM Systems. *IEEE Journal of selected topics in quantum electronics*, **10**(2): 259–272.
- Kazovsky, L., Benedetto, S., y Willner, A. (1996). *Optical fiber Communication Systems*. Artech House, Norwood, primera edición. 690 pp.

- Kazovsky, L., Kalogerakis, G., y Shaw, W. (2006). Homodyne Phase-Shift-Keying Systems: Past Challenges and Future Opportunities. *Journal of Technology*, **24**(12): 674–676.
- Lyuborminsky, I. (2006). Coherent Detection for Optical Duobinary Communications Systems. *IEEE*, **18**(7): 868–870.
- Marsland, R. A. (1994). Balanced Photoreceivers Challenge Shot-Noise Limit. *Suplement to Laser Focus World, Detector Handbook*.
- Meyr, H., Ascheid, G., y Meyr, H. (1990). *Synchronization in Digital Communications*. John Wiley and Sons, New York, primera edición. 110 pp.
- Ohtsu, M. (1992). *Highly Coherent Semiconductor Lasers*. Artech House, Norwood, primera edición. 340 pp.
- Okoshi, T. (1981). Single-Polarization Single-Mode Optical Fibers. *IEEE J. of Quantum Electronics*, **17**(6): 879–884.
- Okoshi, T. (1985). Polarization-State Control Schemes for Heterodyne or Homodyne Optical Fiber Communications. *IEEE Transactions on Electron Devices*, **32**(12): 674–676.
- Okoshi, T. y Kikuchi, K. (1988). *Coherent Optical Fiber Communications*. KTK Scientific Publishers, Norwell, primera edición. 261 pp.
- Okoshi, T., Ryu, S., y Kikuchi, K. (1983). Polarization-Diversity Receiver for Heterodyne/Coherent Optical Fiber Communications. *Proc. 4th Int. Conf. on Integrated Optics and optical Fiber Communication*.
- Ramírez Iñiguez, R., Idrus, S. M., y Sun, Z. (2008). *Optical Wireless Communications, IR for Wireless Connectivity*. Taylor and Francis, New York, segunda edición. 344 pp.
- Ryu, S. (1994). *Coherent Lightwave Communication Systems*. Artech house, Norwood, primera edición. 283 pp.
- Saleh, B. y Teich, M. (1991). *Fundamentals of Photonics*. John Wiley and Sons, New Jersey, primera edición. 966 pp.
- Taylor, M. (2004). Coherent Detection Method Using DSP for Demodulation of Signal and Subsequent Equalization of Propagation Impairments. *IEEE Photonics Technology Letters*, **16**(2): 674–676.
- Tosco, F. (1990). *Fiber Optics Communications Handbook*. TAB professional reference books, Blue Ridge Summit, primera edición. 1173 pp.
- Tsukamoto, S. (2006). Coherent Detection of Optical Quadrature Phase-Shift Keying Signals with Carrier Phase Estimation. *Journal of Lightwave Technology*, **24**(1): 12–21.
- Walker, N. y Walker, G. (1990). Polarization Control for Coherent Communications. *Journal of Lightwave Technology*, **8**(3): 438–458.