

TESIS DEFENDIDA POR:
Ramón Muraoka Espíritu
Y APROBADA POR EL SIGUIENTE COMITÉ

Dr. Arturo Arvizu Mondragón
Director del Comité

Dr. Francisco Javier Mendieta
Jiménez
Miembro del Comité

Dr. David Hilario Covarrubias
Rosales
Miembro del Comité

Dr. Jorge Torres Rodríguez
Miembro del Comité

Dr. Arturo Velázquez Ventura
*Coordinador del Programa en
Electrónica y Telecomunicaciones*

Dr. Raúl Ramón Castro
Escamilla
*Director de Estudios de
Posgrado*

23 de Agosto de 2005

CENTRO DE INVESTIGACIÓN CIENTÍFICA Y DE EDUCACIÓN
SUPERIOR DE ENSENADA



CICESE
MR

PROGRAMA DE POSGRADO EN CIENCIAS
EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

**COMUNICACIONES ÓPTICAS
COHERENTES EN EL ESPACIO LIBRE**

TESIS

que para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para obtener el grado
de
MAESTRO EN CIENCIAS

Presenta:

RAMÓN MURAOKA ESPÍRITU

Ensenada, Baja California, México, Agosto de 2005.

RESUMEN de la Tesis de **Ramón Muraoka Espíritu**, presentada como requisito parcial para la obtención del grado de MAESTRO EN CIENCIAS en ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES. Ensenada, Baja California. México. Agosto de 2005.

COMUNICACIONES ÓPTICAS COHERENTES EN EL ESPACIO LIBRE

Resumen aprobado por:

Dr. Arturo Arvizu Mondragón
Director de Tesis

En esta tesis se realiza el estudio, diseño, implementación y caracterización a nivel laboratorio de un enlace óptico digital inalámbrico con detección coherente. En particular se toman las características climatológicas de la ciudad de Ensenada, B.C., México, para el diseño del mismo.

Se estudian las diversas perturbaciones que afectan un haz láser propagándose en el espacio libre, así como los diversos criterios empleados para el diseño y especificación de componentes para enlaces ópticos inalámbricos terrestres.

Palabras clave: Comunicaciones ópticas coherentes, detección homodina, turbulencia, comunicaciones ópticas inalámbricas

ABSTRACT of the Thesis presented by **Ramón Muraoka Espíritu** as a partial requirement to obtain the MASTER OF SCIENCE degree in ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATIONS. Ensenada, Baja California. México. August 2005.

FREE SPACE COHERENT OPTICAL COMMUNICATIONS

Abstract approved by:

Dr. Arturo Arvizu Mondragón
Thesis Director

In this work the study, design, implementation and characterization of a wireless digital optic link with coherent detection are made. The system is implemented at laboratory under controlled conditions. In order to make the design, we use the weather characteristics of the city of Ensenada, B.C., México.

The diverse impairments that affect a laser beam propagating through the space, as well as the criteria used for the design and specification of components for terrestrial wireless optical links are studied.

Keywords: Coherent optical communications, homodyne detection, turbulence, optical wireless communications.

DEDICATORIA

A mis padres

Mi trabajo es inspirado por el ejemplo que he tenido en mi familia, con todo cariño para ustedes, mis padres Tomas y Ana. Gracias.

A mi hermano

Enrique eres a quien trato de darle un buen ejemplo. Y tu ya me has dado algunos.

A mi esposa

Urania eres la inspiración y la guía de este escalón, gracias por llegar a mi vida y estar siempre conmigo.

AGRADECIMIENTOS

Al creador de la vida.

Al Dr. Arvizu por su apoyo y orientación durante el desarrollo de esta tesis, su invaluable apoyo en mi carrera profesional y la confianza que ha tenido en mi. Gracias Dr. Teacher.

Al Dr. Mendieta por invitarme a trabajar en su grupo, sus invaluable palabras sobre temas variados y la confianza que deposito en mi.

Al Dr. Covarrubias por sus consejos, observaciones y orientación para el desarrollo de esta tesis.

Al Dr. Torres por sus observaciones para la escritura de esta tesis.

A los anteriores por los valiosos comentarios en la evaluación oral de esta tesis.

Al personal de la Dirección de Estudios de Posgrado, en especial a Lina Ivonne Best Guzmán, Dolores Sarracino Ramírez y María Citlali Romero Manzano.

A las secretarias del DET por su apoyo, Rosy, Aurora y Laura.

Al CICESE que me ha permitido dar un paso mas en mi carrera con la fortaleza de su infraestructura material y humana. Principalmente al Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones.

A todas las personas que siempre expresaron sus buenos deseos por este proyecto.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) por el apoyo económico brindado en la realización de mis estudios de maestría.

CONTENIDO

página

I. INTRODUCCIÓN	1
I.1 Antecedentes.....	1
I.2 Justificación	2
I.3 Objetivo	5
I.4 Comunicaciones ópticas inalámbricas	6
I.5 El sistema de comunicaciones ópticas	7
I.6 Receptores ópticos.....	8
I.7 Aplicaciones de las comunicaciones ópticas inalámbricas.....	10
II. SISTEMAS DE COMUNICACIONES ÓPTICAS.....	12
II.1 Introducción	12
II.2 Sistemas de Detección directa.....	14
II.2.1 Principio de funcionamiento	15
II.3 Sistemas de Detección coherente.....	17
II.3.1 Principio de funcionamiento	19
II.3.2 Detección homodina	22
II.3.3 Detección heterodina.....	33
II.4 Ventajas de los sistemas con detección coherente.....	39
II.5 Aplicaciones potenciales	40
III. FACTORES QUE AFECTAN A LOS SISTEMAS DE COMUNICACIONES ÓPTICAS INALÁMBRICAS TERRESTRES.....	42
III.1 Perturbaciones atmosféricas.....	44
III.1.1 La niebla, nubes, lluvia, nieve y tormentas de arena	44
III.2 Efectos atmosféricos.....	46
III.2.1 Dispersión y absorción.....	46

CONTENIDO (continuación)	página
III.2.2 Efectos de Turbulencia.....	47
III.3 Visibilidad directa.....	48
III.4 Transmisión de señales Infrarrojas a través de la atmósfera.....	49
III.4.1 Ventanas atmosféricas.....	50
III.4.2 Pérdidas geométricas.....	51
III.4.3 Atenuación atmosférica o ley de Beer.....	52
III.4.4 Dispersión del haz láser.....	54
III.4.5 Impacto del clima.....	60
IV. DISEÑO DEL SISTEMA.....	63
IV.1 Margen de desvanecimiento.....	70
IV.2 Pérdidas ópticas.....	71
IV.3 Pérdidas por propagación.....	71
IV.3.1 Ganancia de la antena transmisora.....	72
IV.3.2 Ganancia de la antena receptora.....	73
IV.3.3 Pérdidas isotrópicas.....	74
IV.3.4 Pérdidas por turbulencia.....	74
IV.3.5 Pérdidas por apuntamiento.....	77
IV.4 Pérdidas atmosféricas.....	78
IV.5 Pérdidas por colimación.....	82
IV.6 Presupuesto de potencia.....	84
IV.7 Especificaciones y valores calculados de los parámetros del enlace.....	87
IV.8 Sistema homodino con detección coherente.....	89
V. MONTAJE EXPERIMENTAL, CARACTERIZACIÓN Y PRUEBAS.....	92
V.1 Descripción.....	92
V.2 Funcionamiento del montaje experimental.....	94

CONTENIDO (continuación)	página
V.3 Parámetros del sistema.....	96
V.4 Procedimiento de pruebas.....	98
V.5 Caracterización y pruebas.....	100
V.5.1 Prueba con velocidad de datos a 155Mbps	100
V.5.2 Diagrama de ojo para la prueba de 155 Mbps	106
V.5.3 Prueba con velocidad de datos a 622Mbps	111
V.6 Comentarios.....	120
VI. CONCLUSIONES Y TRABAJO A FUTURO.....	121
REFERENCIAS	124
Literatura citada.....	124
Referencias en Internet	128
APÉNDICE -A- SEGURIDAD CON LÁSER.....	129
Descripción de las clases de láser.....	129
Regulación de los láser	130
Efectos que causa el láser en los ojos	132
APÉNDICE -B- MUESTRA DE CARACTERIZACIÓN DE CANAL ATMOSFÉRICO	135
Montaje experimental en laboratorio.....	136
Montaje experimental externo	138
Medición de distancia entre transmisor y receptor	140
Pérdidas geométricas	141
Pérdidas atmosféricas	143
Comparación de resultados en la atenuación del enlace.....	144

CONTENIDO (continuación)	página
APÉNDICE -C- FUENTES DE LUZ Y DETECTORES PARA COMUNICACIONES ÓPTICAS INALÁMBRICAS.....	145
Fuentes ópticas para transmisores.....	145
Diodos emisores de luz	145
Diodos láser.....	147
Fotodetectores	150
Fotodiodo pin	151
Fotodiodo de avalancha.....	151
Requerimientos de transmisores y receptores para comunicaciones ópticas inalámbricas	152
Requerimientos del láser	152
Requerimientos del receptor	154
APÉNDICE -D- EL CLIMA EN LA CIUDAD DE ENSENADA	156
Estadística de la lluvia en Ensenada	158
Estadística de la niebla en Ensenada.....	161
APÉNDICE -E- PLL óptico	163
APÉNDICE -F- ACRÓNIMOS	166

LISTA DE FIGURAS

página

Figura 1. Formas de comunicar dos puntos a) señales de RF, b) cable de cobre o coaxial, c) fibra óptica y d) transmisión óptica inalámbrica.	2
Figura 2. Diagrama a bloques de un sistema de comunicaciones ópticas.	8
Figura 3. Diagrama a bloques del receptor óptico generalizado.	9
Figura 4. Receptor de detección directa.	9
Figura 5. Receptor de detección coherente.	10
Figura 6. Sistema de comunicaciones ópticas con detección directa.	15
Figura 7. Sistema de comunicaciones ópticas con detección coherente.	18
Figura 8. Señales de modulación digital a)ASK, b)FSK y c)PSK.	19
Figura 9. PLL óptico con fotorrecepción balanceada.	24
Figura 10. Lazo de Costas óptico.	31
Figura 11. Enlace óptico generalizado sobre un canal atmosférico terrestre.	43
Figura 12. Esquema de turbulencia.	47
Figura 13. Visibilidad directa, necesaria para establecer el enlace.	49
Figura 14. Ventanas atmosféricas normalizadas.	51
Figura 15. Esquema para pérdidas geométricas.	52
Figura 16. Dispersión Rayleigh contra longitud de onda.	56
Figura 17. Esquema a bloques de pérdidas en un sistema FSO.	64
Figura 18. Representación gráfica del presupuesto de potencia.	65
Figura 19. Estadística de la niebla para la ciudad Ensenada, B.C. en un periodo de 19 años entre 1941 y 1970.	66
Figura 20. Pérdidas atmosféricas con visibilidad de 200 m y 2 Km, a 1550 nm. .	81
Figura 21. Pérdidas atmosféricas con visibilidad de 6 Km a 50 Km.	82
Figura 22. Margen de disponibilidad del diseño.	85
Figura 23. Sistema FSO de MI/DD diseñado.	89
Figura 24. Sistema de comunicaciones ópticas inalámbricas homodino con detección coherente.	91

LISTA DE FIGURAS (continuación)	página
Figura 25. Montaje experimental del sistema de comunicaciones ópticas coherentes en el espacio libre (FSO coherente auto-homodino).	93
Figura 26. Señal de datos a transmitir a 155Mbps, a) en el dominio del tiempo b) en el dominio de la frecuencia.	101
Figura 27. Espectro foto-recibido con atenuaciones en canal atmosférico de 0dB, 3, 6 y 9dB a velocidad de bit de 155Mbps.	102
Figura 28. Espectro foto-recibido con atenuaciones en canal atmosférico de 0dB, 12dB, 15dB y 18dB a velocidad de bit de 155Mbps.	103
Figura 29. Espectro foto-recibido con atenuaciones en canal atmosférico de 0dB, 10dB, 18dB y 25dB a velocidad de bit de 155Mbps.	104
Figura 30. Potencia promedio en recepción contra atenuación del canal atmosférico con 155 Mbps.	105
Figura 31. Esquema del diagrama de ojo.	108
Figura 32. Diagramas de ojo recibidos a 155 Mbps con atenuaciones en el canal de a) 0 dB, b) 3 dB, c) 6 dB, d) 9 dB.	109
Figura 33. El BER calculado para 155Mbps.	110
Figura 34. Señal de datos a transmitir a 622 Mbps, a) en el dominio del tiempo b) en el dominio de la frecuencia.	112
Figura 35. Espectro foto-recibido con atenuaciones en canal atmosférico de 0 dB, 3 dB, 6 dB, 9 dB y 12 dB a velocidad de bit de 622 Mbps.	113
Figura 36. Espectro foto-recibido con atenuaciones en canal atmosférico de 0 dB, 15 dB, 18 dB, 21 dB y 24 dB a velocidad de bit de 622 Mbps.	114
Figura 37. Espectro foto-recibido con atenuaciones en canal atmosférico de 0 dB, 27 dB, 30 dB, 33 dB, y 35 dB a velocidad de bit de 622 Mbps.	115
Figura 38. Espectro foto-recibido con atenuaciones en canal atmosférico de 0 dB, 10 dB, 18 dB, 27 dB y 35 dB a velocidad de bit de 622 Mbps.	116
Figura 39. Potencia promedio en recepción contra atenuación del canal atmosférico con 622 Mbps.	117

LISTA DE FIGURAS (continuación)	página
Figura 40. Diagramas de ojo recibidos por una atenuación atmosférica de a) 0 dB, b) 3 dB, c) 6 dB y d) 9 dB.....	118
Figura 41. Tasa de error de bit para 622 Mbps.	119
Figura 42. Anatomía del ojo humano.	133
Figura 43. Espectro de absorción del ojo humano.....	134
Figura 44. Fotografía del montaje en laboratorio a)laser @532nm b)detector del medidor de potencia óptica.....	137
Figura 45. Curva de potencia medida del láser en el montaje de laboratorio.	137
Figura 46. Componentes del montaje externo a) láser TX, b) Receptor, c) poste para el TX d) poste para el receptor.....	139
Figura 47. Medición de potencia en le montaje externo.	139
Figura 48. Distancia entre transmisor y receptor.....	141
Figura 49. Esquema de pérdidas geométricas.....	142
Figura 50. Pérdidas en el canal atmosférico.....	144
Figura 51. Estructuras de diodos láser a) emisión por el borde y b) emisión por superficie.....	148
Figura 52. Ciudad de Ensenada, B.C.....	157
Figura 53. Días con lluvia en un periodo de 1948 a 2002.....	159
Figura 54. Temperatura máxima y mínima en el periodo de 1948 a 2002 para la ciudad de Ensenada.....	160
Figura 55. Número de días con niebla en una muestra de 19 años en un periodo de 1941 a 1970 para la ciudad de Ensenada.....	162
Figura 56. Probabilidad de error para PSK homodino contra número de fotones recibidos por bit, para diferentes valores de ruido de fase.....	164

LISTA DE TABLAS

página

Tabla I. Condiciones de clima y relación visibilidad-pérdidas ópticas @ 1550nm.	61
Tabla II. Estadística de la niebla asociada a la visibilidad y atenuación óptica en 1550nm en Ensenada, B.C.	62
Tabla III. Parámetros para el diseño del sistema de FSO.	70
Tabla IV. Valores de disponibilidad del diseño alrededor de los 1000m.	86
Tabla V. Especificaciones y valores calculados para un enlace de FSO.	87
Tabla VI. Componentes comerciales del diseño realizado.	88
Tabla VII. Material y equipo del experimento en laboratorio.	95
Tabla VIII. Velocidad de bit para SONET/SDH.....	96
Tabla IX. Parámetros del sistema.	97
Tabla X. Condiciones de clima y relación visibilidad-pérdidas ópticas.	99
Tabla XI. Parámetros de la primera prueba.	100
Tabla XII. BER para 155 Mbps.....	110
Tabla XIII. Parámetros de la segunda prueba.	111
Tabla XIV. El BER para 622 Mbps.	119
Tabla XV. Disponibilidad del sistema FSO para el diseño teórico.....	122
Tabla XVI. Clasificación de láseres según la norma IEC-60825-1/A2.	131
Tabla XVII. GPS utilizados para la medición de distancia.....	140
Tabla XVIII. Relación de material, longitud de onda y banda de energía gap para LED típicos.	147
Tabla XIX. Materiales semiconductores con sus longitudes de onda correspondientes que son relevantes en FSO.	149
Tabla XX. Tipos de láser para comunicaciones inalámbricas.	152
Tabla XXI. Láser para comunicaciones ópticas inalámbricas.	153
Tabla XXII. Detectores y sus propiedad físicas.....	155

I. INTRODUCCIÓN

I.1 Antecedentes

Los sistemas de comunicaciones ópticas tienen como objetivo transportar información de un punto a otro. En los sistemas de comunicación punto-a-punto los esquemas de comunicación pueden caer en las categorías que se muestran en la Figura 1, como son: transmisiones de radio frecuencia (RF), señales eléctricas sobre cable de cobre o coaxial, cable de fibra óptica y transmisión óptica inalámbrica [Willebrand y Ghuman, 2002].

Los sistemas de radiofrecuencia son sistemas inalámbricos de los cuales se requiere antenas para su transmisión, los sistemas de cable de cobre o coaxial requieren estar unidos por este medio, de igual manera los sistemas de comunicación por fibra óptica donde la luz viaja a través del núcleo de vidrio o plástico de la fibra y los sistemas ópticos inalámbricos requieren antenas ópticas y la luz viaja por el espacio libre o atmósfera.

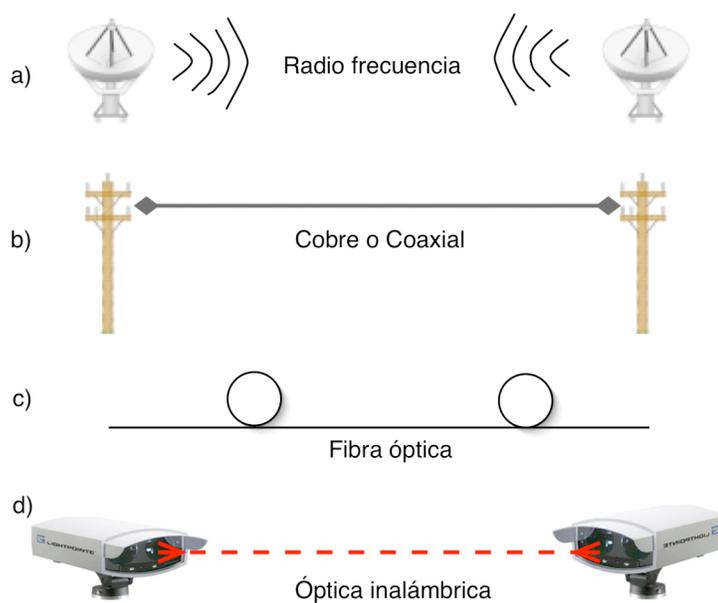


Figura 1. Formas de comunicar dos puntos a) señales de RF, b) cable de cobre o coaxial, c) fibra óptica y d) transmisión óptica inalámbrica.

En este trabajo se abordará la última de estas alternativas la cual se describirá a continuación.

I.2 Justificación

Recientes progresos en las comunicaciones ópticas en el espacio libre con detección directa las hacen aparecer como una alternativa importante a los enlaces radioeléctricos y/o alámbricos convencionales. Esto es debido a su

capacidad potencial para operar a altas velocidades de bit y requiriendo antenas (ópticas) que son mucho más pequeñas que las de radiofrecuencia para una ganancia de antena dada [Willebrand y Ghuman, 2000]. Adicionalmente, al utilizar los sistemas ópticos inalámbricos puede reducirse el problema actual de saturación del espectro radioeléctrico en las bandas de RF [Mendez y Gagliardi, 2001]. Estos enlaces de comunicación inalámbrica punto-a-punto son conocidos como “Comunicación Láser de Espacio Libre” o “Comunicación Óptica Inalámbrica”, tecnológicamente son más conocidos por su acrónimo en inglés de “Free Space Optics (FSO)”; por comodidad de ahora en adelante les llamaremos FSO.

Las señales ópticas son de muy alta frecuencia y caen dentro del espectro de servicios inalámbricos no regulados, además de ser casi completamente inmunes a las interferencias de radio o de otras portadoras ópticas [Desurvire, 2004].

En la actualidad existen comercialmente sistemas de FSO de Modulación de Intensidad y Detección Directa (MI/DD) para enlaces punto a punto de hasta 5Km. Algunas de las configuraciones disponibles son 1Mbps hasta 2000m, 20Mbps hasta 4000m, 52Mbps hasta 4000m, 100Mbps hasta 5000m,

155Mbps hasta 4000m, 622Mbps hasta 1000m y 1.25Gbps hasta 1500m [Light Pointe, 2002].

Los sistemas de FSO utilizan el espacio libre o atmósfera como medio de comunicaciones, el cual es menos predecible que la fibra óptica debido a perturbaciones atmosféricas tales como la niebla, absorción, dispersión, y a obstrucciones físicas, oscilación de edificios y centelleo [Willebrand y Ghuman, 2004], afectando su disponibilidad y prestaciones.

Si bien los sistemas de comunicaciones ópticas con detección directa resultan muy atractivos, por otro lado, los sistemas de comunicaciones ópticas con detección coherente tienen ventajas superiores sobre éstos, tales como una mayor selectividad en longitud de onda (a costa de un diseño e implementación más complejo) y una mayor sensibilidad en la etapa de recepción [Kazovsky *et al.*, 1986]. Estas ventajas adicionales permiten lograr distancias aún mayores en los enlaces ópticos con la posibilidad de una multicanalización por división de longitud de onda más densa [Betti *et al.*, 1995].

Sin embargo, la realización tecnológica de los sistemas de comunicaciones ópticas inalámbricas con detección coherente implica dificultades importantes que deben ser resueltas con diseños de ingeniería de alta

calidad para sistemas de apuntamiento, adquisición espacial y rastreo [Lee *et al.* 2001] así como con sistemas de sincronización de portadora extremadamente finos [Meyr y Gerd, 1990], además del uso de técnicas de codificación-decodificación especiales [Lerner, 2002].

Es en este contexto que se encuadra la realización del presente trabajo, incursionando en la mezcla de las áreas de comunicación óptica inalámbrica y coherentes.

I.3 Objetivo

El objetivo principal del presente trabajo es el diseñar, implementar y caracterizar a nivel laboratorio de un sistema de comunicaciones ópticas coherentes inalámbrico para operar en la ciudad de Ensenada, B.C. México. En particular se diseñará el sistema de acuerdo a la norma SDH/SONET para una distancia menor o igual a 1Km.

I.4 Comunicaciones ópticas inalámbricas

El objetivo de cualquier sistema de comunicaciones es transferir información de un punto a otro. Esta transferencia de información comúnmente es realizada mediante la superposición (modulación) de la información sobre una onda electromagnética (portadora). En los sistemas de comunicaciones ópticas la portadora es seleccionada en el intervalo óptico del espectro electromagnético, el cual incluye el infrarrojo, visible, y frecuencias ultra violetas [Gagliardi y Karp, 1995].

De acuerdo a Gagliardi y Karp (1995), las principales ventajas al emplear frecuencias ópticas son las siguientes:

- 1) El incremento en el ancho de banda de modulación,
- 2) La posibilidad de concentrar potencia en haces extremadamente angostos,
- 3) La reducción significativa del tamaño de los componentes.

Según Desurvire (2004) los sistemas de comunicaciones ópticas inalámbricas, adicionalmente presentan las siguientes ventajas:

- 4) Instalación y funcionamiento casi inmediato,

- 5) El espectro de RF está saturado, esto quiere decir en general que no hay más ranuras de ancho de banda disponible,
- 6) Es una solución para ambientes con alta interferencia electromagnética “*Electromagnetic Interference (EMI)*”,
- 7) No existen licencias o cargos para utilizar esta tecnología.

Por otra parte los sistemas FSO están limitados esencialmente por dos factores:

- 1) La difracción de la luz, que afecta la expansión del haz en función de la distancia.
- 2) Atenuación: son varios los factores que influyen para producirlas tales como la absorción y dispersión provocados por partículas como la lluvia y niebla, y la refracción aleatoria (turbulencia) causada por los gradientes de temperatura y condiciones atmosféricas [Desurvire, 2004].

I.5 El sistema de comunicaciones ópticas

Un ejemplo de un diagrama genérico de un sistema de comunicaciones ópticas se muestra en la Figura 2. Son bloques frecuentemente usados en cualquier sistema de comunicaciones. La fuente produce algún tipo de

información (formas de onda en tiempo, señales digitales, etc.) para ser transmitido a cierta distancia donde está localizado el receptor. La fuente modula a la portadora óptica, esta portadora es transmitida por un canal óptico (espacio libre, atmósfera, fibra óptica). En el receptor el campo óptico es colectado y procesado (fotodetector), generalmente con presencia de ruido [Gagliardi y Karp, 1995].

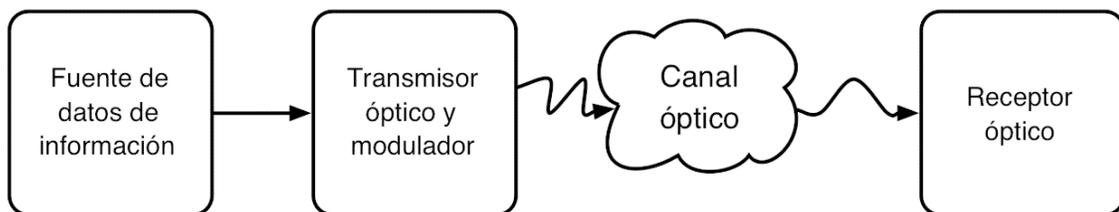


Figura 2. Diagrama a bloques de un sistema de comunicaciones ópticas.

I.6 Receptores ópticos

Los receptores pueden dividirse en dos tipos básicos: receptores de detección de potencia y receptores coherentes. Un ejemplo del receptor óptico generalizado se observa en la Figura 3.

En la Figura 4 se muestra un diagrama que ejemplifica un receptor de detección de potencia comúnmente llamados de detección directa o receptor no coherente. El sistema de lentes y el fotodetector funcionan como receptor instantáneo de potencia del campo colectado que llega al receptor.

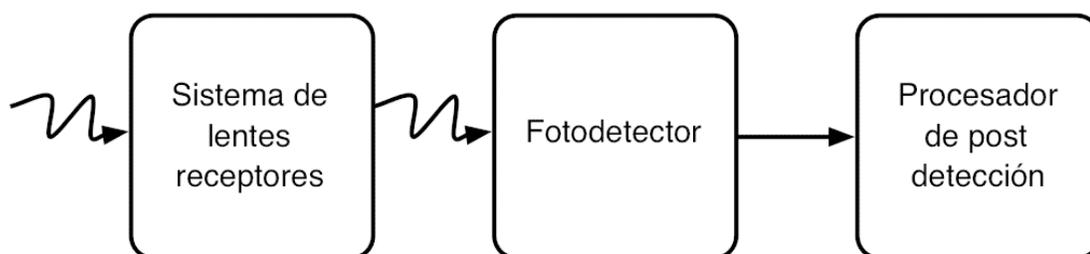


Figura 3. Diagrama a bloques del receptor óptico generalizado.

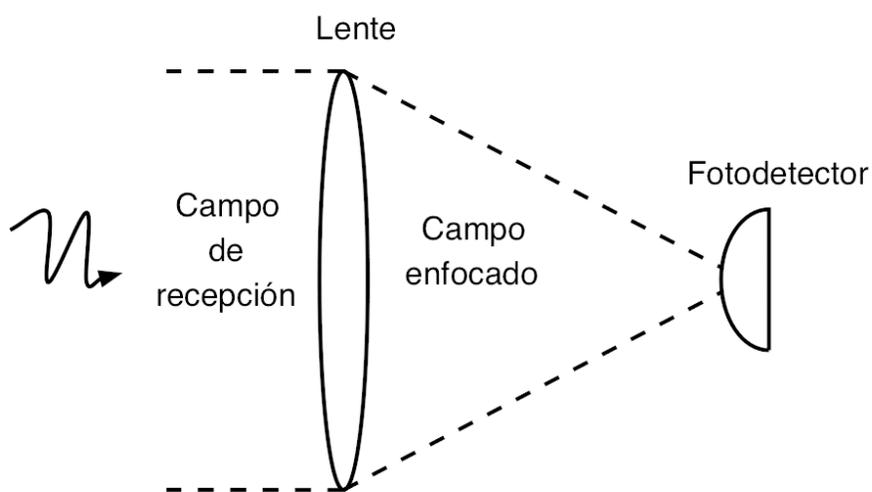


Figura 4. Receptor de detección directa.

Un ejemplo de receptor coherente se observa en la Figura 5. En este caso un campo de luz es generado localmente y mezclado con el campo recibido a través del combinador, y posteriormente el haz combinado es fotodetectado.

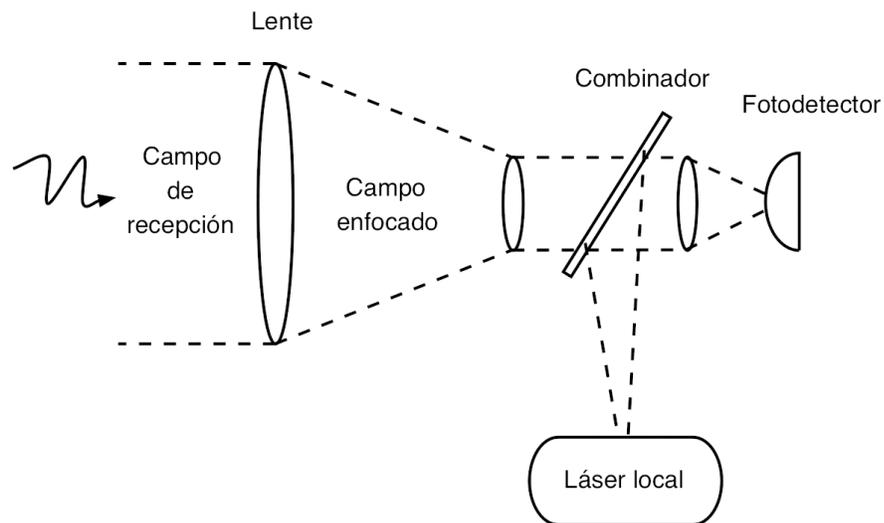


Figura 5. Receptor de detección coherente.

I.7 Aplicaciones de las comunicaciones ópticas inalámbricas

Los sistemas de comunicaciones ópticas inalámbricas pueden presentarse en diferentes áreas de aplicación como las que se mencionan a continuación [Hemmati y Mecherle, 2004]:

- a) En Redes satelitales: Los sistemas de comunicaciones ópticas inalámbricas pueden estar presentes en redes de comunicación satelital, de satélite-satélite, satélite-tierra.
- b) En aeronaves: Se presentan entre aeronaves, aeronaves-satélite, aeronaves-tierra, aeronave-submarino.
- c) En el espacio profundo: pueden ser de estaciones espaciales-satélites orbitando otros planetas, satélites-satélites en otros planetas.
- d) En estaciones espaciales: Se pueden presentar en estaciones espaciales-tierra, estaciones espaciales-aeronave, entre estaciones espaciales.
- e) Comunicaciones terrestres: En enlaces terrestres son utilizados de respaldo de fibra óptica, redes ópticas inalámbricas “*wireles optical networks (WON)*”, enlace de ultima milla, entre otros.
- f) Redes de área local ópticas.

En particular en este trabajo se abordará el denominado problema de la última milla empleando sistemas FSO con detección coherente. Con esta finalidad se diseñará un PLL óptico balanceado para recuperación de la portadora óptica en el receptor.

II. SISTEMAS DE COMUNICACIONES ÓPTICAS

II.1 Introducción

Actualmente se encuentran en operación una gran cantidad de sistemas de comunicaciones ópticas que utilizan la técnica conocida como modulación de intensidad y detección directa. En esta técnica se modula la intensidad (potencia) de la fuente óptica de acuerdo a las variaciones en amplitud de una señal eléctrica, generalmente mediante una señal binaria, empleándose en el extremo receptor la detección directa para transformar la señal óptica en eléctrica.

La gran difusión en el uso de este tipo de sistemas es debida a su relativa simplicidad de implementación y también a su relativo bajo costo, además de ser capaces de operar satisfactoriamente aún en presencia de inestabilidades inherentes al proceso de radiación laser. Sin embargo, su sensibilidad es limitada y no aprovechan en su totalidad el gran ancho de banda de las fibras ópticas.

Por otro lado los sistemas de comunicaciones ópticas coherentes, poseen ventajas interesantes sobre los sistemas tradicionales de detección directa,

tales como: a) capacidad de transmitir a distancias mayores debido a su operación cercana al límite cuántico y al uso de la modulación angular del campo de la luz, siendo menos sensible al ruido aditivo; y b) la posibilidad de emplear multicanalización por división de longitud de onda con separación entre canales muy estrecha. Esto es permitido gracias a la alta selectividad frecuencial resultante de la transposición frecuencial de los campos ópticos a la frecuencia intermedia (F.I.) para los receptores heterodinos o bien a la banda base para los sistemas homodinos, así como al filtraje electrónico postdetección. Por otro lado, en las aplicaciones en el espacio libre estas técnicas poseen la propiedad única de una alta directividad espacial (aún con aperturas de antenas ópticas relativamente pequeñas), permitiendo un muy buen rechazo de la radiación incoherente de fondo.

Sin embargo en la realización de los sistemas coherentes, aparecen varias dificultades tanto a nivel fundamental como tecnológico, relacionadas estas con la inevitable falta de una correlación espacial y temporal entre las señales ópticas de información y el oscilador local. Mientras que en los sistemas de detección directa, las fluctuaciones de polarización y el ruido de fase en el campo óptico recibido tienen una repercusión menor, estos efectos degradan enormemente las prestaciones de los detectores coherentes. En los sistemas de comunicaciones ópticas las modulaciones de

fase M-arias (M-PSK) son menos sensitivas al ruido aditivo, a expensas de una complejidad adicional: usualmente un modulador de fase electroóptico en el transmisor y un demodulador electrónico síncrono operando a frecuencia intermedia para el caso heterodino (o un PLL óptico, o alguna variante de éste, para el sistema homodino en banda base). Sin embargo, en comparación con sus contrapartes de ASK, y FSK, los sistemas PSK son más sensibles al ruido de fase en los campos ópticos, por lo tanto, el proceso de sincronización de portadora es crucial en las prestaciones de estos sistemas, especialmente en el caso de transmisión con portadora suprimida.

II.2 Sistemas de Detección directa

En la actualidad el sistemas tradicional de comunicación óptica es el llamado; modulación de intensidad y detección directa (MI/DD). Un esquema a bloques típico de este sistema se observa en la Figura 6. La potencia óptica de salida es modulada con la señal eléctrica de los datos de información, la luz viaja a través del canal óptico (fibra óptica o espacio libre). En el receptor, el detector solo responde a los cambios de intensidad de la luz, y de esta sencilla manera se regeneran los datos transmitidos.

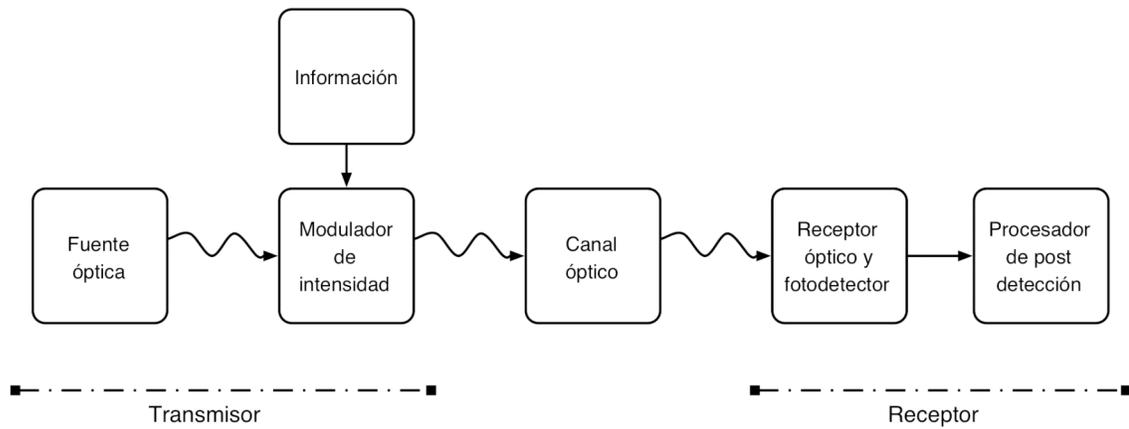


Figura 6. Sistema de comunicaciones ópticas con detección directa.

II.2.1 Principio de funcionamiento

Por simplicidad se considera que la señal transmitida es una onda plana definida como:

$$E_s = A_s \cos[\omega_s t + \phi_s(t)] \quad (1)$$

Donde:

E_s : campo eléctrico de la señal

A_s : amplitud del campo de la señal óptica

ω_s : frecuencia de la portadora óptica

ϕ_s : fase de la señal óptica

En el transmisor de un sistema de MI/DD la señal eléctrica (información) modula en amplitud a la portadora óptica. De este modo la potencia óptica es proporcional al nivel de corriente de la señal.

En el receptor, el detector convierte la señal óptica recibida en una señal eléctrica que es proporcional a la intensidad (cuadrado del campo eléctrico) de la señal óptica, produciendo:

$$I_{dd} = E_s^2 = \{A_s \cos[\omega_s t + \phi_s(t)]\}^2 \quad (2)$$

Aplicando la identidad trigonométrica $\cos^2 x = \frac{1}{2}(1 + \cos 2x)$ se llega a la siguiente expresión,

$$I_{dd} = E_s^2 = \frac{1}{2} A_s^2 \{1 + \cos[2\omega_s t + 2\phi_s(t)]\} \quad (3)$$

El término $[2\omega_s t + 2\phi_s(t)]$ es eliminado en el receptor debido a que su frecuencia es el doble de la frecuencia de la portadora óptica y está por encima de la capacidad de respuesta del detector, quedando el resultado como:

$$I_{dd} = \frac{1}{2} A_s^2 \quad (4)$$

Para el caso digital el “uno lógico” es $= \frac{1}{2} A_s^2$ y para el “cero lógico” es $= 0$.

II.3 Sistemas de Detección coherente

Las ventajas con el uso de las técnicas de comunicación coherente son dos:

La primera; la sensibilidad del receptor puede mejorar hasta 20 dB comparado con sistemas de MI/DD.

La segunda, con detección coherente puede permitir el uso más eficiente del ancho de banda de la fibra óptica, mediante el incremento de la eficiencia espectral en sistemas WDM [Agrawal, 2002].

En la Figura 7, se muestra un sistema coherente, donde el receptor coherente traslada la señal óptica, normalmente modulada en frecuencia o fase, a una frecuencia intermedia “*intermediate frequency (IF)*”, y posteriormente se realiza una demodulación que recupera la trama digital.

La traslación en frecuencia se consigue combinando la señal óptica recibida y la señal de otro láser llamado oscilador local sobre un fotodetector, cuya diferencia de frecuencia central de las señales será igual al valor de la frecuencia intermedia.

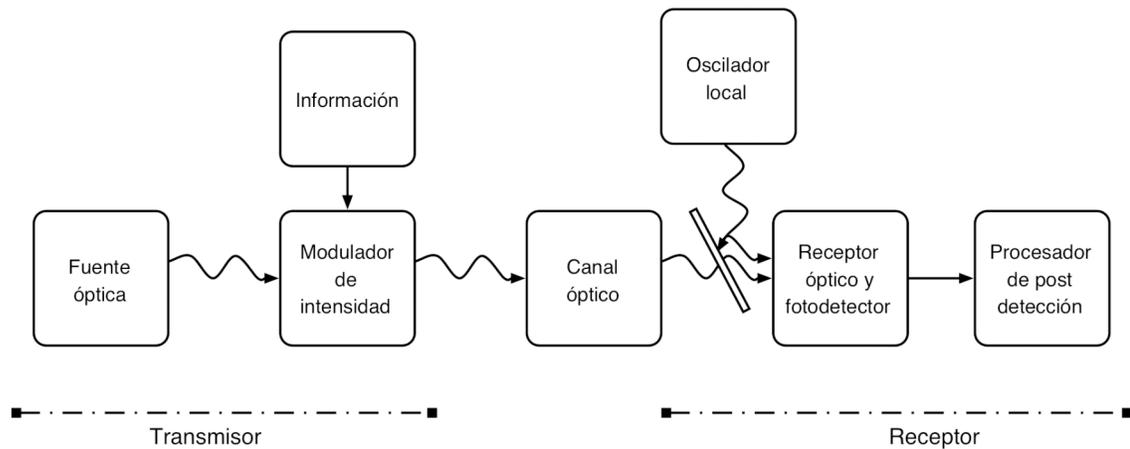


Figura 7. Sistema de comunicaciones ópticas con detección coherente.

Con la detección coherente se analizan las características del campo eléctrico recibido, con respecto a su amplitud, frecuencia o fase. Por esto, es posible implementar las técnicas de modulación digital: corrimiento en amplitud “*Amplitude Shift Keying (ASK)*”, corrimiento en frecuencia “*Frequency Shift Keying (FSK)*” y corrimiento de fase “*Phase Shift Keying (PSK)*”. La Figura 8 muestra la forma de onda de estas técnicas de modulación [Agrawal, 2002].

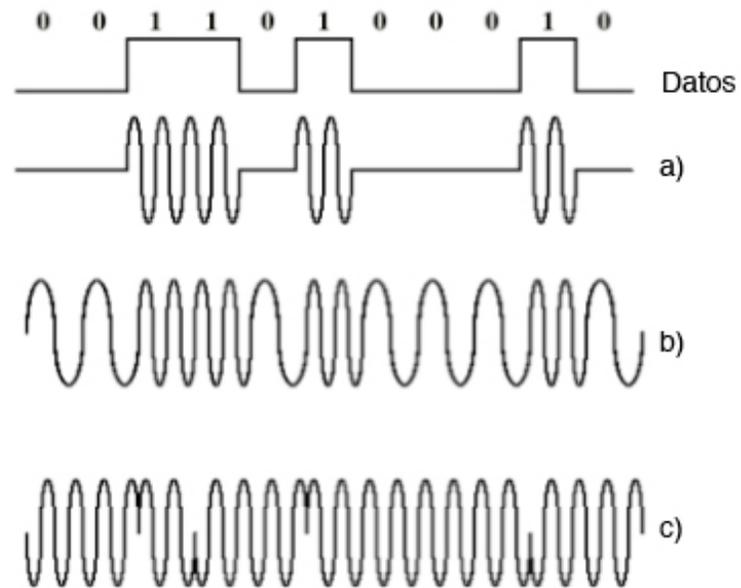


Figura 8. Señales de modulación digital a)ASK, b)FSK y c)PSK.

II.3.1 Principio de funcionamiento

La idea básica detrás de la detección coherente, consiste en combinar señales ópticas de onda continua “*continuous-wave (CW)*” en el campo óptico antes de que sea fotodetectado.

Uno de los campos de CW es generado localmente en el receptor usando un láser con ancho de línea angosto, llamado oscilador local “*local oscillator*”

(LO) ”, el cual es un término tomado de la literatura de comunicaciones por radio y microondas.

El campo del oscilador local se define como:

$$E_{LO} = A_{LO} \exp[-i(\omega_{LO}t + \phi_{LO})] \quad (5)$$

Donde:

E_{LO} : campo eléctrico del oscilador local

A_{LO} : amplitud del campo del oscilador local

ω_{LO} : frecuencia del oscilador local

ϕ_{LO} : fase del oscilador local

El campo óptico transmitido está definido por:

$$E_S = A_S \exp[-i(\omega_0 t + \phi_S)] \quad (6)$$

Donde:

E_S : campo eléctrico de la portadora

A_S : amplitud del campo de la portadora

ω_0 : frecuencia de la portadora

ϕ_S : fase de la portadora

La notación usada para E_{LO} y E_S supone que los dos campos están idénticamente polarizados.

Dado que el fotodetector responde a la intensidad óptica, y como la potencia óptica incidente es:

$$P = K|E_S + E_{LO}|^2 \quad (7)$$

donde K es una constante de proporcionalidad, utilizando las ecuaciones (5) y (6) y evaluando, resulta:

$$P(t) = P_S + P_{LO} + 2\sqrt{P_S P_{LO}} \cos(\omega_{IF}t + \phi_S - \phi_{LO}) \quad (8)$$

donde $P_S = KA_S^2$ y $P_{LO} = KA_{LO}^2$ son las potencias ópticas del haz recibido y del oscilador local, respectivamente, siendo $P_{LO} \gg P_S$. Se observa que la diferencia de frecuencia angular $\omega_{FI} = \omega_0 - \omega_{LO}$, es una frecuencia intermedia.

Hay dos técnicas de detección coherente, que dependen de ω_{FI} y pueden ser $\omega_{FI} = 0$ que se le conoce como homodina y $\omega_{FI} \neq 0$ que se le conoce como heterodina [Govind, 2002].

II.3.2 Detección homodina

La detección homodina resulta cuando las frecuencias de la señal recibida y el oscilador local son iguales, o sea $\omega_{FI} = 0$.

Utilizando la ecuación (8), la fotocorriente es:

$$I = \Re P$$

donde:

\Re : responsividad del detector.

Con base en lo anterior resulta;

$$I(t) = \Re(P_S + P_{LO}) + 2\Re\sqrt{P_S P_{LO}} \cos(\phi_S - \phi_{LO}) \quad (9)$$

Típicamente $P_{LO} \gg P_S$, por o tanto $P_S + P_{LO} \approx P_{LO}$.

El último término de la ecuación (9) contiene la información transmitida y se usa un circuito de decisión para extraerla.

Considerando el caso donde la fase del oscilador local está amarrado con la fase de la señal, esto es $\phi_S = \phi_{LO}$, la señal homodina se expresa como.

$$I_p(t) = 2\Re\sqrt{P_S P_{LO}} \quad (10)$$

La principal ventaja de la detección homodina es evidente en la ecuación (10). Si notamos que la corriente de la señal en el caso de detección directa es $I_{dd}(t) = \Re P_S(t)$, notaremos que la potencia eléctrica promedio aumenta por un factor de $4P_{LO}/\overline{P_S}$ mediante el uso de detección homodina.

Otra ventaja de la detección coherente es evidente en la ecuación (9), debido a que el último término de la ecuación contiene explícitamente la fase de la señal, esto hace posible la transmisión de información con modulación de la fase o frecuencia de la portadora óptica. La detección directa no permite modulación en fase o frecuencia, pues la información de la fase de la señal se pierda.

El último término de la ecuación (9), contiene la fase del oscilador local ϕ_{LO} , es claro que ϕ_{LO} puede ser controlada. Idealmente ϕ_S y ϕ_{LO} pueden ser constantes excepto por la modulación intencional de ϕ_S .

En la practica ϕ_S y ϕ_{LO} fluctúan con el tiempo de manera aleatoria. Sin embargo la diferencia $\phi_S - \phi_{LO}$ puede ser forzada a permanecer casi constante mediante un lazo de amarre de fase “*phase-locked loop (PLL)*” óptico [Agrawal, 2002].

II.3.2.1 PLL óptico con fotorrecepción balanceada

Un lazo cuadrador permite generar una componente de portadora (al doble de la frecuencia original) cuando se procesa una señal de portadora suprimida. Este tipo de sistemas es conveniente cuando la portadora modulada es una señal eléctrica, sin embargo, su implementación no es sencilla para sistemas ópticos.

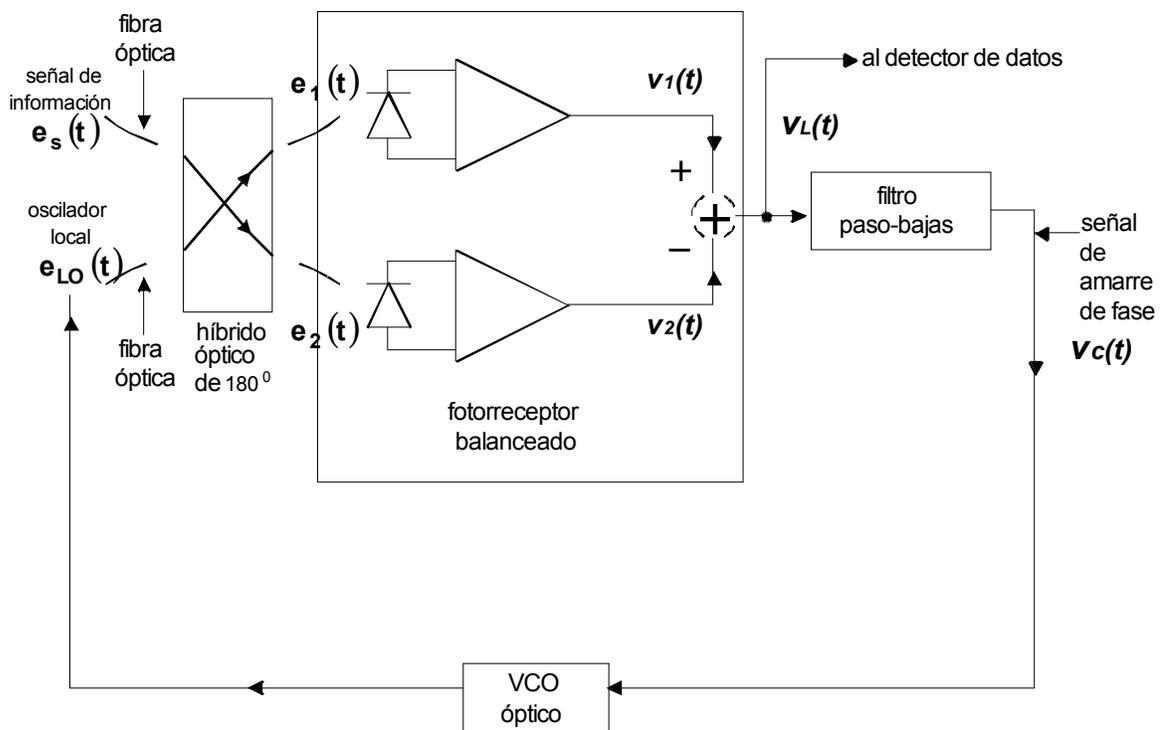


Figura 9. PLL óptico con fotorrecepción balanceada.

Por otro lado, si se permite cierta “penalización” de potencia, es decir, que una parte de la potencia se utilice para enviar una componente de la portadora, podría realizarse el proceso de sincronización mediante el uso de un PLL convencional.

La generación de una portadora residual puede obtenerse mediante una modulación “imperfecta” de la fase de la portadora. A continuación describiremos esta técnica de sincronización (con portadora residual) aplicada a sistemas de portadora óptica con detección coherente homodina.

En la Figura 9 se muestra un PLL óptico con fotorrecepción balanceada. En este caso, la señal óptica recibida $e_s(t)$ viene dada por:

$$e_s(t) = E_s \cos[\omega_0 t + \phi_{NT}(t) + \theta x(t)] \quad (11)$$

donde E_s es la amplitud de la portadora óptica, ω_0 y $\phi_{NT}(t)$, son la frecuencia y ruido de fase del láser transmisor respectivamente nótese que el término de ruido de fase no aparece normalmente cuando se utilizan portadoras eléctricas $\theta < \frac{\pi}{2}$ es el corrimiento de fase del modulador ($\theta = \frac{\pi}{2}$ representa la modulación BPSK convencional con portadora suprimida) con

$x(t) = \sum_{k=0}^{\infty} a_k u_T(t - kT)$, donde u_T es la forma de onda de la señal eléctrica de información y a_k son los datos generados en el k-ésimo intervalo.

La señal óptica recibida (señal óptica de información) puede escribirse como:

$$e_s(t) = E_s e^{j\phi_s(t)} \quad (12)$$

donde la fase $\phi_s(t)$ está dada por:

$$\phi_s(t) = \theta x(t) + \phi_{NT}(t) + \frac{\pi}{2} \quad (13)$$

de manera similar, la señal del oscilador local es:

$$e_{LO}(t) = E_{LO} e^{j\phi_{LO}(t)} \quad (14)$$

con

$$\phi_{LO}(t) = \phi_C(t) + \phi_{NLO}(t) \quad (15)$$

donde $\phi_{NLO}(t)$ es el ruido de fase del oscilador local, y $\phi_C(t)$ es la fase controlada, determinada por el voltaje de control $v_C(t)$ a la entrada del oscilador óptico controlado por voltaje (VCO óptico).

Las señales a la salida del híbrido óptico de 180 grados (acoplador óptico) son :

$$e_1(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} [e_s(t) + e_{LO}(t)] \quad (16)$$

$$e_2(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} [e_s(t) - e_{LO}(t)] \quad (17)$$

estas señales son fotodetectadas, dando lugar a los voltajes siguientes:

$$v_1(t) = r_L \Re e_1(t) e_1^*(t) = \frac{1}{2} r_L \Re [P_s + P_{LO} + 2\sqrt{P_s P_{LO}} \cos(\phi_s - \phi_{LO})] + n_1(t) \quad (18)$$

$$v_2(t) = r_L \Re e_2(t) e_2^*(t) = \frac{1}{2} r_L \Re [P_s + P_{LO} - 2\sqrt{P_s P_{LO}} \cos(\phi_s - \phi_{LO})] + n_2(t) \quad (19)$$

donde r_L es la resistencia de carga (no indicada en la Figura 9) de las etapas de fotorrecepción, \Re [A/Watt] es la responsividad de ambos fotodetectores, P_s y P_{LO} son las potencias de la señal recibida y del

oscilador local respectivamente, y $n_1(t)$, $n_2(t)$ son procesos de ruido (ruido “shot”), que se supone, predominan sobre el ruido térmico en la etapa de fotorrecepción. Tomando la diferencia entre ambos voltajes, se obtiene el voltaje $v_L(t)$:

$$v_L(t) = -2r_L \Re \sqrt{P_S P_{LO}} \cos(\phi_S - \phi_{LO}) + n_T(t) \quad (20)$$

donde $n_T(t)$ denota el proceso de ruido total obtenido de la diferencia $n_1(t) - n_2(t)$, el cual, es un proceso aleatorio Gaussiano con densidad espectral $qr_L^2 \Re P_{LO}$ donde q es la carga del electrón. Sustituyendo las ecuaciones (13) y (15) en (20), nos da:

$$v_L(t) = 2r_L \Re \sqrt{P_S P_{LO}} \text{sen} \theta x(t) \cos(\phi_e(t)) + 2r_L \Re \sqrt{P_S P_{LO}} \cos \theta \text{sen}(\phi_e(t)) + n_T(t) \quad (21)$$

donde:

$$\phi_e(t) = \phi_N(t) - \phi_C(t) \quad (22)$$

y

$$\phi_N(t) = \phi_{NT}(t) - \phi_{NLO}(t) \quad (23)$$

con una notación más sencilla, podemos escribir:

$$v_L(t) = A_D(t) + A_{PL} \text{sen} \phi_e(t) + n_T(t) \quad (24)$$

donde los nuevos símbolos significan:

$$A_D(t) = 2r_L \Re \sqrt{P_S P_{LO}} \text{sen} \theta x(t) \cos(\phi_e(t)) \quad (25)$$

$$A_{PL} = 2r_L \Re \sqrt{P_S P_{LO}} \cos \theta \quad (26)$$

En la ecuación (24) pueden reconocerse tres términos, la señal que contiene la información a ser procesada posteriormente por el detector de datos, la señal de error de fase a ser usada por el PLL para el encadenamiento, y el ruido. El efecto de una desviación de fase $\theta < \frac{\pi}{2}$ es la reducción de potencia del término útil para la detección de los datos por un factor de $\text{sen} \theta$ que da origen a una señal de error de fase que es multiplicada por un factor $\cos \theta$. Como una consecuencia, la penalización de potencia debida a la transmisión de portadora residual es:

$$\Delta P_{RC} = 10 \log_{10} \frac{1}{\text{sen}^2 \theta} [dB] \quad (27)$$

Como la señal $v_L(t)$ es empleada tanto para la detección de los datos como para el control de fase del VCO (a través del filtro de lazo), podemos

deducir de estas ecuaciones que las prestaciones del receptor son afectadas por tres fuentes mayores de deterioro: 1) el error de fase $\phi_e(t)$, 2) el ruido $n_T(t)$, y 3) la diafonía entre las ramas de los datos y de amarre de fase del receptor. La última de estas interferencias desaparecería si la desviación de fase θ fuera igual a $\pi/2$ (modulación BPSK con portadora suprimida). En dicho caso, sin embargo, la señal de error de fase sería igual a cero y no podría ser posible recuperar la portadora.

II.3.2.2 Lazo de Costas óptico

Como se vio en la sección anterior, puede hacerse uso de un PLL óptico balanceado para propósitos de regeneración de portadora siempre y cuando exista un elemento de portadora residual en la señal recibida. En caso contrario, debe hacerse uso de un Lazo no lineal como por ejemplo de un Lazo de Costas óptico. En esta configuración, se introducen la señal óptica de información y el oscilador local a un híbrido (acoplador óptico) de 90° , el cual tiene dos ramas (de manera análoga al Lazo de Costas eléctrico): la rama en fase (I), y la rama en cuadratura(Q). La fase óptica del oscilador local a la salida del híbrido es desfasada 90° (ver Figura 10).

Las señales de salida de las ramas I y Q pueden obtenerse (ignorando los términos no esenciales) mediante:

$$i_I = \cos(\phi_m(t) + \phi_s - \phi_{lo} + \phi_{NI}(t)) \quad (28)$$

$$i_Q = \text{sen}(\phi_m(t) + \phi_s - \phi_{lo} + \phi_{NQ}(t)) \quad (29)$$

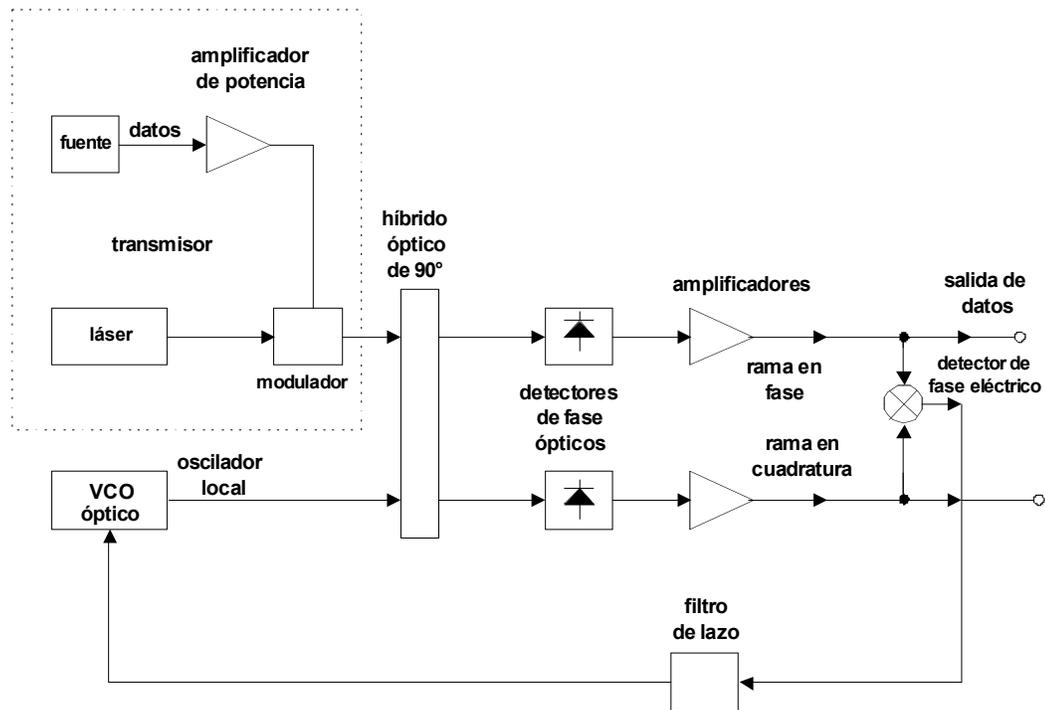


Figura 10. Lazo de Costas óptico.

donde ϕ_s , y ϕ_{lo} son las fases de la portadora y del oscilador local respectivamente, $\phi_m(t)=0$ o $\phi_m(t)=\pi$ es el cambio de fase debido a la

modulación BPSK, y $\phi_{NI}(t)$, y $\phi_{NQ}(t)$ son los procesos de ruido de fase de las ramas en fase y cuadratura respectivamente. Estas señales son multiplicadas por un mezclador electrónico, obteniéndose a la salida la señal:

$$i_{MIX} = \text{sen}[2(\phi_s - \phi_{lo} + \phi_{MIX}(t))] \quad (30)$$

donde $\phi_{MIX}(t)$ es el proceso de ruido de fase a la salida del mezclador. La señal i_{MIX} es filtrada y utilizada para controlar la fase y frecuencia del oscilador local. Como puede observarse, el funcionamiento de un Lazo de Costas óptico es similar al eléctrico, con la diferencia básica de la aparición del término de ruido de fase originado esencialmente por las contribuciones de los ruidos de fase del oscilador local y el láser transmisor. Además los mezcladores de las ramas de fase y cuadratura son optoelectrónicos.

II.3.3 Detección heterodina

En el caso de detección heterodina la frecuencia del oscilador local ω_{LO} , es seleccionada diferente de la frecuencia de la señal portadora ω_0 , resultando una frecuencia intermedia ω_{IF} en la región de microondas $\omega_{IF} \approx 1GHz$.

Utilizando la ecuación (8) con $I = \Re P$, la fotocorriente es dada por:

$$I(t) = \Re(P_S + P_{LO}) + 2\Re\sqrt{P_S P_{LO}} \cos(\omega_{IF}t + \phi_S + \phi_{LO}) \quad (31)$$

Como $P_{LO} \gg P_S$, entonces se puede ignorar el primer término de la ecuación (31), porque es constante. En la práctica el término de corriente directa puede eliminarse utilizando filtros pasa bandas.

La señal heterodina está dada por el término de corriente alterna de la ecuación (31) y esta dada por:

$$I_{ac}(t) = 2\Re\sqrt{P_S P_{LO}} \cos(\omega_{IF}t + \phi_S + \phi_{LO}) \quad (32)$$

Similar al caso de detección homodina, la información puede ser transmitida con modulación en amplitud, fase o frecuencia de la portadora óptica.

Lo más importante es que el oscilador local sigue amplificando la señal recibida de tal modo que mejora la relación señal a ruido “*signal-to-noise ratio (SNR)*”. Sin embargo la SNR se reduce en un factor de 2 (3dB) comparada con el caso homodino, esta reducción se refiere como la penalización de detección heterodina.

El origen de la penalización de 3dB puede notarse considerando la potencia de la señal (proporcional al cuadrado de la corriente), porque la naturaleza de la corriente alterna de I_{ac} , la potencia promedio de la señal es reducida en un factor de 2 cuando I_{ac}^2 es promediado sobre el ciclo completo de la frecuencia intermedia, recordando que el promedio de $\cos^2 \theta$ sobre θ es $\frac{1}{2}$.

La ventaja general de la penalización de 3dB es el diseño del receptor, es considerablemente simplificado porque no es necesario el PLL óptico. Las fluctuaciones de ϕ_s y ϕ_{LO} , aún necesitan ser controladas, usando láser de semiconductor de ancho de línea angosto para las dos fuentes ópticas [Agrawal, 2002].

Para evaluar la prestación relativa de los receptores con detección coherente y directa, podemos comparar sus sensibilidades (S) respectivas:

$$S_{\text{hom}} = 4P_{lo}P_s$$

$$S_{\text{het}} = 2P_{lo}P_s$$

$$S_{\text{dd}} = P_s^2$$

donde S_{hom} , S_{het} , S_{dd} son las sensibilidades de las detecciones homodina, heterodina y directa respectivamente, y donde P_s y P_{lo} son las potencias ópticas de la señal y del oscilador local, respectivamente.

De lo anterior, puede observarse que la detección homodina es más sensible por 3 dB que la detección heterodina (requiere la mitad de potencia para tener la misma prestación relativa). Además, de las tres técnicas de detección, la de detección directa es la menos sensible.

Una de las principales razones para utilizar la detección coherente es la obtención de una prestación que sea tan cercano como sea posible al límite por ruido “shot” o límite cuántico donde el ruido del receptor es independiente del ruido térmico. En la práctica es difícil de alcanzar este límite, a menos que sean satisfechas ciertas condiciones.

Los factores que afectan principalmente las prestaciones de los sistemas con detección coherente son: la razón de acoplamiento del acoplador (divisor de haz), el ruido térmico del preamplificador, el ruido en exceso

de intensidad del oscilador local, el desacoplamiento de polarización entre los campos de la señal recibida y del oscilador local. Y para la detección síncrona, el diseño del Lazo de amarre de fase.

Para los sistemas de comunicaciones por fibra óptica con detección coherente se requiere emplear un láser semiconductor monomodal con anchos de línea angostos (oscilador láser con alta pureza espectral), frecuencias estables, y capacidad de sintonía de longitud de onda. Lo anterior se aplica tanto al láser transmisor como al láser del oscilador local.

Los láseres de cavidad externa no solo pueden producir anchos de línea tan angostos como 10 KHz sino que también pueden ajustarse en forma externa. Este tipo de láser es de los más aplicables en los sistemas ópticos coherentes. Los requerimientos del ancho de línea exactos dependen del formato de modulación en el transmisor, la velocidad de transmisión de bit, y la técnica de demodulación en el receptor.

En los sistemas ópticos coherentes es necesario que la frecuencia intermedia sea constante para evitar una degradación de la tasa de error de bit (BER). Por lo anterior, además de la necesidad de ancho de línea angosto, también se requiere de alguna forma de sintonía de la longitud de

onda (o en forma equivalente, selectividad de frecuencia) para alinear los láseres del transmisor y oscilador local y poder efectuar exitosamente la detección homodina o heterodina.

La potencia óptica que incide sobre el fotodetector es función del desalineamiento de polarización entre la señal de información y el oscilador local. Para obtener un alto grado de fidelidad en la recuperación de la señal, este término debe permanecer constante e igual a uno. Las fuentes de luz de semiconductor no son el problema, ya que normalmente la salida óptica está polarizada linealmente. El problema está relacionado a los enlaces de comunicaciones ópticas coherentes (específicamente con la fibra óptica), ya que se da un grado significativo de birrefringencia debido a las curvaturas que existen en la trayectoria de las fibras, lo que ocasiona que el estado de polarización en el receptor sea elíptico, y variante con el tiempo conforme la fibra cambia de estado mecánico y térmico. Estas fluctuaciones de polarización pueden causar desvanecimiento y pérdida de la señal. Aunque se han desarrollado fibras y conectores de polarización mantenida, una cantidad significativa de fibras monomodales, sin polarización mantenida, ha sido ya instalada. Debido a esto, se están realizando grandes esfuerzos en examinar técnicas para acoplar el estado de polarización variante en tiempo de la señal recibida con la del oscilador local, y en desarrollar un receptor que sea insensible a la polarización o

que pueda detectar los diversos estados de polarización (detección con diversidad de polarización), para después sumar las señales detectadas de los diferentes estados de polarización.

Existen esencialmente dos tipos de configuraciones para la etapa de fotodetección en los sistemas coherentes;

a) la configuración desbalanceada, que utiliza solamente un puerto para la detección de la señal heterodina u homodina.

b) la configuración balanceada, en la cual, se usa un detector óptico en cada puerto de salida del acoplador óptico o divisor de haz.

En el esquema de detección balanceada es posible substraer las dos señales y con esto eliminar la gran contribución de corriente directa del oscilador local, y reducir o eliminar, las fluctuaciones asociadas a la intensidad del oscilador local, que se manifiestan en modo común.

II.4 Ventajas de los sistemas con detección coherente

Como vimos en los apartados anteriores, los sistemas de comunicaciones ópticas con detección coherente presentan varias ventajas importantes sobre los sistemas con modulación de intensidad y detección directa, entre otras:

- a) Existencia de una ganancia de conversión por acción del oscilador local óptico.
- b) Independencia del ruido de amplitud respecto a la señal óptica recibida (límite cuántico); además de una dependencia lineal de la señal detectada respecto al campo óptico incidente, lo que permite capitalizar las nociones de “receptor óptimo” y “receptor adaptable” ampliamente aplicados en el dominio radioeléctrico.
- c) Transposición frecuencial del espectro de modulación a la frecuencia intermedia (heterodino) o a banda base (homodino), lo que confiere posibilidad de sintonización fina de canal en el caso de sistemas con multicanalización por división en frecuencia óptica.
- d) Funcionamiento en el límite cuántico impuesto por la acción del oscilador local, lo que permite la maximización de la relación señal/ruido en un sistema óptico.

e) Selectividad espectral y directividad espacial elevadas en el receptor, lo que provee un alto rechazo a la radiación ambiental. La selectividad de los sistemas coherentes se debe a que los filtros electrónicos de banda angosta seleccionan mejor los canales que los amplios filtros ópticos. Por ejemplo, filtro óptico típico con una banda de paso de 2-nm de longitud de onda, es equivalente a una banda de frecuencia de 240 GHz. Comparando esto con un filtro eléctrico de 2 GHz, este último proporciona dos ordenes más de selectividad de frecuencia, de esta manera, la densidad de canal de un sistema coherente multicanal (esto es, el número de canales por unidad de ancho de banda) puede ser de 100 veces mayor que el de los sistemas con detección directa.

II.5 Aplicaciones potenciales

Las ventajas de los sistemas con detección coherente, mencionadas anteriormente, se traducen en los siguientes beneficios en las prestaciones de los sistemas de comunicaciones:

a) Distancias de transmisión substancialmente superiores.

- b) Posibilidad del uso de modulación angular (frecuencia y fase ópticas, e incluso polarización).
- c) Posibilidad de multicanalización por división en longitud de onda, con gran densidad de canales en una sola fibra.

Estas características permiten la implementación de aplicaciones tales como redes interoceánicas con multicanalización por división de frecuencia (FDM), sistemas de transmisión y distribución de alta velocidad redes locales y de comunicaciones de banda ancha, así como sistemas de comunicaciones ópticas espaciales coherentes, entre otras.

III. FACTORES QUE AFECTAN A LOS SISTEMAS DE COMUNICACIONES ÓPTICAS INALÁMBRICAS TERRESTRES

Hay un enorme interés en el desarrollo de sistemas de comunicaciones ópticas en el espacio libre para aplicaciones espaciales y aplicaciones terrestres. El uso de frecuencias ópticas resulta en antenas de alta ganancia y un gran potencial en capacidad de canal.

La interacción de las ondas electromagnéticas con la atmósfera en frecuencias ópticas es mucho más fuerte que con las microondas.

Un haz láser propagándose a través de la atmósfera puede perder rápidamente energía, debido a la dispersión y absorción por moléculas y dispersión por partículas.

La transmisión de señales ópticas a través de un medio no guiado se ve afectada por diversos factores tales como: dispersión, absorción, turbulencia, lluvia, nieve, niebla, visibilidad directa.

En la Figura 11 se observa que las perturbaciones atmosféricas se presentan en el canal óptico, interfiriendo con el haz transmitido.

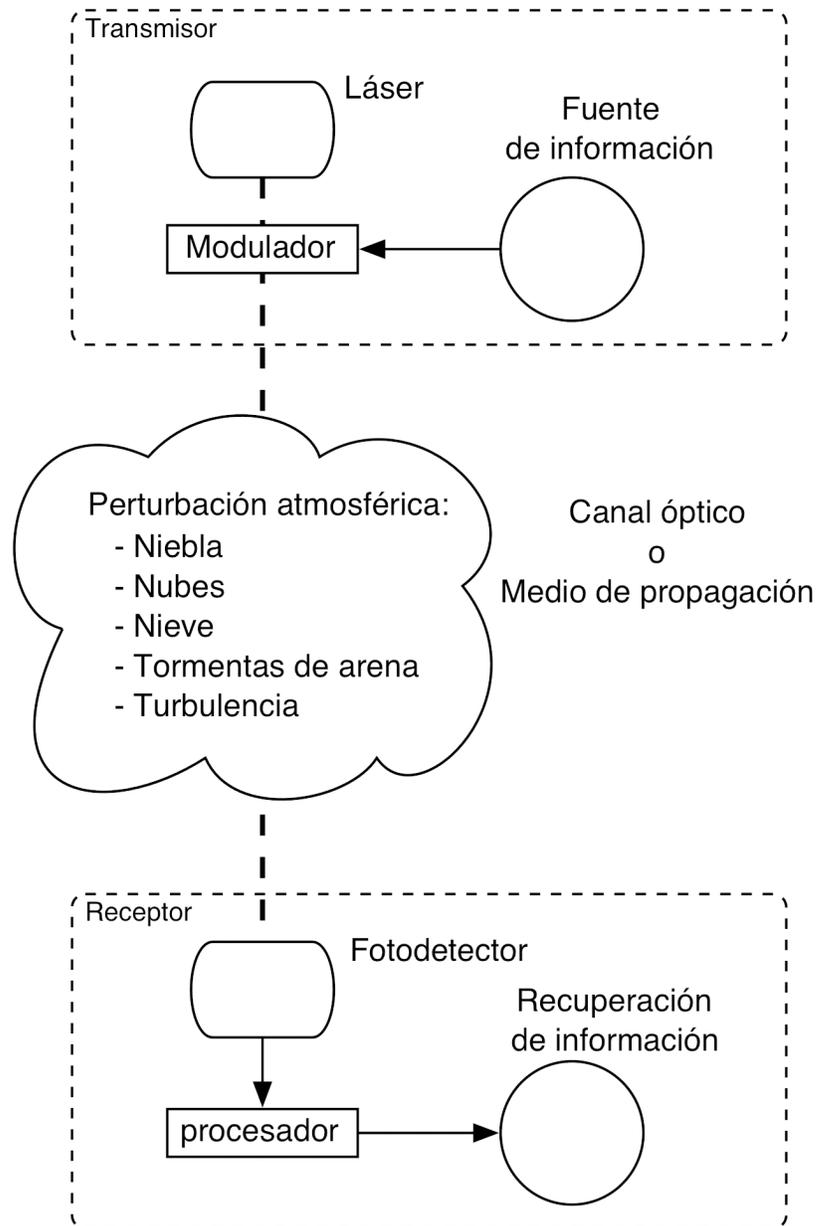


Figura 11. Enlace óptico generalizado sobre un canal atmosférico terrestre.

III.1 Perturbaciones atmosféricas

III.1.1 La niebla, nubes, lluvia, nieve y tormentas de arena

Las perturbaciones atmosféricas que se pueden presentar y degradar el enlace en diferentes escalas son: la niebla, nubes bajas, lluvia, nieve y/o tormentas de arena.

A continuación se describen sus particularidades [Willebrand y Ghuman, 2002] [Hemmati y Mecherle, 2004]:

La niebla: es el fenómeno climatológico más perjudicial para sistemas FSO debido al tamaño de las gotas, que es comparable con la longitud de onda del infrarrojo cercano. Hay tres grados de niebla de acuerdo a su visibilidad: ligera, moderada y densa. La dispersión es el mecanismo de pérdidas dominante para la niebla. Típicamente se refiere a niebla cuando la visibilidad está entre 0m y 2000m, cuando la visibilidad es más de 2000 metros se refiere comúnmente a neblina o bruma.

Nubes bajas: es muy similar a la niebla, y se pueden acompañar de lluvia o nieve.

La lluvia: el impacto es significativamente poco comparado con la niebla debido al radio de las gotas ($200 \mu\text{m} - 2000 \mu\text{m}$) el cual es significativamente más grande que la longitud de onda de la fuente de luz de los sistemas de FSO.

Nieve: debido al tamaño de la partícula de nieve comparado con la longitud de onda de operación el impacto de una ligera nevada, tormenta de nieve, se puede comparar aproximadamente entre ligera lluvia a niebla moderada, con atenuación del enlace de 3 dB/Km a 30dB/Km. También puede causar una capa de hielo en la ventana del transceptor.

Tormentas de arena: se presenta en áreas de desierto y es muy raro en la zona urbana.

Como se mencionó anteriormente, la niebla es el fenómeno climatológico que más perjudica a los sistemas FSO, por lo que en este trabajo de tesis evaluamos un sistema coherente, de acuerdo a las condiciones de niebla que pueden existir en la ciudad de Ensenada.

III.2 Efectos atmosféricos

III.2.1 Dispersión y absorción

La dispersión es el re-direccionamiento o redistribución de la luz lo cual reduce significativamente la intensidad de la misma en el receptor [Willebrand y Ghuman, 2002].

Este efecto es el producido por partículas como la de la niebla, la cual es la más perjudicial para los FSO.

El coeficiente de absorción está en función de la absorción dada por las partículas, y de la densidad de partículas. Existen absorbentes que pueden dividirse en dos clases generales: absorbente molecular (gases) y absorbente aerosol (polvo, humo, gotas de agua) [Willebrand y Ghuman, 2002].

III.2.2 Efectos de Turbulencia

La turbulencia es ocasionada por cambios en el índice de refracción en el medio de propagación y por lo tanto se provoca un cambio en la trayectoria de la luz. A esto se le conoce como centelleo. Esto a su vez ocasiona variaciones en los tiempos de llegada de los diversos componentes del frente de onda del haz láser [Willebrand y Ghuman, 2002] [Hemmati y Mecherle 2004].

En la Figura 12 se esquematiza la causa y efectos de la turbulencia, esto ocurre sobre la trayectoria que recorre el láser transmitido y es interferido por ráfagas de calor, provocando fluctuaciones de potencia de la luz y a su vez fluctuaciones de potencia en el receptor.

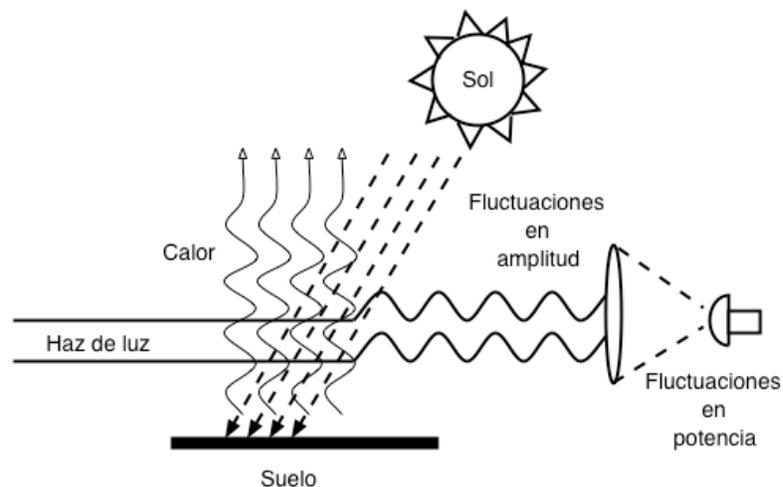


Figura 12. Esquema de turbulencia.

Una forma de simular la turbulencia en el laboratorio, es mediante el uso de una placa de “plexiglass” (un tipo de plástico), montado sobre un motor de c.d. que hace girar la placa a una velocidad variable, consiguiendo así un atenuador variable que fluctúa de manera aleatoria [Muñoz Fernández, 2004].

III.3 Visibilidad directa

Los sistemas de comunicaciones ópticas inalámbricas requieren tener visibilidad directa “*Line of Sight (LoS)*” entre los transeptores. Esto quiere decir que el Transmisor (Tx) y Receptor (Rx) se puedan ver uno al otro, ya que los haces infrarrojos son extremadamente angostos [Willebrand y Ghuman, 2002].

En la Figura 13 se observa la situación de visibilidad directa y no visibilidad directa. Para establecer el enlace se deben evitar los obstáculos.

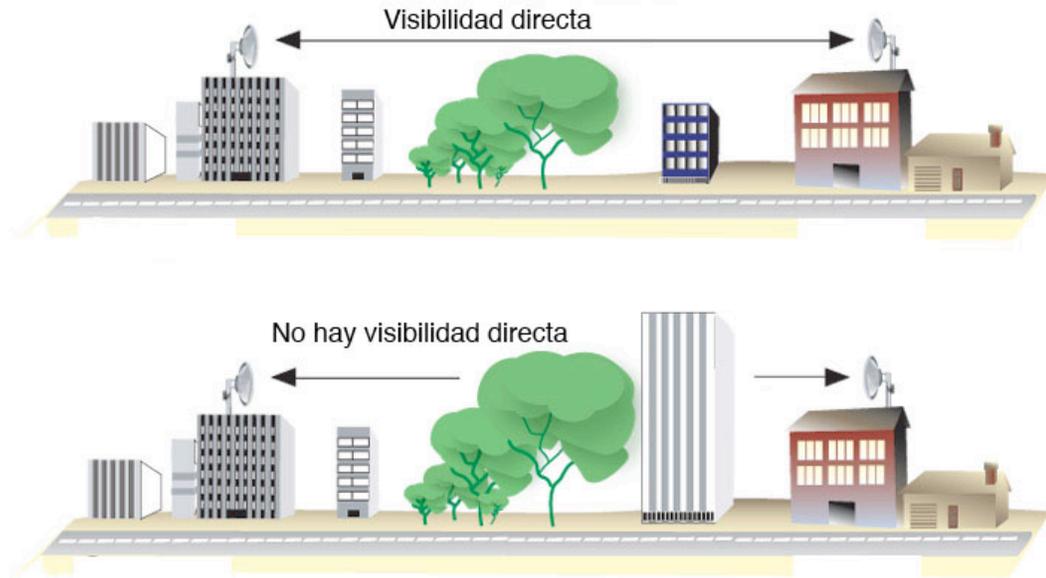


Figura 13. Visibilidad directa, necesaria para establecer el enlace.

III.4 Transmisión de señales Infrarrojas a través de la atmósfera

La atmósfera está compuesta por moléculas de oxígeno y nitrógeno aun estando visiblemente clara. Por otra parte el clima puede contribuir con grandes cantidades de vapor de agua; otros componentes pueden existir en regiones con contaminación. Estas partículas pueden dispersar y absorber los fotones del infrarrojo propagándose en la atmósfera [Willebrand y Ghuman, 2002].

Aunque no es posible cambiar la física de la atmósfera, sí se puede tomar ventajas de las ventanas atmosféricas por la elección de la longitud de onda para reducir al mínimo la atenuación de la señal de la dispersión y absorción.

Los sistemas de FSO utilizan la ventana atmosférica del intervalo espectral IR aprovechando la tecnología de comunicaciones por fibra óptica.

III.4.1 Ventanas atmosféricas

Las ventanas atmosféricas comúnmente usadas para FSO son las del intervalo IR. Las partículas absorbentes más comunes son, de agua, dióxido de carbono, y ozono.

Las ventanas existen en $0.72 \mu\text{m}$ y $1.5 \mu\text{m}$, y otras. La región de $0.7\mu\text{m}$ a $2.0 \mu\text{m}$ es dominada por la absorción de vapor de agua y la región de $2.0 \mu\text{m}$ a $4.0 \mu\text{m}$ es dominada por la combinación de agua y dióxido de carbono.

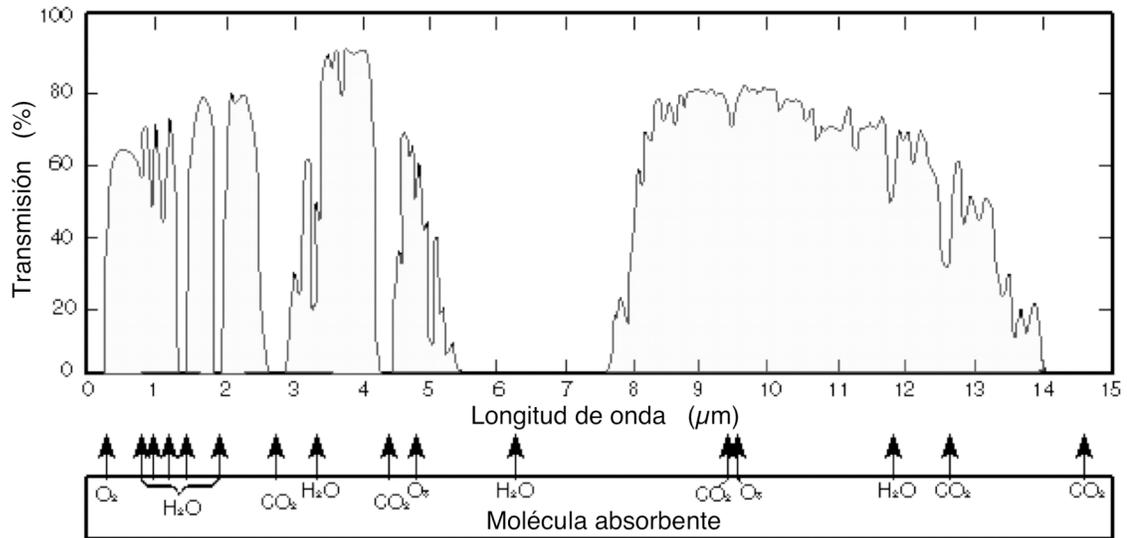


Figura 14. Ventanas atmosféricas normalizadas.

III.4.2 Pérdidas geométricas

Las pérdidas por trayectoria geométrica para un enlace FSO depende del ancho del haz del transmisor óptico (θ), la longitud de trayectoria (L) y el área de apertura del receptor (D_r) [Hemmati y Mecherle, 2004].

$$L_{geo} = 20 \log \left(\frac{\theta L}{D_r} \right) \quad [dB] \quad (33)$$

L = distancia (metros)

ϕ = divergencia de haz (radianes)

D_r = diámetro del receptor (metros)

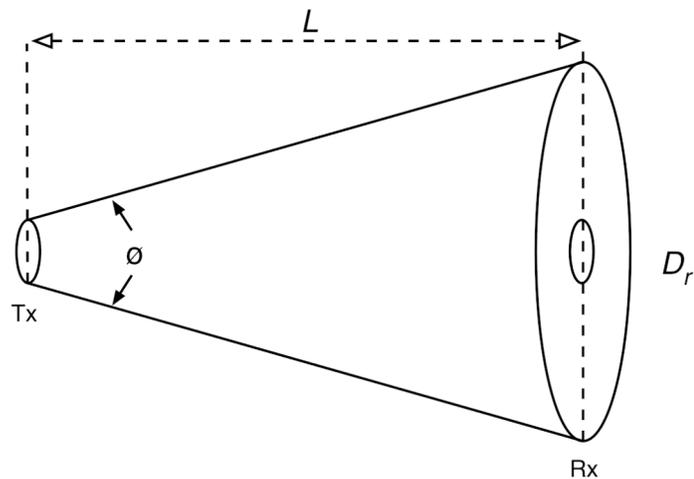


Figura 15. Esquema para pérdidas geométricas.

III.4.3 Atenuación atmosférica o ley de Beer

Describe la atenuación de la luz viajando a través de la atmósfera debido a la absorción y dispersión.

En general la transmisión τ en la atmósfera está en función de L , y está expresada en la ley de Beer como [Willebrand y Ghuman, 2002]:

$$L_{atmosféricas} = 10 \log \tau \quad \left[\frac{dB}{Km} \right] \quad (34)$$

$$\frac{I_d}{I_{Tx}} = \tau = \exp(-\gamma L) \quad (35)$$

$\frac{I_d}{I_{Tx}}$ es la relación entre la intensidad detectada y la intensidad de salida o transmitida y γ es el coeficiente de atenuación.

El coeficiente de atenuación es la suma de cuatro parámetros individuales; los coeficientes de dispersión α de moléculas y aerosol, y coeficiente de absorción β de moléculas y aerosoles, cada uno en función de la longitud de onda y está dada por [Willebrand y Ghuman, 2002]:

$$\gamma = \alpha_{moléculas} + \alpha_{aerosol} + \beta_{moléculas} + \beta_{aerosol} \quad (36)$$

Esta fórmula representa la atenuación total por el coeficiente de atenuación γ , y es el resultado de la superposición de varios procesos de dispersión y absorción.

III.4.4 Dispersión del haz láser

La dispersión puede impactar drásticamente en las prestaciones de los sistemas FSO.

Existen varias categorías de dispersión, dependiendo del tamaño característico de la partícula, (r), que la luz encuentra en el viaje al receptor. Una descripción se da como [Willebrand y Ghuman, 2002] [Hemmati y Mecherle, 2004]:

$$x_0 = \frac{2\pi r}{\lambda} \quad (37)$$

Donde:

λ : longitud de onda de transmisión

r : radio de la partícula

para $x_0 \ll 1$ la dispersión es tipo Rayleigh;

para $x_0 \approx 1$ la dispersión es tipo Mie;

para $x_0 \gg 1$ la dispersión puede ser tratada utilizando óptica geométrica.

III.4.4.1 Dispersión *Rayleigh*

La radiación que incide en los electrones de los átomos o moléculas, induce cargas desequilibradas que los hace oscilar a la frecuencia de la radiación incidente. Los electrones oscilantes irradian la luz en forma de onda dispersa. La ecuación clásica de Rayleigh para dispersión de una sección transversal es [Willebrand y Ghuman, 2002]:

$$\sigma_s = \frac{fe^4\lambda^4}{6\pi\epsilon_0^2 m^2 c^4} \frac{1}{\lambda^4} \quad (38)$$

donde f es la fuerza de oscilación, e es la carga del electrón, λ_0 es la longitud de onda correspondiente a la frecuencia natural, $\omega_0 = \frac{2\pi c}{\lambda_0}$, ϵ_0 es la constante dieléctrica, c es la velocidad de la luz, y m es la masa del objeto oscilante.

Para los sistemas FSO funcionando en longitudes de onda grandes de intervalo de infrarrojo cercano, el impacto de la dispersión Rayleigh en la señal de transmisión puede ser ignorado.

En la Figura 16 se observa que la dispersión Rayleigh es menor o casi despreciable por arriba de 1 μm o 1000 nm de longitud de onda [Willebrand y Ghuman, 2002].

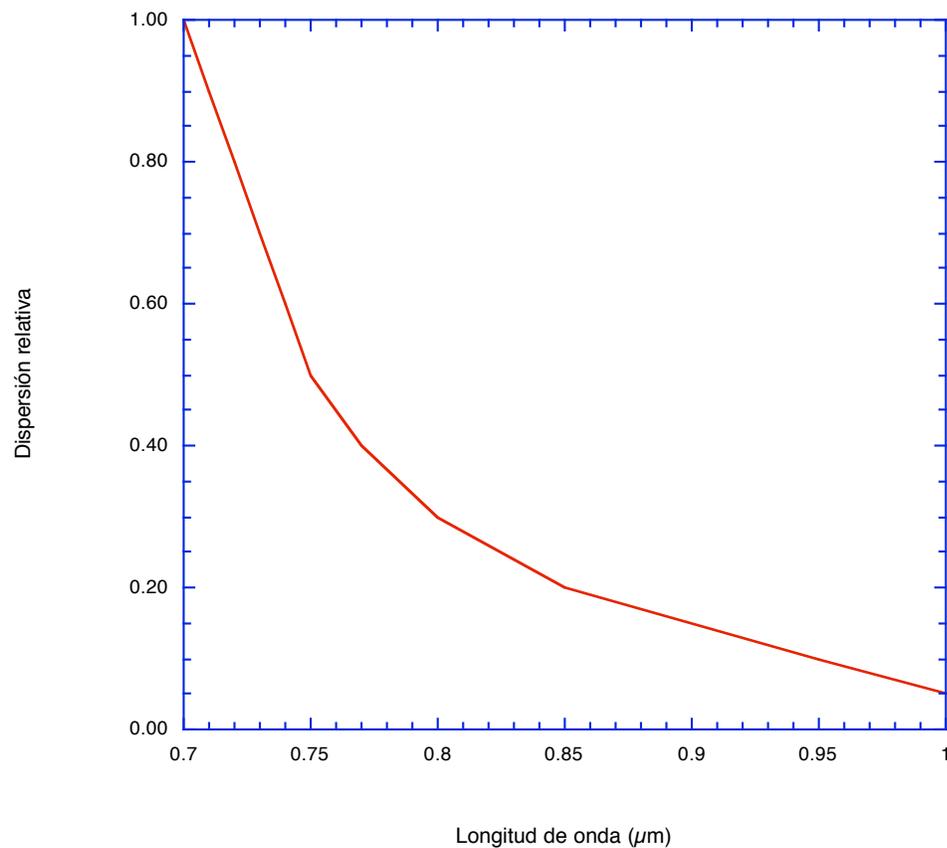


Figura 16. Dispersión Rayleigh contra longitud de onda.

III.4.4.2 Dispersión Mie

La dispersión Mie ocurre para partículas comparables con el tamaño de la longitud de onda de la luz. Por lo tanto en el intervalo de longitud de onda del infrarrojo cercano, la niebla, bruma, y partículas contaminantes (aerosoles) son los principales causantes al proceso de dispersión Mie.

Teóricamente es complicado, el problema se presenta en comparar la teoría con el experimento. Porque la absorción domina la mayoría del espectro, los datos se deben de tomar en el intervalo de longitud de onda donde se presentan las ventanas atmosféricas, asumiendo que solamente ocurre la dispersión. Además, la distribución de partículas debe conocerse. Para aerosoles, esta distribución depende del lugar, hora, humedad relativa, velocidad del viento, etcétera.

Existe una formula empírica para calcular el coeficiente de atenuación debido a la dispersión Mie y está dada como [Willebrand y Ghuman, 2002]:

$$\gamma = \frac{3.91}{v} \left(\frac{\lambda}{550} \right)^{-\delta} \quad (39)$$

donde:

γ : coeficiente de atenuación atmosférica o dispersión Mie

v : visibilidad

λ : longitud de onda de transmisión

δ : distribución del tamaño de partículas de dispersión

$$\delta = \left\{ \begin{array}{lll} 0.585(v)^{\frac{1}{3}} & \text{para} & v < 6Km \\ 1.6 & \text{para} & v > 50Km \\ 1.3 & \text{para} & 6Km < v < 50Km \end{array} \right\}$$

El resultado de las observaciones empíricas es que la dispersión Mie es causada por la niebla como fuente principal de la atenuación del haz y este efecto es acentuado conforme la distancia va creciendo [Willebrand y Ghuman, 2002].

III.4.4.3 Visibilidad

Visibilidad se puede definir como: la mayor distancia a la que puede ser visto y reconocido un objeto negro de dimensiones convenientes destacando sobre el horizonte del cielo [De Alemany, 1986].

Para propósitos prácticos, las condiciones de visibilidad proporcionada por los diferentes servicios meteorológicos pueden ser usadas para derivar la disponibilidad de FSO para una región geográfica en particular.

III.4.4.4 Absorción

Los átomos y moléculas son caracterizados por su índice de refracción, parte imaginaria del índice de refracción, k , es relacionada con el coeficiente de absorción, α , y se define como [Willebrand y Ghuman, 2002]:

$$\alpha = \frac{4\pi k}{\lambda} = \sigma_a N_a \quad (40)$$

donde

σ_a : es la absorción en sección transversal

N_a : es la concentración de partículas absorbentes

En otras palabras el coeficiente de absorción está en función de la absorción dada por las partículas, así como también en función de la densidad de partículas.

III.4.5 Impacto del clima

En la práctica uno de los principales puntos de interés para los diseñadores de sistemas de FSO es el clima. Y se presenta como lluvia, nieve, y niebla. Los cuales ya se han descrito anteriormente.

La dispersión es el mecanismo de pérdidas dominante en condiciones de niebla. en la Tabla I se relaciona la visibilidad asociada a las pérdidas ópticas con diferentes condiciones de niebla, utilizando un láser operando a una longitud de onda de 1550 nm, sobre una trayectoria horizontal [Willebrand y Ghuman, 2002].

Se observa que la niebla es la que mayor afecta a los sistemas de FSO. Afectando en un intervalo de 3.96 dB/Km a 271.65 dB/Km. Para las otras condiciones meteorológicas es casi despreciable la atenuación óptica.

Tabla I. Condiciones de clima y relación visibilidad-pérdidas ópticas @ 1550nm.

Condiciones del clima	Precipitación		mm/hr	Visibilidad	Pérdidas dB/km
Niebla densa				0 m – 50 m	271.65
Niebla abundante				200 m	59.57
Niebla moderada	Nieve			500 m	20.99
Niebla ligera	Nieve	Ráfagas de	100	770 m	12.65
		nubes		1 km	9.26
Niebla delgada	Nieve	Lluvia	25	1.9 km	4.22
		densa		2 km	3.96
Neblina	Nieve	Lluvia	12.5	2.8 km	2.58
		mediana		4 km	1.62
Neblina ligera	Nieve	Lluvia	2.5	5.9 km	0.96
		ligera		10 km	0.44
Claro	Nieve	Llovizna	0.25	18.1 km	0.24
				20 km	0.22
Muy claro				23 km	0.19
				50 km	0.06

La visibilidad es comúnmente usada para caracterizar las condiciones de niebla. El impacto de la niebla en sistemas de FSO es uno de los mayores retos para la industria de FSO.

Basándonos en las estadísticas de las condiciones meteorológicas para la ciudad de Ensenada, B.C. (ver Apéndice -D- El clima en la

ciudad de Ensenada) se generó la Tabla II. Como la estadística se refiere a la niebla y no especifica el grado de ésta, entonces de acuerdo a las observaciones durante los años que he vivido en Ensenada, B.C., el grado de niebla lo hemos distribuido como se muestra en la misma.

Tabla II. Estadística de la niebla asociada a la visibilidad y atenuación óptica en 1550nm en Ensenada, B.C.

Mes	Días con niebla	Visibilidad	Atenuación (dB/Km)
Enero	0.30	0m - 50m	271
Febrero	0.42	200m - 500m	59.57 - 20.99
Marzo	1.09	500m - 2Km	20.99 - 3.96
Abril	0.14	500m - 2Km	20.99 - 3.96
Mayo	1.94	500m - 2Km	20.99 - 3.96
Junio	1.88	500m - 2Km	20.99 - 3.96
Julio	1.84	500m - 2Km	20.99 - 3.96
Agosto	2.52	500m - 2Km	20.99 - 3.96
Septiembre	2.47	500m - 2Km	20.99 - 3.96
Octubre	2.25	200m - 500m	59.57 - 20.99
Noviembre	1.70	200m - 500m	59.57 - 20.99
Diciembre	0.87	0m - 50m	271

IV. DISEÑO DEL SISTEMA

En este capítulo se muestra en primer lugar el diseño de un sistema de comunicaciones ópticas inalámbricas con modulación de intensidad y detección directa, para posteriormente generalizar el procedimiento para un sistema con detección coherente. Con esta finalidad nos basamos en el uso del denominado presupuesto de potencia para un sistema óptico inalámbrico.

El presupuesto de potencia de un enlace óptico provee ciertos resultados del rendimiento del sistema el cual puede ser afectado, por ejemplo, por: a) potencia de transmisión finita, b) imperfecciones en modulación, c) ganancias y pérdidas ópticas, d) sensibilidad del receptor, e) pérdidas por propagación, f) imperfecciones en la electrónica, g) ruido de fase de las fuentes ópticas y h) sincronización imperfecta de la portadora óptica para detección coherente, entre otras.

La Figura 17 muestra las principales pérdidas y/o ganancias que se toman en cuenta en un presupuesto de potencia, para un sistema FSO. Las pérdidas de mayor magnitud ocurren en el canal óptico, dependiendo de las condiciones atmosféricas.

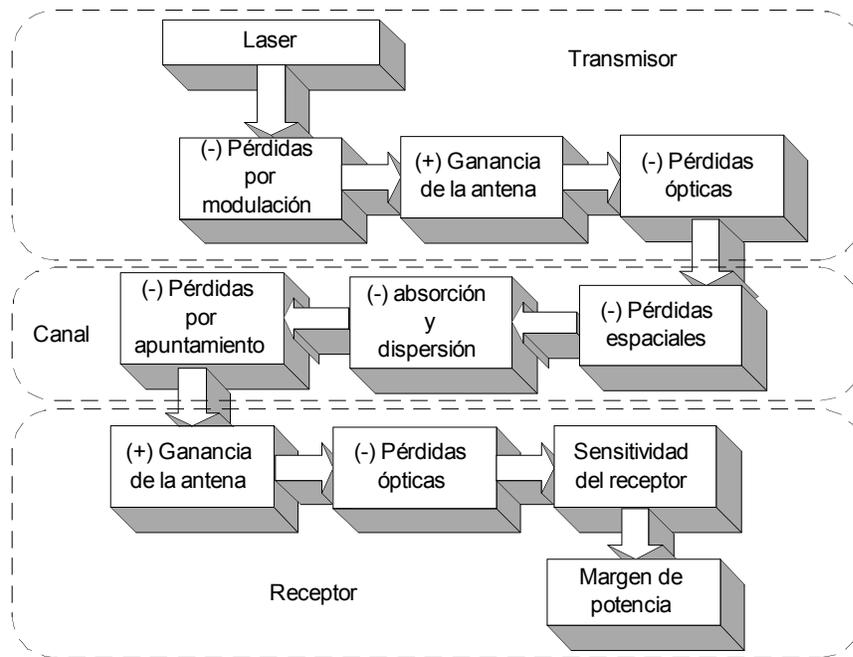


Figura 17. Esquema a bloques de pérdidas en un sistema FSO.

En la Figura 18 se muestra una representación gráfica del presupuesto de potencia. El eje “x” representa la distancia de propagación a lo largo del canal, usualmente no se dibuja a escala. El eje “y” corresponde a la cantidad de potencia óptica presente en el enlace (línea punteada). La segunda curva (línea continua) representa la sensibilidad del detector. Con estas dos curvas es evidente el margen del sistema resultado de las pérdidas y sensibilidad del detector.

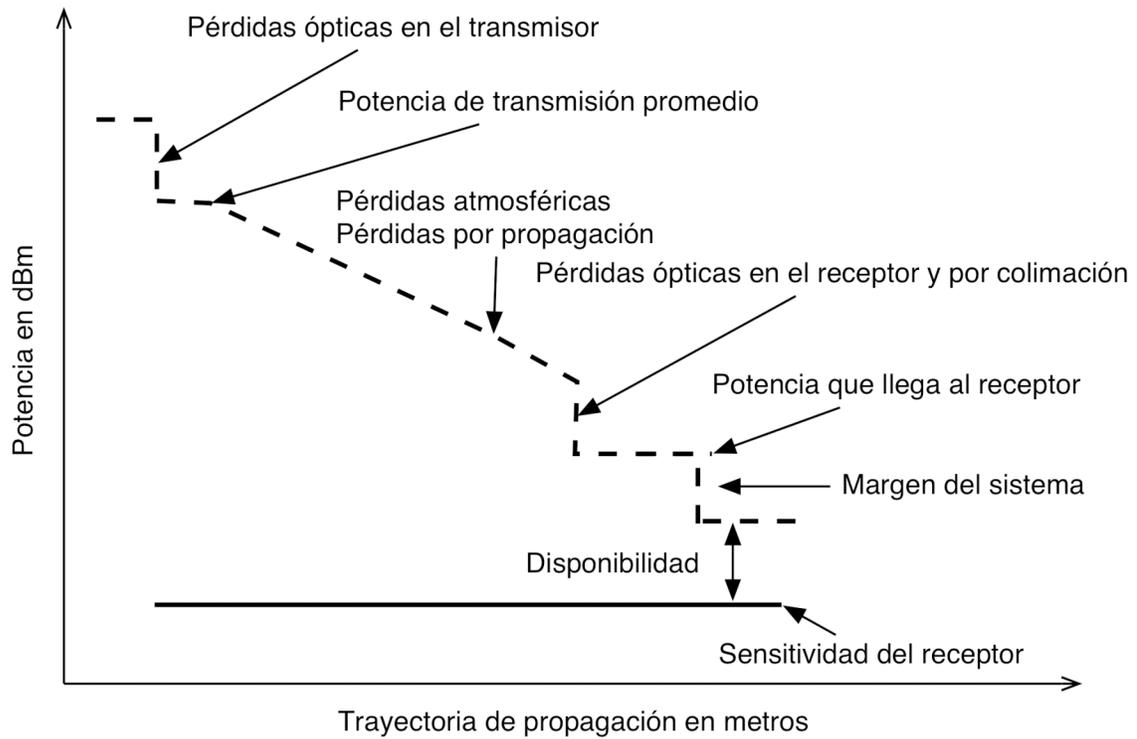


Figura 18. Representación gráfica del presupuesto de potencia.

La siguiente metodología representa el diseño de un sistema FSO para la ciudad de Ensenada, B.C., con los datos tomados de la Tabla II, y en la Figura 19 representamos la estadística de la ciudad de Ensenada, B.C. en forma gráfica para poder estimar el intervalo a margen de potencia que debe tener el sistema.

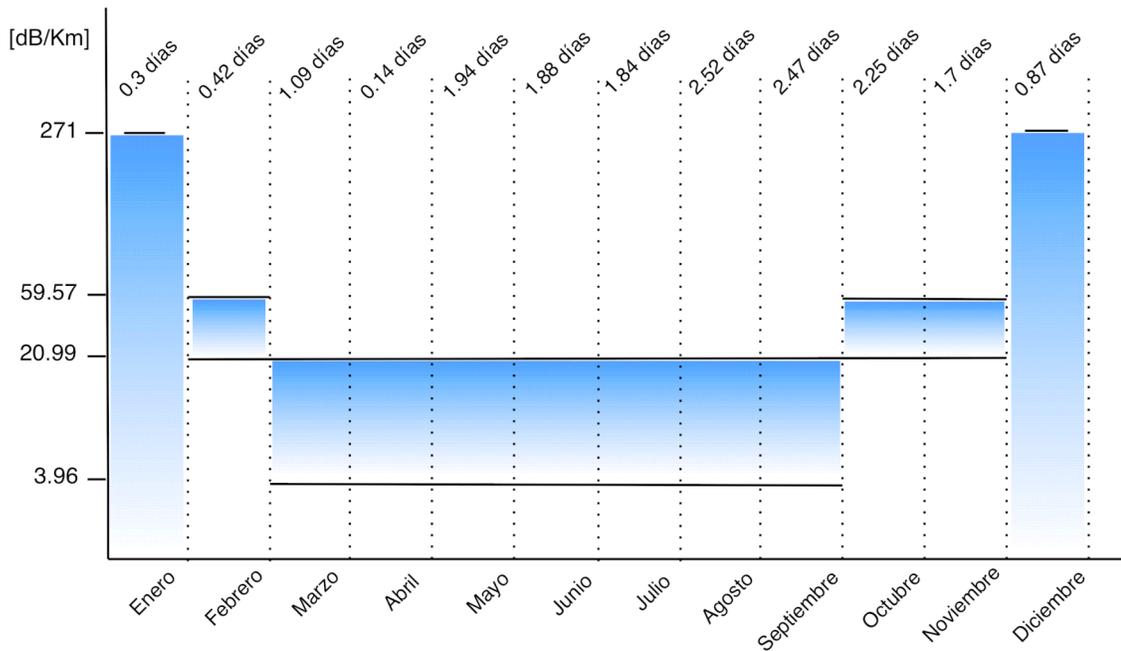


Figura 19. Estadística de la niebla para la ciudad Ensenada, B.C. en un periodo de 19 años entre 1941 y 1970.

La Figura 19 muestra la estadística de la niebla así como la cantidad de días con niebla por mes, para la ciudad de Ensenada, B.C. en un periodo de 29 años entre 1941 y 1970., el eje “x” es el mes, el eje ”y” la atenuación en dB/Km. Se observa que para los meses de enero y diciembre la atenuación puede llegar hasta 271dB/Km en 0.3 y 0.87 días respectivamente, en febrero, octubre y noviembre, la atenuación óptica puede estar entre 20.99 dB/Km y 59.57 dB/Km en 0.42, 2.25 y 1.27 días respectivamente, y los meses restantes la atenuación esta entre 3.96 dB/Km y 20.99 Km.

Para estimar el nivel de potencia óptica que llega el receptor, se realiza una suma algebraica de los parámetros que forman el enlace como son: potencia del transmisor, fuentes que degradan la señal produciendo pérdidas, atenuación y ruido, y fuentes que mejoran la calidad de la señal.

Primero se determina el margen de desvanecimiento que existe entre la potencia óptica transmitida y la sensibilidad mínima del receptor, necesaria para establecer un BER especificado. Además se debe considerar un margen del sistema (M_s), para compensar la degradación de los componentes y los factores de temperatura.

Es necesario estimar un margen de disponibilidad (M) del enlace o el presupuesto de potencia, que está dada por la siguiente ecuación.

$$M = L_T - L_{\text{ópticas}} - L_{\text{propagación}} - L_{\text{apuntamiento}} - L_{\text{atmosféricas}} - L_{\text{col}} - M_s \quad (41)$$

donde

L_T : margen de desvanecimiento

$L_{\text{ópticas}}$: pérdidas ópticas

$L_{\text{propagación}}$: pérdidas por propagación

$L_{\text{apuntamiento}}$: pérdidas por apuntamiento

$L_{\text{atmosféricas}}$: pérdidas atmosféricas

L_{col} : pérdidas por colimación

M_s : margen del sistema

Los parámetros iniciales para las consideraciones de diseño son: longitud de onda, velocidad de transmisión, BER, distancia del enlace, diámetros de las antenas ópticas transmisora y receptora, potencia de transmisión y sensibilidad del receptor.

Estos parámetros se presentan en la Tabla III.

La longitud de onda de 1550 nm se elige de acuerdo a la ventana atmosférica que existe en esta longitud de onda y para aprovechar la tecnología de comunicaciones por fibra óptica.

La velocidad de bit de 2.5 Gbps es seleccionada de acuerdo al estándar de SDH/SONET¹.

¹ Red óptica síncrona y Jerarquía digital síncrona “*Synchronous Optical NETWORK (SONET), Synchronous Digital Hierarchy (SDH)*” se refiere al estándar para transmisión de datos síncronos sobre redes de fibra óptica.

La tasa de error de bit de 10^{-6} (usual para sistemas inalámbricos) [Hemmati y Mecherle, 2004].

La distancia de 1 Km es seleccionada por las características de dimensión de una WON en una LAN y el enlace de última milla, pudiendo presentarse distancias menores.

Los lentes o antenas ópticas son seleccionadas de acuerdo a su tamaño pequeño, resultando transceptores más compactos, livianos y disponibilidad en laboratorio.

La potencia óptica de transmisión es seleccionada porque es un nivel que está dentro del rango de seguridad para las ojos con clasificación 1M (Apéndice -A- Seguridad con láser).

La sensibilidad de un detector comercial de InGaAs con un ancho de banda hasta de 5 GHz, con rango de longitud de onda de 900nm-1650nm es de -20 dBm.

Tabla III. Parámetros para el diseño del sistema de FSO.

Parámetro	Valor
Longitud de onda	: $\lambda = 1550nm$
Velocidad de transmisión	: $V_{Tx} = 2.5Gbps$
Tasa de error de bit	: $BER = 10^{-6}$
Distancia del enlace	: $Distancia = 1Km$
Diámetro del lente o antena del transmisor	: $D_{LenteTx} = 1" = 2.54cm$
Diámetro del lente o antena del receptor	: $D_{LenteRx} = 3" = 7.62cm$
Potencia óptica del transmisor	: $P_{Tx} = +27dBm$
Sensitividad del receptor	: $P_{sens} = -20dBm$

IV.1 Margen de desvanecimiento

Es la cantidad de las pérdidas totales permitidas por el sistema para llevar a cabo el enlace óptico. Y se expresa como:

$$L_T = P_{Tx} - P_{sens} \quad (42)$$

$$L_T = 27dBm - (-20dBm) = 47dB$$

IV.2 Pérdidas ópticas

Pérdidas ópticas considerando que las lentes tienen un coeficiente de Fresnel de 75% ($T_f = 0.75$) y N es el número de elementos ópticos [Santamaria, 1994].

$$P_{\text{ópticas}} = -20N \log_{10}(T_f) \quad (43)$$

$$P_{\text{ópticas}} = -20N \log_{10}(0.75) = 4.99 \text{ dB}$$

IV.3 Pérdidas por propagación

Las pérdidas por propagación en el vacío se pueden calcular por la difracción de la apertura del emisor y el área de la antena receptora, determinando la diferencia entre las pérdidas por propagación para un origen isotrópico a una distancia Z , la ganancia de las antenas y atenuación debido al promedio de la amplitud del haz inducido por turbulencia [Santamaría, 1994] y están dadas por:

$$L_{\text{propagación}} = G_{Tx} - L_{\text{isot}} - L_{\text{turb}} + G_{Rx} \quad (44)$$

donde:

G_{Tx} : Ganancia de la antena transmisora

L_{isot} : Pérdidas isotrópicas

L_{turb} : Pérdidas por turbulencia

G_{Rx} : Ganancia de la antena receptora

IV.3.1 Ganancia de la antena transmisora

Debido a que el campo en la apertura del área de un receptor se aproxima una onda plana, la ganancia de la antena transmisora está dada por [Santamaría, 1994]:

$$G_{Tx} = 10 \log_{10} \left(\frac{2}{\Omega_0} \right)^2 \quad (45)$$

donde

$$\Omega_0 = \frac{2\lambda}{\pi D_{LenteTx}} \quad (46)$$

Sustituyendo en (46) resulta:

$$\Omega_0 = \frac{2(1550nm)}{\pi(0.0254m)} = 38.848 \times 10^{-6}$$

Entonces, ahora sustituyendo en (45), resulta

$$G_{Tx} = 10 \log_{10} \left(\frac{2}{38.848 \times 10^{-6}} \right)^2 = 94.233 dB$$

IV.3.2 Ganancia de la antena receptora

El haz difractado por la antena del transmisor se aproxima a una forma Gausiana, igual que el haz láser y muy aproximado un haz Airy, por lo tanto, es conveniente calcular la ganancia de la antena del transmisor en función de la divergencia efectiva que sufre el haz propagado. Entonces la ganancia de la antena receptora está dada por [Santamaria, 1994]:

$$G_{Rx} = 10 \log_{10} \left(\frac{4\pi A_r}{\lambda^2} \right) \tag{47}$$

Sustituyendo en (47), resulta:

$$G_{Rx} = 10 \log_{10} \left(\frac{4\pi(0.0762m)}{(1550nm)^2} \right) = 116dB$$

IV.3.3 Pérdidas isotrópicas

Las pérdidas por propagación para un origen isotrópico, está dada por [Santamaria, 1994]:

$$L_{isot} = 10 \log_{10} \left(\frac{4\pi Z}{\lambda} \right)^2 \quad (48)$$

donde Z es la distancia y sustituyendo en (48), queda:

$$L_{isot} = 10 \log_{10} \left(\frac{4\pi(1000m)}{1550nm} \right)^2 = 198.17dB$$

IV.3.4 Pérdidas por turbulencia

Las pérdidas por turbulencia siguen estadísticas Gaussianas, lo cual introduce atenuación en la propagación del haz y esta dada por:

$$L_{turb} = 10 \log_{10} \left[1 + \left(\frac{\Omega_0}{\Omega_{turb}} \right)^2 \right] \quad (49)$$

y Ω_0 , se despeja de (45) y resulta:

$$G_{Tx} = 10 \log_{10} \left(\frac{2}{\Omega_0} \right)^2 \Rightarrow \Omega_0 = \frac{2}{\sqrt{10^{\frac{G_{Tx}}{10}}}}$$

entonces se sustituye y queda:

$$\Omega_0 = \frac{2}{\sqrt{10^{\frac{94.233}{10}}}} = 38.84 \times 10^{-6} \text{ rad}$$

ahora Ω_{turb} , está dada por [Santamaria, 1994]:

$$\Omega_{turb} = \frac{\lambda}{\pi \rho_b} \quad (50)$$

donde ρ_b es el radio de coherencia de largo alcance.

Para distancias relativamente cortas, la distorsión del frente de onda debido a la turbulencia del medio, no tiene variaciones considerables, por lo que la

apertura del haz es casi la misma, se considera el radio de coherencia en el eje R_0 para aproximar la dimensión del valor de ρ_b .

Entonces $\rho_b \approx R_0$

$$\begin{aligned} \Omega_0 &= \frac{\lambda}{2\pi R_0} \\ &\Downarrow \\ R_0 &= \frac{\lambda}{2\pi\Omega_0} \end{aligned} \tag{51}$$

sustituyendo en (51),

$$\rho_b \approx R_0 = \frac{1550nm}{2\pi(38.84 \times 10^{-6} rad)} = 0.00635m$$

Ahora sustituyendo en (50), queda:

$$\Omega_{urb} = \frac{1550nm}{\pi(0.00635m)} = 77.68 \times 10^{-6} rad$$

Ahora se sustituye en (47) y las pérdidas por turbulencia son:

$$L_{urb} = 10 \log_{10} \left[1 + \left(\frac{38.84 \times 10^{-6}}{77.68 \times 10^{-6}} \right)^2 \right] = 0.969 dB$$

Se sustituye en (44) para obtener las pérdidas totales por propagación;

$$L_{propagación} = -(94.233 - 198.17 - 0.969 + 116) = -11.094 dB$$

IV.3.5 Pérdidas por apuntamiento

Las pérdidas por apuntamiento están dadas por [Santamaria, 1994]:

$$L_{apuntamiento} = 4.3229 \left(\frac{\phi_e}{\Omega_0} \right)^2 \quad (52)$$

donde θ_b , es el ángulo del haz limitado por difracción del transmisor y está dado por:

$$\theta_b \cong \frac{\lambda}{D_{LenteTx}} \quad (53)$$

entonces;

$$\theta_b \cong \frac{1550nm}{0.0254m} = 61\mu rad$$

Existe un ángulo límite ϕ_e , para que los rayos incidan sobre el receptor [Santamaria, 1994], este ángulo debe ser la mitad del ancho del haz transmitido, por lo tanto

$$\phi_e = \frac{\theta_b}{2} = \frac{61\mu rad}{2} = 30.5\mu rad$$

sustituyendo en (52)

$$L_{apuntamiento} = 4.3229 \left(\frac{30.5\mu rad}{38.84\mu rad} \right)^2 = 3.39 dB$$

IV.4 Pérdidas atmosféricas

Recordando que, la transmisión τ en la atmósfera está en función de L , y está expresada en la ley de Beer, como:

$$L_{atmosféricas} = 10 \log \tau \quad \left[\frac{dB}{Km} \right] \quad (54)$$

$$\frac{I_d}{I_{Tx}} = \tau = \exp(-\gamma L) \quad (55)$$

$\frac{I_d}{I_{Tx}}$ es la relación entre la intensidad detectada y la intensidad de salida o transmitida y γ es el coeficiente de atenuación.

El coeficiente de atenuación es la suma de cuatro parámetros individuales, coeficientes de dispersión α de moléculas y aerosol, y coeficiente de absorción β de moléculas y aerosoles, cada uno en función de la longitud de onda, está dada por:

$$\gamma = \alpha_{moleculas} + \alpha_{aerosol} + \beta_{moleculas} + \beta_{aerosol} \quad (56)$$

Para calcular el coeficiente de atenuación por dispersión Mie, que es factor dominante en el coeficiente de atenuación, debido a que las partículas que provocan esta dispersión, tienen un tamaño similar a la longitud de onda del infrarrojo cercano, por lo tanto queda como:

$$\gamma = \frac{3.91}{v} \left(\frac{\lambda}{550} \right)^{-\delta} \quad (57)$$

donde

γ : coeficiente de atenuación atmosférica o dispersión Mie

v : visibilidad

λ : longitud de onda de transmisión

δ : distribución del tamaño de partículas de dispersión

$$\delta = \left\{ \begin{array}{lll} 0.585(v)^{\frac{1}{3}} & \text{para} & v < 6Km \\ 1.6 & \text{para} & v > 50Km \\ 1.3 & \text{para} & 6Km < v < 50Km \end{array} \right\}$$

Recordando que la distancia de nuestro enlace es de 1000 m y nuestra visibilidad es de 500 m a 20 Km en la ciudad de Ensenada, B.C., con condiciones climatológicas de niebla moderada hasta una condición clara.

Entonces evaluaremos los dos casos más críticos a una longitud de onda de 1550 nm.

En la Figura 20 se observa el resultado de pérdidas atmosféricas para una longitud de onda de 1550 nm. El eje “ x” representa la visibilidad de acuerdo a la situación climatológica y está dada en kilómetros. El eje “y” corresponde a la atenuación óptica, y está dada en dB/Km. Se observa que en el mejor caso la visibilidad llega hasta los 2 Km.

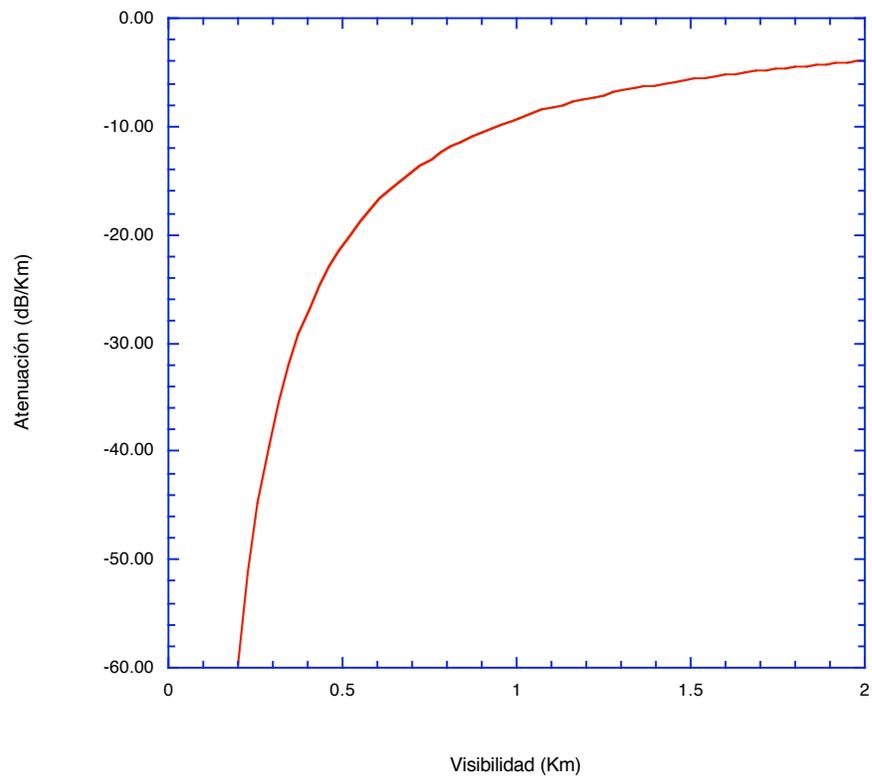


Figura 20. Pérdidas atmosféricas con visibilidad de 200 m y 2 Km, a 1550 nm.

En la Figura 21 se observa la curva de atenuación óptica cuando la visibilidad esta entre 6 Km y 50 Km, para la misma longitud de onda de 1550 nm.

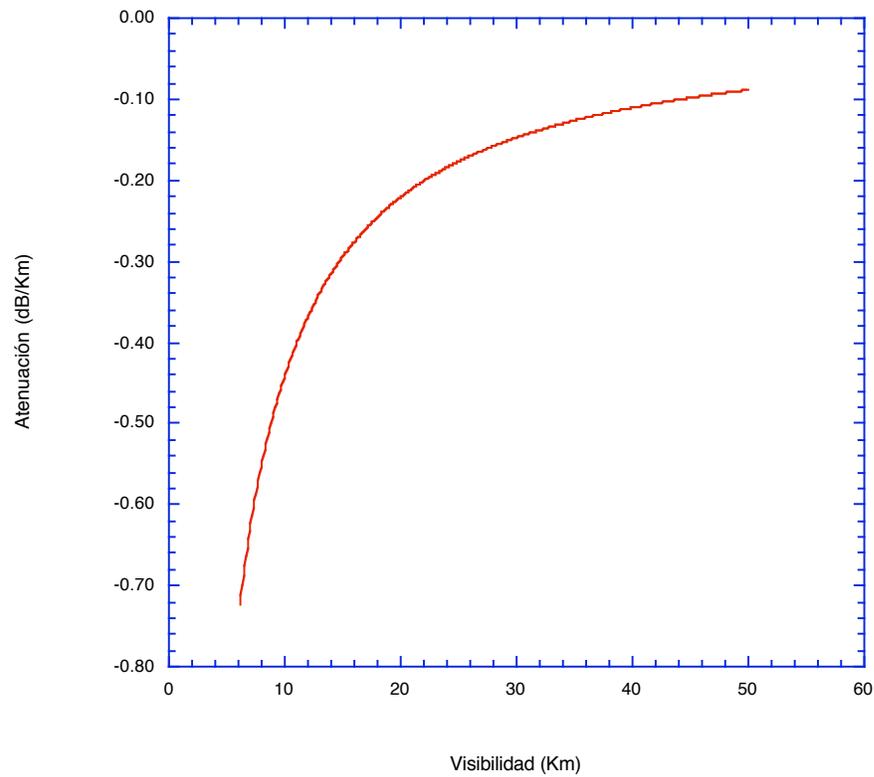


Figura 21. Pérdidas atmosféricas con visibilidad de 6 Km a 50 Km.

IV.5 Pérdidas por colimación

Las pérdidas por colimación se calculan como:

fov : campo de vista angular del detector

Ω_c : ancho angular Gaussiano de la intensidad de largo alcance

$$L_{col} = -10 \log_{10} \left[1 - e^{-\left(\frac{fov}{\Omega_c}\right)^2} \right] \quad (58)$$

donde:

$$fov = \frac{\pi}{4} \left(\frac{d}{f_c} \right)^2 = \frac{Ad}{f_c^2} \quad (59)$$

Vista angular para un fotodetector de 4 mm con foco de la lente igual a 6cm.

$$fov = \frac{\pi}{4} \left(\frac{0.004m}{0.06m} \right)^2 = 3.49mrad$$

$$\Omega_c^2 = \left(\frac{\lambda}{\pi \rho_f} \right)^2 \left[1 + \left(\frac{2\rho_f}{D_{Rx}} \right)^2 - \frac{1}{2} \left(\frac{\rho_f}{D_{Rx}} \right)^{\frac{1}{2}} \right] \quad (60)$$

ρ_f : radio de coherencia del haz colimado

$$\rho_f = \frac{\text{centroide}}{2} \quad (61)$$

$$\text{centroide} = \frac{(1.27)(\lambda)(f_c)}{\text{apertura del diametro del fotodetector}} \quad (62)$$

$$centroide = \frac{(1.27)(1550nm)(0.06m)}{0.003m} = 39.37\mu m$$

$$\rho_f = \frac{39.37\mu m}{2} = 19.68\mu m$$

$$\Omega_c^2 = \left(\frac{1550nm}{\pi(19.68\mu m)} \right)^2 \left[1 + \left(\frac{39.37\mu m}{0.0762m} \right)^2 - \frac{1}{2} \left(\frac{19.68\mu m}{0.0762m} \right)^{\frac{1}{2}} \right]$$

$$\Omega_c^2 = 628.51 \times 10^{-6} \left[1 + 266.94 \times 10^{-9} - \frac{1}{2} (16.0707 \times 10^{-3}) \right]$$

$$\Omega_c = \sqrt{623.459 \times 10^{-6}} = 24.96 mrad$$

$$L_{col} = -10 \log_{10} \left[1 - e^{-\left(\frac{3.49 mrad}{24.96 mrad} \right)^2} \right] = 17.13 dB$$

IV.6 Presupuesto de potencia

Sustituyendo en (41), el Margen de disponibilidad del enlace es:

$$M = L_T - L_{\text{ópticas}} - L_{\text{propagación}} - L_{\text{apuntamiento}} - L_{\text{atmosféricas}} - L_{col} - M_s$$

$$M = 33dB - 4.99dB - (-11.094dB) - 0.647dB - L_{atmosféricas}dB - 17.13dB - 6dB$$

El resultado se muestra en la Figura 22, y se observa que el margen de disponibilidad con visibilidad de 1000 m es de 20.24 dB.

Con los parámetros de potencia del transmisor y la sensibilidad del receptor, seleccionados al inicio del diseño, se puede lograr el enlace diseñado con visibilidad por arriba de los 1000 m. Por debajo de los 1000 m de visibilidad el margen de disponibilidad no es suficiente para lograr el enlace.

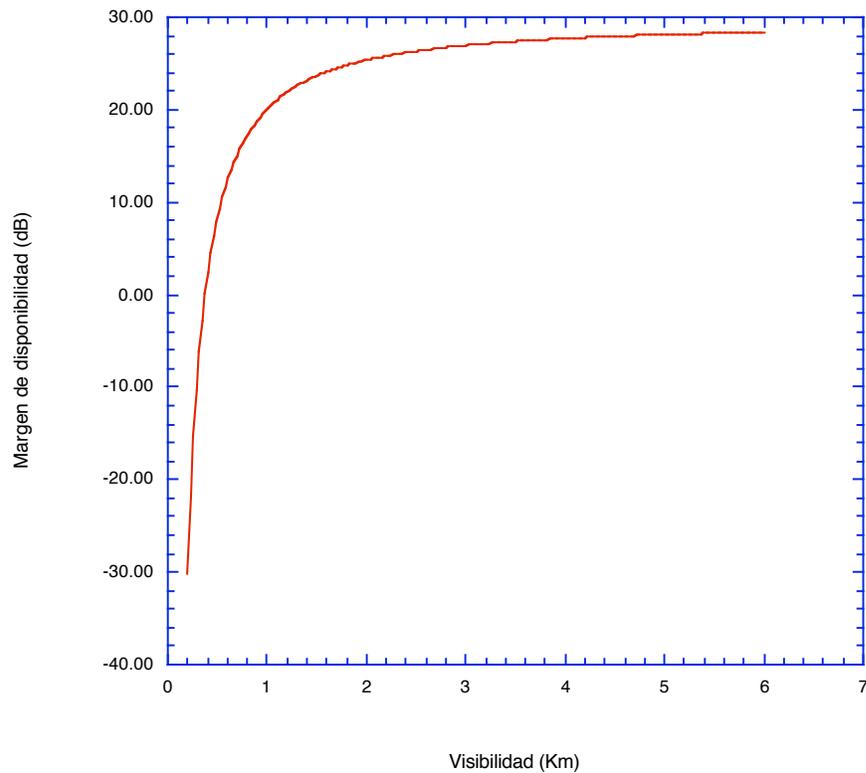


Figura 22. Margen de disponibilidad del diseño.

Tabla IV. Valores de disponibilidad del diseño alrededor de los 1000m.

Visibilidad (Km.)	Margen de disponibilidad (dB)
0.49146	7.9100
0.52060	9.2957
0.54975	10.526
0.57889	11.626
0.60804	12.615
0.63719	13.507
0.66633	14.317
0.69548	15.055
0.72462	15.730
0.75377	16.350
0.78291	16.920
0.81206	17.447
0.84121	17.935
0.87035	18.389
0.89950	18.810
0.92864	19.204
0.95779	19.572
0.98693	19.917
1.0161	20.240
1.0452	20.544
1.0744	20.831
1.1035	21.101
1.1327	21.357
1.1618	21.598
1.1910	21.827

IV.7 Especificaciones y valores calculados de los parámetros del enlace

En la Tabla V se observan a manera de resumen los parámetros del sistema y valores calculados, para un enlace de FSO.

Tabla V. Especificaciones y valores calculados para un enlace de FSO.

Parámetros del sistema	Distancia	d	1000m
	Longitud de onda	λ	1550nm
	Diámetro de la lente Tx	$D_{LenteTx}$	1" = 2.54cm
	Diámetro de la lente Rx	$D_{LenteRx}$	3" = 7.62cm
	Velocidad de Tx	V_{Tx}	2.5Gbps
	Potencia de Tx	P_{Tx}	27 dBm
	Sensitividad	P_{sens}	-20 dBm
	Diámetro del láser		3mm
	Diámetro del fotodetector		4mm
	Margen de desvanecimiento	L_T	47dB
Ganancias de antena	Ganancia de la antena Tx	G_{Tx}	94.233 dB
	Ganancia de la antena Rx	G_{Rx}	116 dB
Perdidas	Perdidas ópticas	$L_{ópticas}$	4.99 dB
	Perdidas por propagación	$L_{propagación}$	-11.094 dB

	Perdidas por apuntamiento	$L_{apuntamiento}$	0.647 dB
	Perdidas atmosféricas	$L_{atmosféricas}$	7.16 dB
	Perdidas por colimación	L_{col}	33.1 dB
	Margen del sistema	M_s	6 dB
Disponibilidad	Margen de disponibilidad	M	Ver Figura 22

Tabla VI. Componentes comerciales del diseño realizado.

Dispositivo	Marca/modelo	Características
Láser	Anritsu GB5A016	Longitud de onda: 1543.7 Potencia: 20mW (13dBm)
Fotodetector	Thorlabs SIR5-FC	Sensitividad: -20dBm Ancho de banda: 5GHz Material : InGaAs
Modulador de intensidad	Photline MX-LN-10	Ancho de banda de 12.5GHz

En la Figura 23 se muestra el diagrama resultante del diseño realizado en este capítulo.

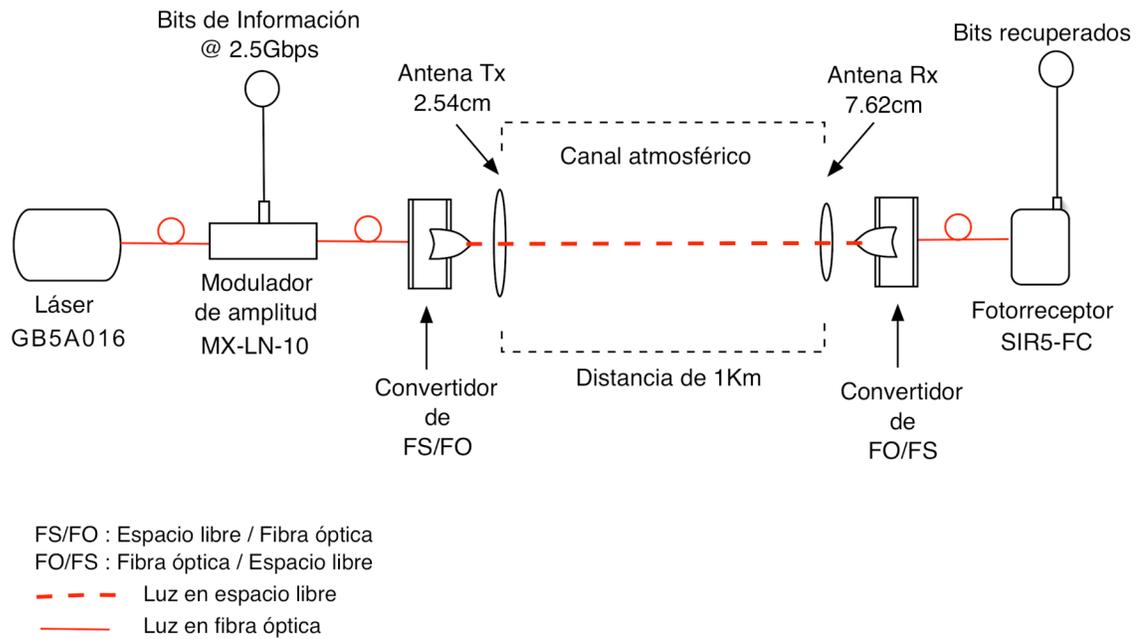


Figura 23. Sistema FSO de MI/DD diseñado.

IV.8 Sistema homodino con detección coherente

Como se mencionó anteriormente, los sistemas de comunicaciones ópticas con detección coherente presentan ventajas superiores sobre los sistemas con detección directa.

Dentro de los sistemas ópticos coherentes, los sistemas homodinos son los que tienen mejor sensibilidad. Debido a estas ventajas es que en este trabajo se diseñará un sistema FSO homodino con detección coherente, en

los cuales se vio en el capítulo II, se requiere el uso de algún tipo de PLL óptico. En particular para nuestro caso, empleamos un sistema con modulación binaria de fase imperfecta con la finalidad de tener disponible una componente residual de portadora (ver sección II.3.2.1).

El impacto en el diseño del enlace es una penalización de la potencia óptica disponible a emplearse para sincronizar la portadora óptica local y para la regeneración de los datos.

Un valor de penalización común empleado para estos casos es de 1dB [Kazovsky *et al.*, 1986], de tal forma que el cálculo del presupuesto del enlace descrito en el inciso anterior se ve afectado solamente por la disminución en 1 dB de la potencia disponible, sin embargo sí existirán en este caso, restricciones importantes en lo referente al ancho de línea de las fuentes ópticas y el estado de polarización de la luz en el receptor.

El sistema coherente diseñado resultante se basa en la configuración descrita en la sección II.3.2.1 y se muestra en la Figura 24.

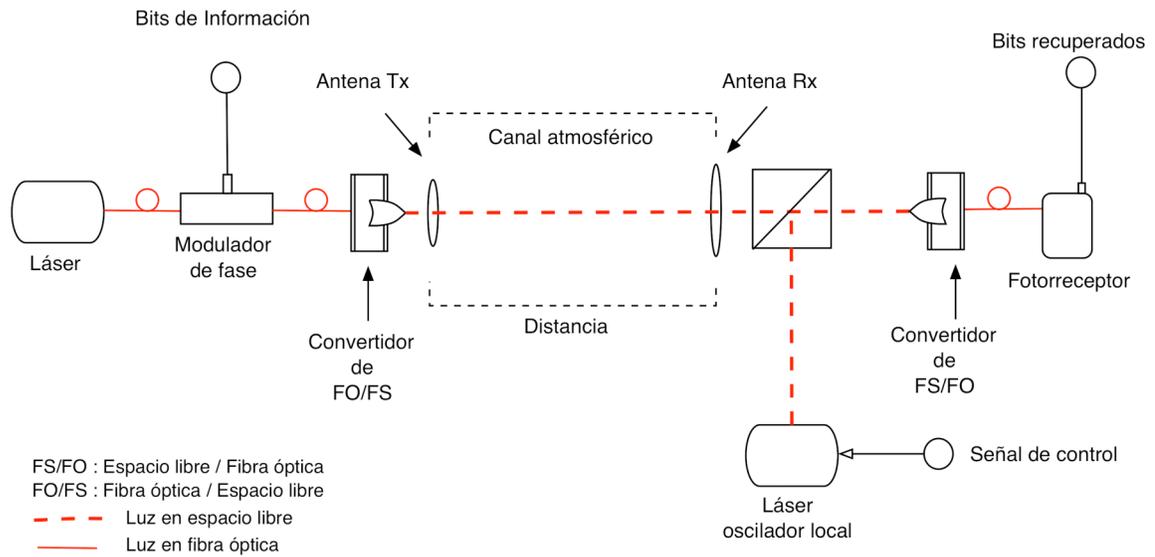


Figura 24. Sistema de comunicaciones ópticas inalámbricas homodino con detección coherente.

Dado que se tenía un presupuesto de potencia de 20.24 dB, el nuevo margen será de 19.24 dB, el cual es aún aceptable pues en sistemas de comunicaciones inalámbricas es tolerable hasta un margen de 3dB [Hemmati y Mecherle, 2004].

V. MONTAJE EXPERIMENTAL, CARACTERIZACIÓN Y PRUEBAS

V.1 Descripción

En el capítulo anterior se describió el diseño del sistema FSO motivo del presente trabajo (ver Figura 24). A continuación mostramos en la Figura 25 el montaje experimental respectivo.

El sistema a implementar requiere el uso de un PLL óptico lo cual implica la existencia de un oscilador láser local sincronizado con la señal de datos entrante. La implementación práctica de este tipo de sistemas es compleja además de que en el caso de sistemas FSO hay que adicionarle los efectos aleatorios del canal atmosférico. Por esta razón como experimento preliminar decidimos implementar el sistema en una configuración auto-homodina tal como se muestra en la Figura 25.

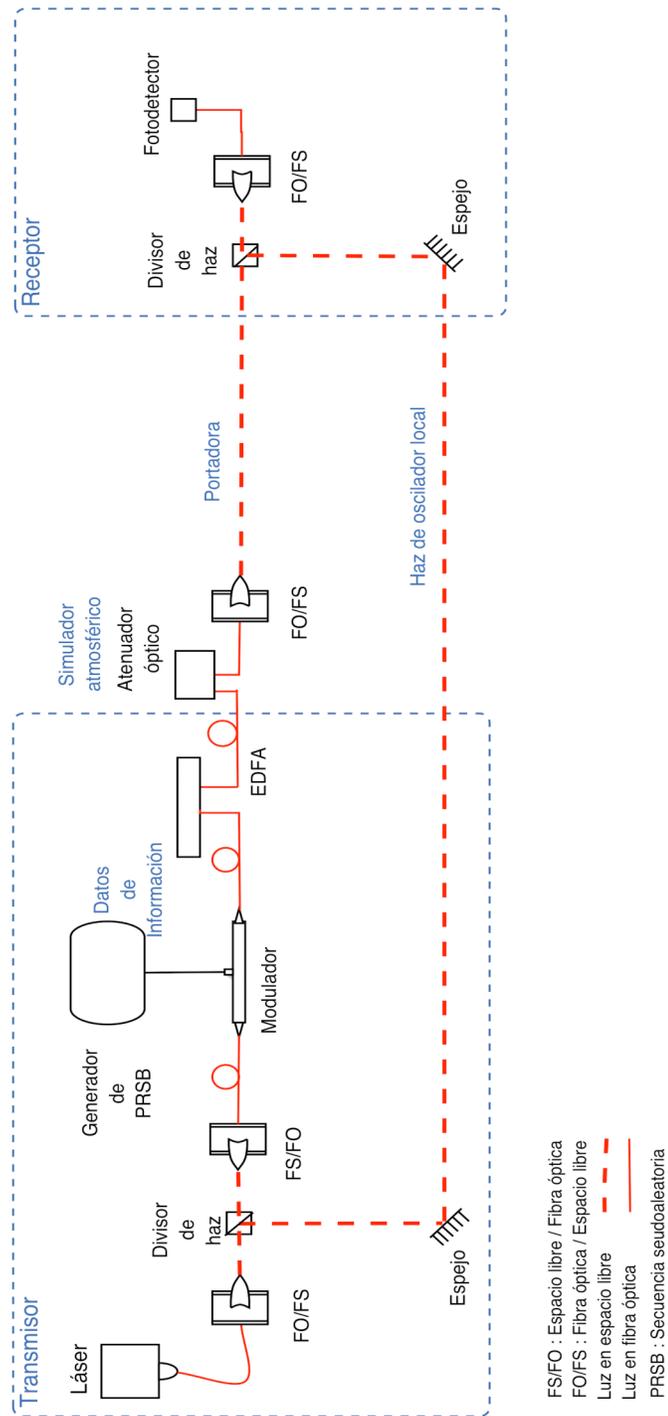


Figura 25. Montaje experimental del sistema de comunicaciones ópticas coherentes en el espacio libre (FSO coherente auto-homodino).

V.2 Funcionamiento del montaje experimental

Un láser emitiendo en 1550.11 nm es dividido con un separador de haz de 50% “(50/50 beam splitter)” para tomar una de las ramas como láser de oscilador local para el receptor y otro como láser de portadora (sistema auto-homodino). El haz que sigue la trayectoria directa es colectado hacia una fibra óptica (láser de portadora), para pasarlo sobre el modulador de fase. El modulador de fase es el dispositivo que provoca cambios en la fase de portadora que dependen de los bits de información. El haz que sale del modulador de fase pasa a través de un amplificador de fibra óptica dopado con erbio, el cual amplifica la señal para transmitirla al espacio libre (canal atmosférico).

El haz transmitido es combinado con el láser de oscilador local mediante un separador de haz 50%. Este haz combinado es fotodetectado para reproducir los datos de la fuente de información.

El experimento se llevó a cabo con el material y equipo que se muestra en la Tabla VII.

Tabla VII. Material y equipo del experimento en laboratorio.

Nombre	Marca	Modelo
Láser	New Focus	TLB3902
EDFA	Nuphoton Technologies	NP-2000-RS
Modulador de fase	EOspace	PM-0K1-12-PFU-PFU
Manejador de modulador	JDS Uniphase	H301
Generador de patrones	Anritsu	MP1763B
Analizador de espectros	Agilent	E4402B
Fotodetector	Thorlabs	SIR-5
Amplificador	MITEQ	AM-3A-000110
Fuente de voltaje	HP	6236B
Fuente de voltaje	HP	6289B
Atenuador óptico por fibra óptica	HP	8156A
Espejos		
Separador de haz		
Lentes colimadores		

Los sistemas de FSO MI/DD comerciales ofrecen diferentes combinaciones de velocidad de transmisión, una de estas son 155Mbps y 622 Mbps sobre 500 m a 4000 m para aplicaciones de redes de área local inalámbricas “*Wireless Local Area Network (WLAN)*”.

En la Tabla VIII se muestran las tasas de bit para SONET/SDH que existen actualmente en los sistemas de comunicaciones [Kartalopoulos, 2004].

Tabla VIII. Velocidad de bit para SONET/SDH

Nivel óptico	SONET	SDH	Velocidad de bit (Mbps)
OC-1	STS-1	STM-0	51.84
OC-3	STS-3	STM-1	155.52
OC-12	STS-12	STM-4	622.08
OC-48	STS-48	STM-16	2,488.32
OC-192	STS-192	STM-64	9,953.28
OC-768	STS-768	STM-256	39,813.12

En particular realizamos pruebas sobre dos velocidades de transmisión cumpliendo con los estándares de 155 Mbps y 622 Mbps, pues fueron las configuraciones más factibles de implementar experimentalmente.

V.3 Parámetros del sistema

Los parámetros del sistema se enlistan en la Tabla IX, recalando que la atenuación provocada, simulando atenuación atmosférica está en el intervalo de 0 dB a 26 dB para el caso de 155 Mbps y de 0 a 35dB para el caso de 622 Mbps.

Tabla IX. Parámetros del sistema.

“ Sistema “	
Configuración: FSO Coherente Auto-homodino	
Distancia: Experimento de laboratorio	
Modulación: PSK, NRZ	
Velocidad de transmisión: 155 Mbps	
Atenuación simulada: 0 dB a 26 dB	
Velocidad de transmisión: 622 Mbps	
Atenuación simulada	: 0 dB a 35 dB (corresponde a una visibilidad clara y entre 200m-500m o niebla abundante y niebla moderada respectivamente)
“ Transmisor “	
Longitud de onda: 1550.11 nm	
Potencia de transmisión: -2.5 dBm \approx 0.562 mW	
Potencia: -2.5 dBm a -37.5 dBm	
“ Receptor “	
Oscilador local: 1550.11 nm	
Potencia: -6 dBm	
Material del detector óptico: InGaAs	
Longitud de onda: 900 nm – 1650 nm	
Diámetro del lente: 1cm con adaptador FC	
Sensitividad: -20 dBm	
Amplificador eléctrico: 35 dB	

V.4 Procedimiento de pruebas

El procedimiento consiste en atenuar la señal óptica a la salida del amplificador de fibra óptica dopado con erbio “*Erbium-Doped Fiber Amplifier (EDFA)*”, simulando atenuación óptica por perturbación atmosférica.

Los valores de atenuación óptica son tomados de la Tabla I. Recordando que la atenuación óptica provocada por condiciones atmosféricas está en dB/Km por lo tanto evaluaremos las condiciones más severas donde sea posible detectar señal de información.

Por conveniencia reproducimos esta tabla en forma compacta. En la Tabla X.

Tabla X. Condiciones de clima y relación visibilidad-pérdidas ópticas.

Condiciones del clima	Precipitación		Visibilidad	Pérdidas dB/km
Niebla densa			0 m – 50 m	271.65
Niebla abundante			200 m	59.57
Niebla moderada	Nieve		500 m	20.99
Niebla ligera	Nieve	Ráfagas de nubes	770 m	12.65
			1 km	9.26
Niebla delgada	Nieve	Lluvia densa	1.9 km	4.22
			2 km	3.96
Neblina	Nieve	Lluvia mediana	2.8 km	2.58
			4 km	1.62
Neblina ligera	Nieve	Lluvia ligera	5.9 km	0.96
			10 km	0.44
Claro	Nieve	Llovizna	18.1 km	0.24
			20 km	0.22
Muy claro			23 km	0.19
			50 km	0.06

V.5 Caracterización y pruebas

Las pruebas se realizaron haciendo un barrido con el atenuador óptico con pasos de 1dB hasta poder recuperar el espectro en frecuencia de los datos en el receptor.

V.5.1 Prueba con velocidad de datos a 155Mbps

A continuación se observan los resultados correspondientes a la primera medición, y los parámetros que involucra esta prueba se observan en la Tabla XI. Posteriormente se observan las gráficas resultantes.

Tabla XI. Parámetros de la primera prueba.

Velocidad de bit	: 155 Mbps
Longitud	: 10^{N-1} , N=7
Atenuación	: 0 dB a 26 dB
Longitud de onda	: 1550 nm

La señal pseudo-aleatoria generada para ser evaluada en el sistema se observa en la Figura 26; a) es la información en el dominio del tiempo correspondiente a PRSB-7 con una velocidad de transmisión de 155 Mbps. b) el espectro en frecuencia de la señal de información. Este espectro es el que se recupera en el receptor del sistema.

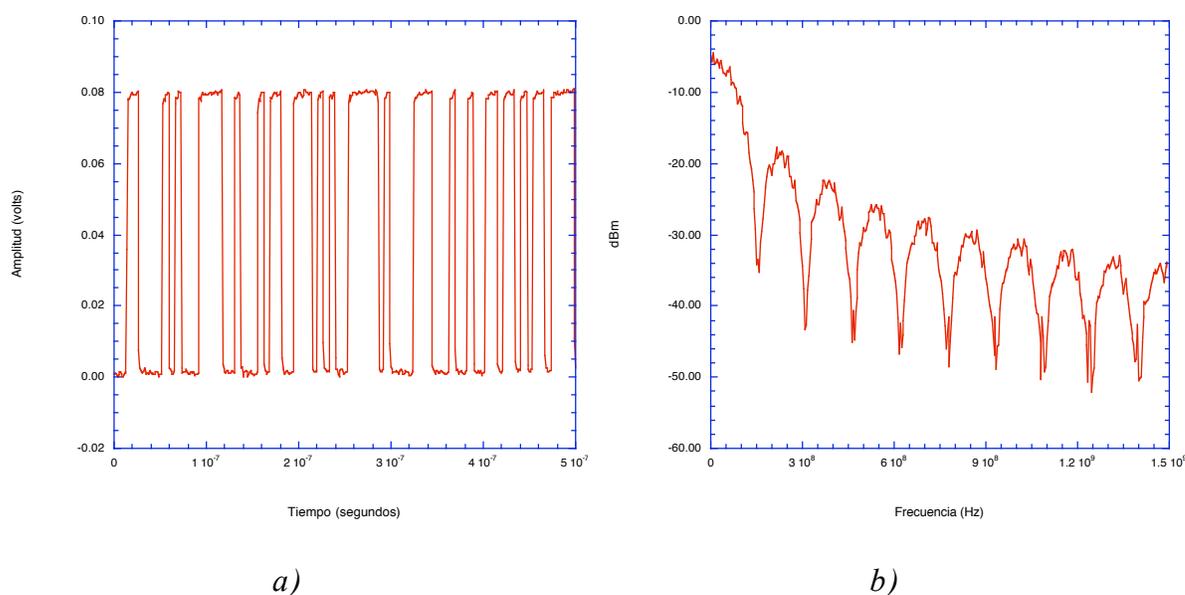


Figura 26. Señal de datos a transmitir a 155Mbps, a) en el dominio del tiempo b) en el dominio de la frecuencia.

Con el atenuador óptico, que se encuentra en el montaje se realizó una atenuación estática desde 0dB hasta 26dB, la cual representa desde una condición climatológica clara hasta una niebla abundante.

Cabe señalar que el amplificador del detector tiene un ancho de banda de 1GHz, por lo que se observa un corte de la señal a esta frecuencia.

En la Figura 27 se muestra el espectro en frecuencia de la señal de datos entregada por el receptor con atenuación en el canal de 0dB, 3dB, 6dB y 9dB.

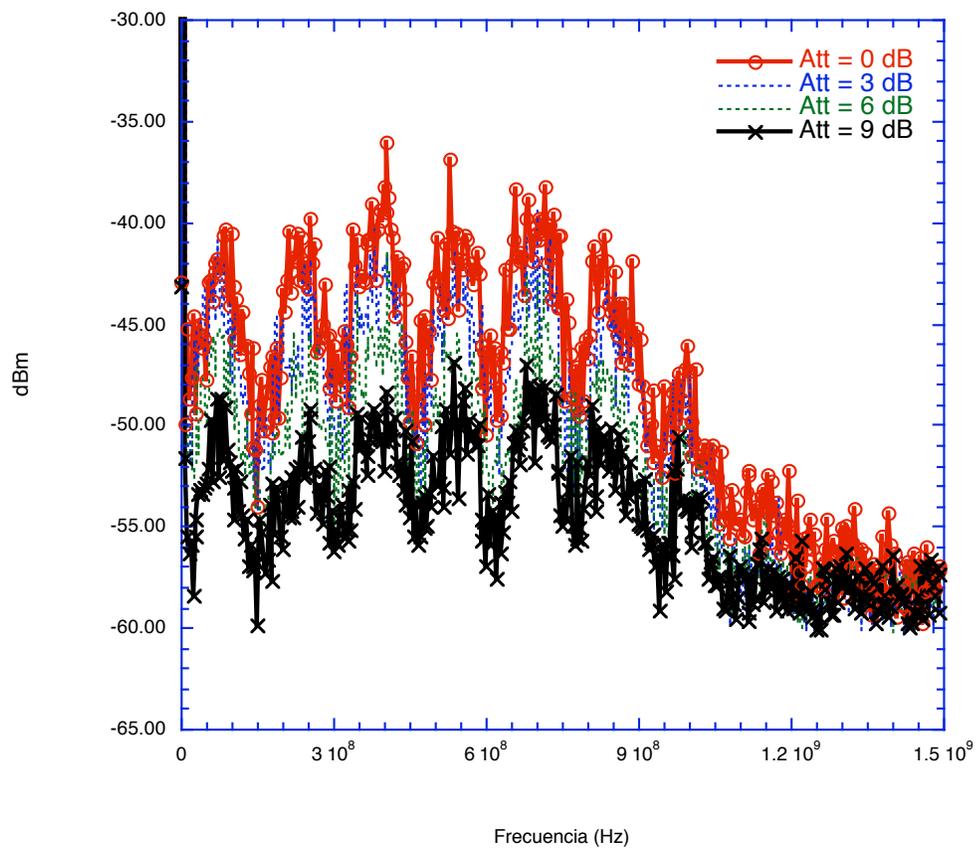


Figura 27. Espectro foto-recibido con atenuaciones en canal atmosférico de 0dB, 3, 6 y 9dB a velocidad de bit de 155Mbps.

Se observa que el deterioro del espectro recibido aumenta, a medida que se incrementa la atenuación sobre el canal atmosférico o atenuación de la portadora óptica.

En la Figura 28 se muestra el espectro en frecuencia de la señal de datos entregada por el receptor con atenuación en el canal de 0, 12, 15 y 18 dB.

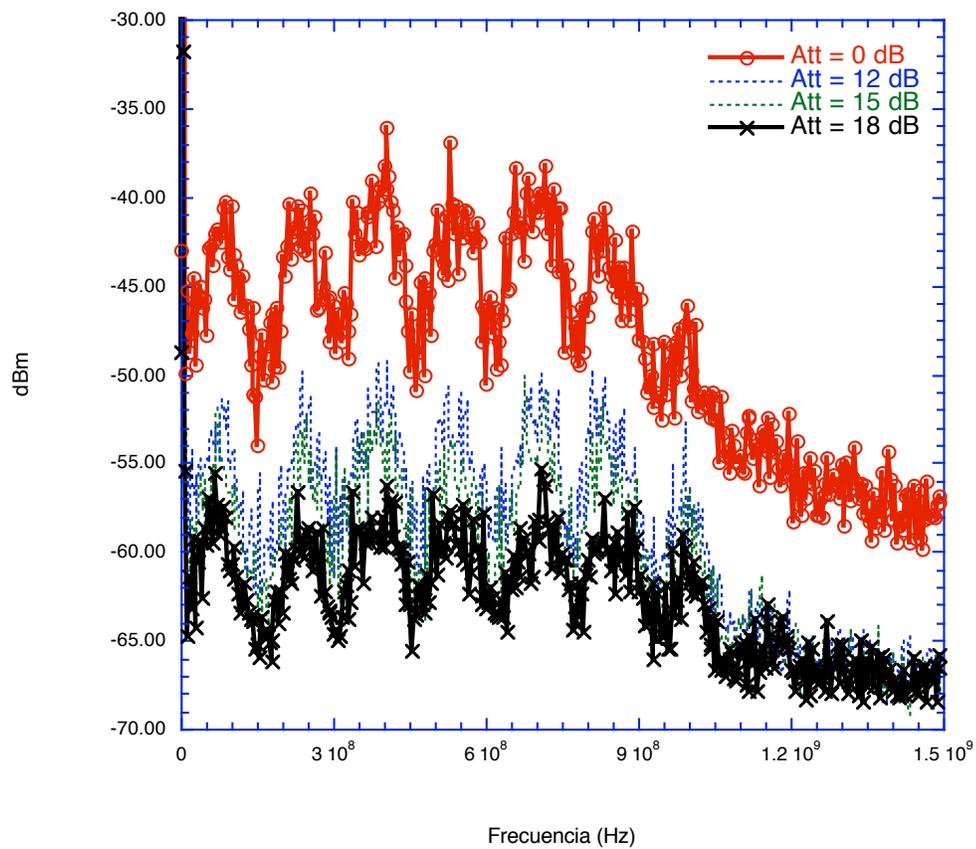


Figura 28. Espectro foto-recibido con atenuaciones en canal atmosférico de 0dB, 12dB, 15dB y 18dB a velocidad de bit de 155Mbps.

Ahora es más notable la degradación del espectro recibido ya que la atenuación en este caso es mayor.

En la Figura 29 se observa a manera de resumen las curvas de atenuación de 0dB, 10dB, 18dB y 25dB. La diferencia entre el valor máximo del primer lóbulo de las señales con 0dB y 25dB de atenuación es de 22dB.

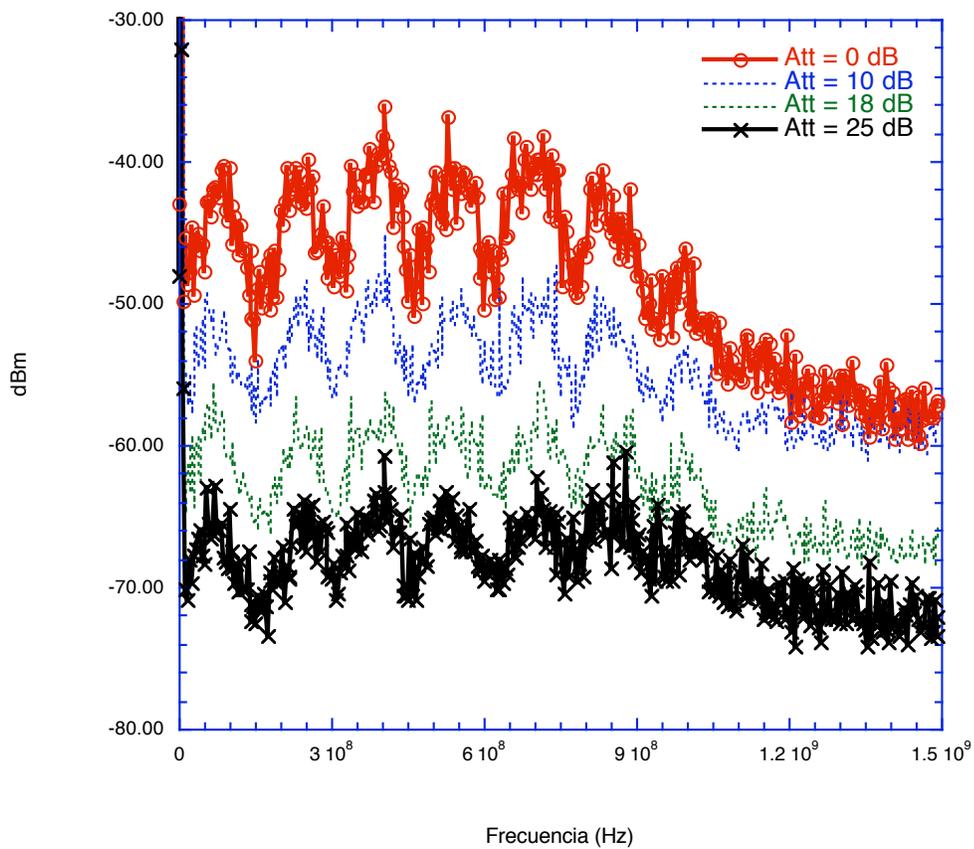


Figura 29. Espectro foto-recibido con atenuaciones en canal atmosférico de 0dB, 10dB, 18dB y 25dB a velocidad de bit de 155Mbps.

La Figura 30 describe la potencia promedio en señal eléctrica con respecto a la atenuación en el canal atmosférico, para este caso de velocidad de bit de 155 Mbps, el espectro eléctrico de la información era distinguible hasta una atenuación de 25 dB.

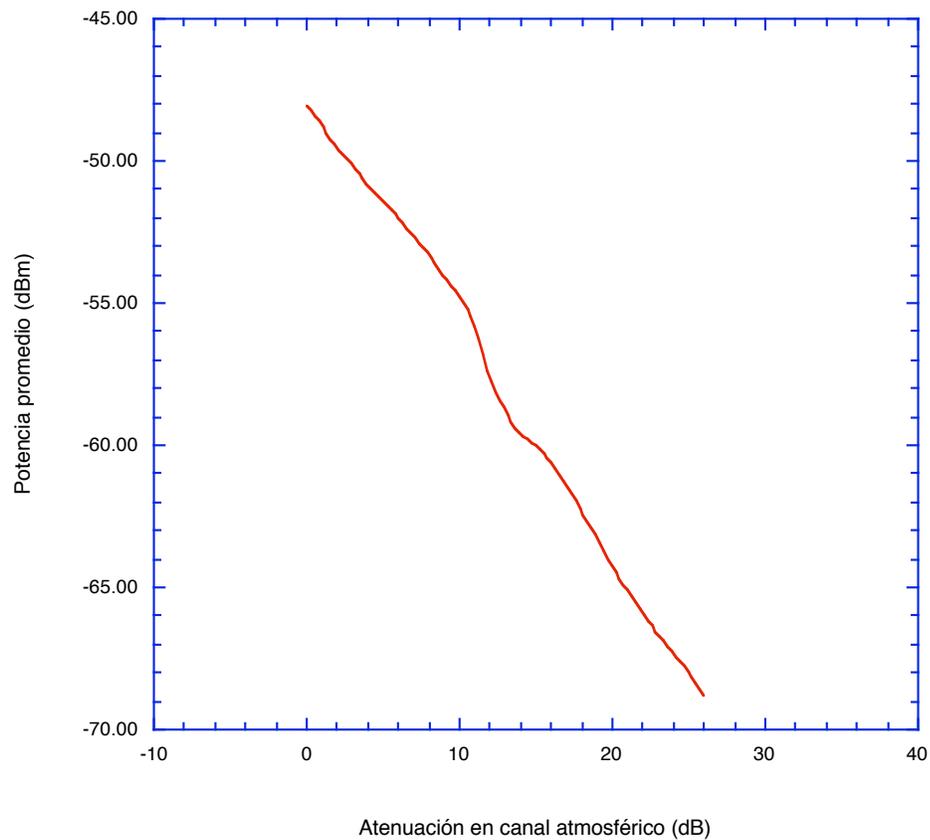


Figura 30. Potencia promedio en recepción contra atenuación del canal atmosférico con 155 Mbps.

V.5.2 Diagrama de ojo para la prueba de 155 Mbps

El diagrama de ojo sirve para el análisis del comportamiento de los enlaces de transmisión, frecuentemente se utilizan diversas técnicas y mediciones de desempeño, como por ejemplo la medición de la tasa de error de bit (BER).

La utilización del diagrama de ojo nos da una medida rápida y cualitativa de la calidad e integridad de la señal recibida, que es la superposición de periodos de bit mostrados en un osciloscopio. El diagrama de ojo revela características de la señal, tales como el jitter, tiempos de subida y bajada, asimetría, etc. [Kartalopoulos, 2004].

En otras palabras el diagrama de ojo es una herramienta de análisis de sincronización, que en una gráfica fácil de inspeccionar, muestra el nivel de errores en sistemas digitales.

La tasa de error de bit (BER) es el número de bits recibidos incorrectamente durante un intervalo de tiempo dado, en una transmisión digital.

El BER y la apertura del ojo están muy relacionados. Sin embargo la apertura del ojo es lo que se observa de la señal eléctrica recibida, como se conoce el muestreo digital, entonces hay dos umbrales, uno determina el nivel lógico uno y el otro el nivel lógico cero. Se asume que no existe jitter, entonces a la mitad del periodo de la tasa de bit, hay un mínimo de la corriente de umbral para un 1 lógico, $I_{1,\min}$, y el umbral de corriente máxima para un 0 lógico, $I_{0,\max}$. Entonces la apertura del ojo se define como:

$$E_{ojo} = I_{1,\min} - I_{0,\max} \quad (63)$$

Ahora, el ruido y el jitter son efectos aleatorios, muy parecidos a una distribución Gaussiana. Si la desviación estándar para un 1 lógico es σ_1 y para un 0 lógico es σ_0 , sus correspondientes valores promedio son μ_1 y μ_0 , el factor de calidad Q (que es la relación señal a ruido), se define como:

$$Q = \frac{E_{\max}}{\sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_0^2}} \quad (64)$$

Y el BER se define como:

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{Q}{\sqrt{2}} \right) \quad (65)$$

En la Figura 31 se muestran los parámetros del diagrama de ojo.

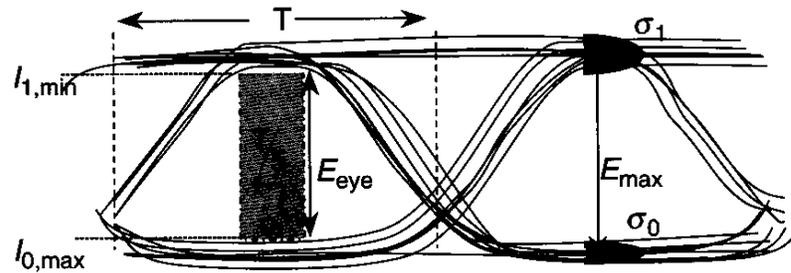
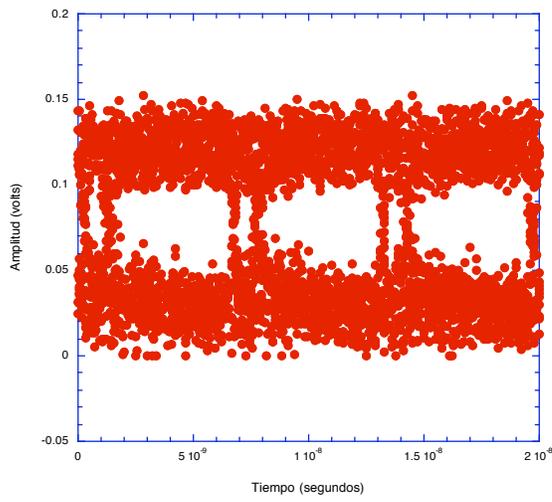
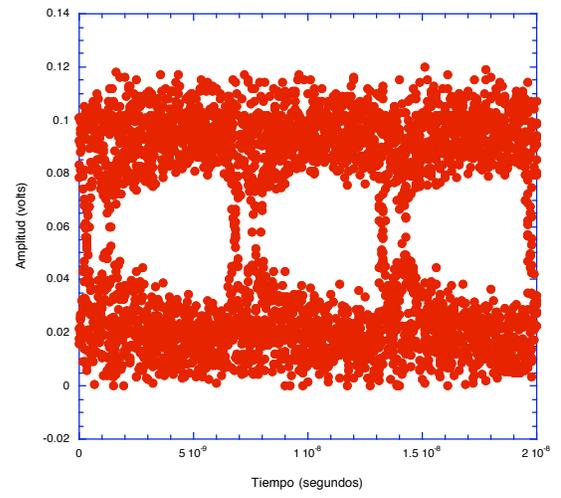


Figura 31. Esquema del diagrama de ojo.

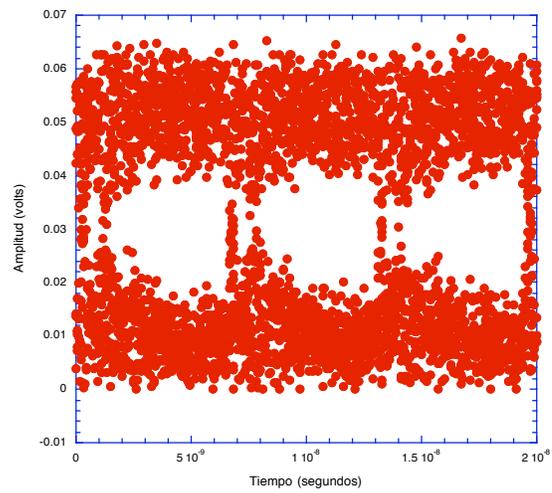
En la Figura 32 se observan los diagramas de ojo generados por el receptor con atenuación de 0 dB, 3 dB, 6 dB y 9 dB. A partir de estos diagramas de ojo se realizó el cálculo del BER.



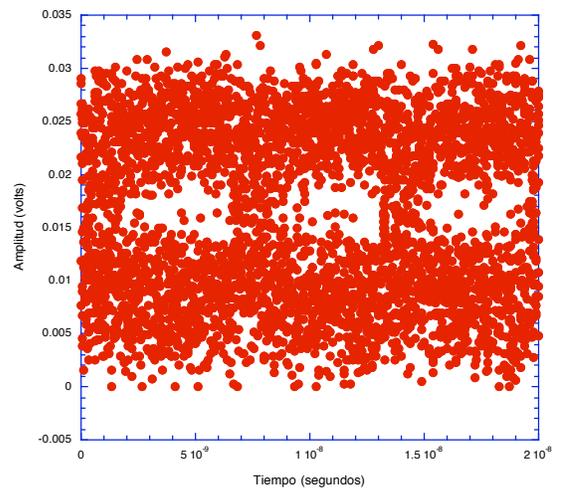
a)



b)



c)



d)

Figura 32. Diagramas de ojo recibidos a 155 Mbps con atenuaciones en el canal de a) 0 dB, b) 3 dB, c) 6 dB, d) 9 dB.

En la Tabla XII se observa el BER para la prueba con la tasa de bit de 155 Mbps.

Tabla XII. BER para 155 Mbps.

Atenuación (dB)	BER
0.00	2.010e-06
3.00	2.300e-05
6.00	2.950e-05
9.00	2.945e-04
12.0	5.913e-03
15.0	6.511e-02

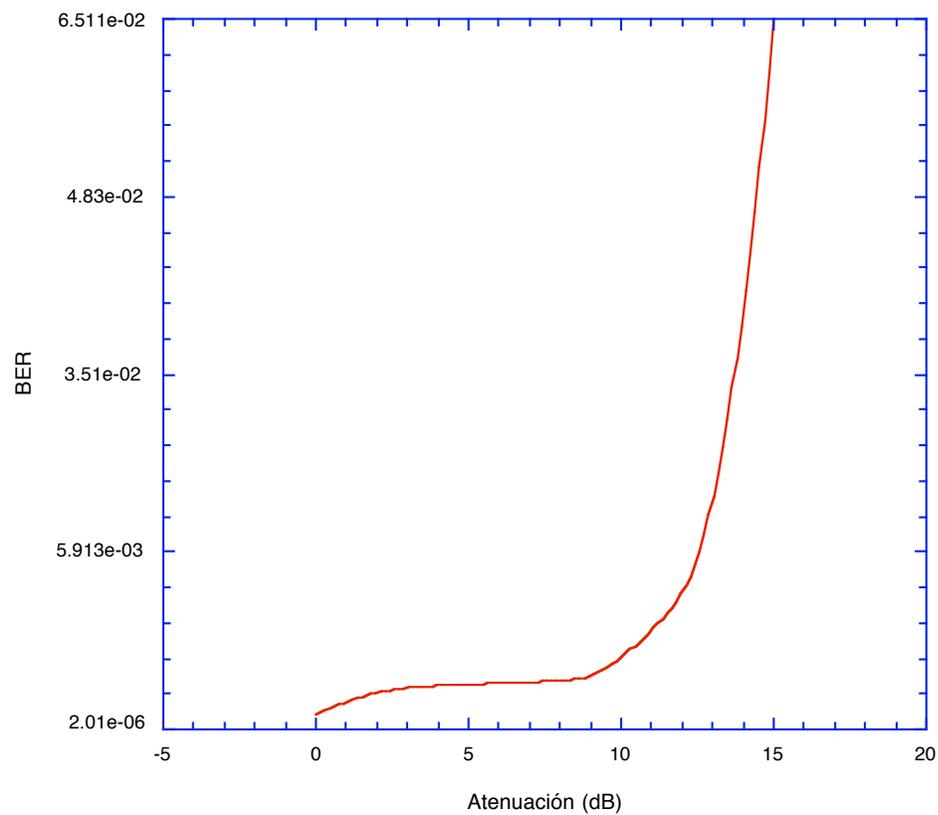


Figura 33. El BER calculado para 155Mbps.

V.5.3 Prueba con velocidad de datos a 622Mbps

Ahora los parámetros que involucran a la prueba con 622 Mbps de tasa de bit se muestran en la Tabla XIII.

Tabla XIII. Parámetros de la segunda prueba.

Velocidad de bit	: 622 Mbps
Longitud	: 10^{N-1} , N=7
Atenuación	: 0 dB a 35 dB
Longitud de onda	: 1550 nm

Es similar al apartado anterior solo se cambia la velocidad de bit y el intervalo de atenuación.

La Figura 34 a) muestra los datos en el dominio del tiempo de una señal PRSB-7 a velocidad de bit de 622Mbps. Entregado por el generador de secuencias pseudo-aleatorias para modular la portadora óptica, b) muestra el espectro en frecuencia. Igual que en la prueba anterior se compara este espectro con el recuperado en el receptor.

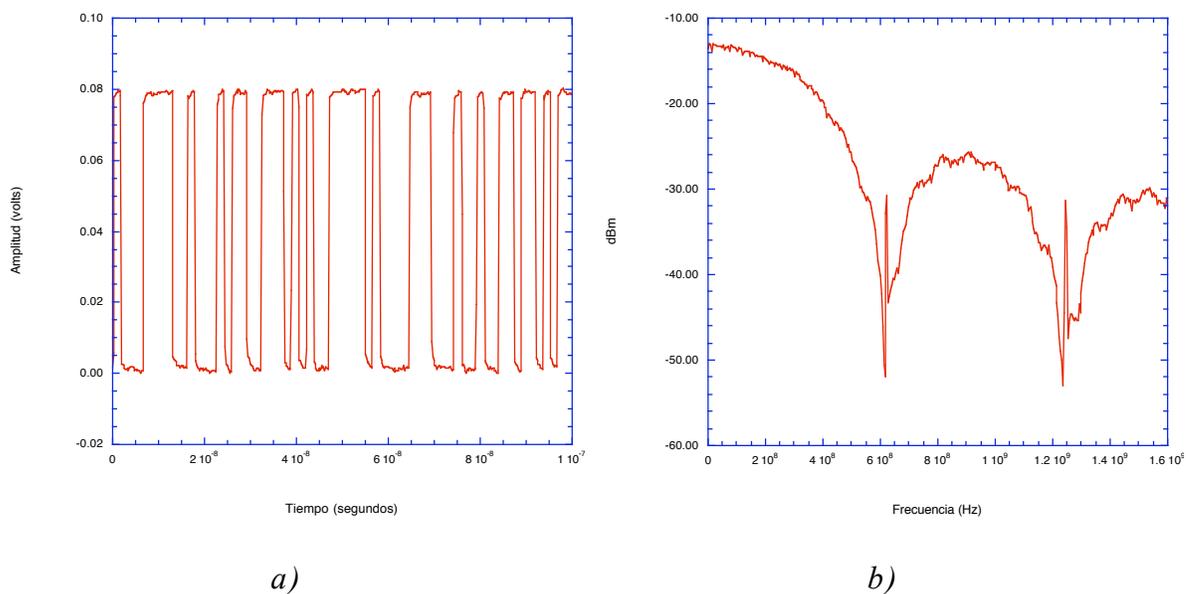


Figura 34. Señal de datos a transmitir a 622 Mbps, a) en el dominio del tiempo b) en el dominio de la frecuencia.

Los espectros en frecuencia recuperados en receptor con la atenuación simulada sobre el canal de 0 dB, 3 dB, 6 dB, 9 dB y 12 dB se muestran en la Figura 35. La curva con círculos representa a cero atenuación en el canal y la de cruces tiene 12 dB de atenuación sobre el canal.

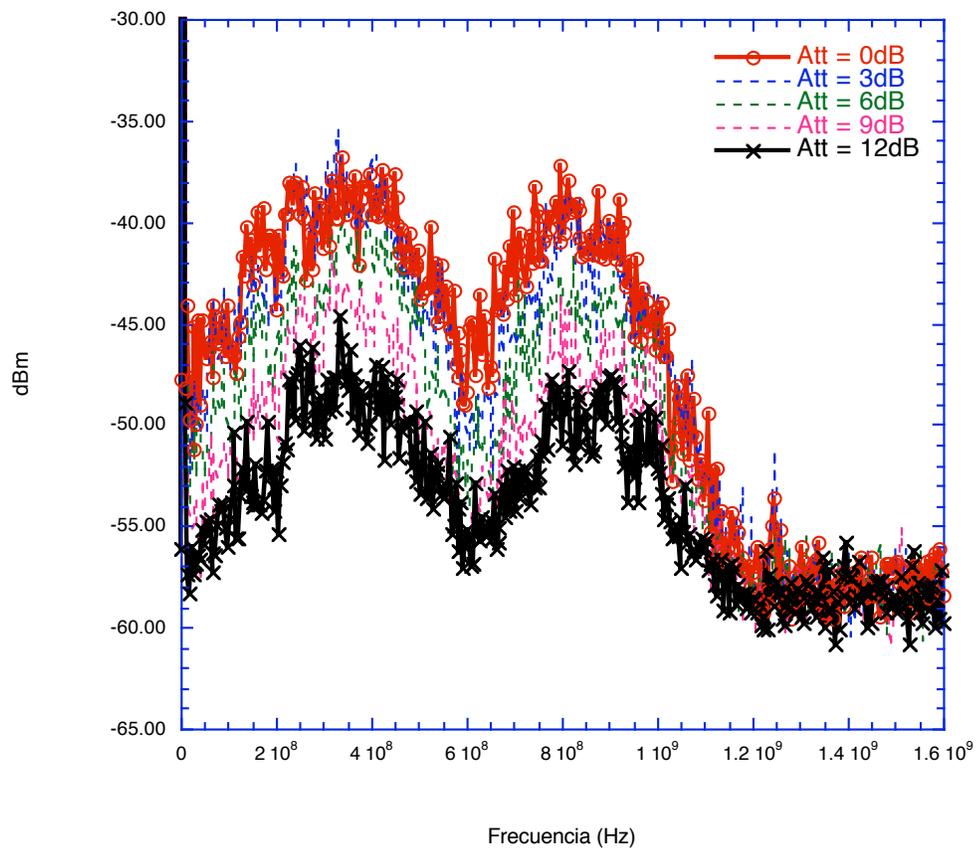


Figura 35. Espectro foto-recibido con atenuaciones en canal atmosférico de 0 dB, 3 dB, 6 dB, 9 dB y 12 dB a velocidad de bit de 622 Mbps.

En la Figura 36 se muestra los espectros en frecuencia de los datos entregados por el receptor con atenuación en el canal de 0 dB, 15dB, 18 dB, 21 dB y 24 dB. El comportamiento del espectro recuperado es deterioro con mayor atenuación en el canal.

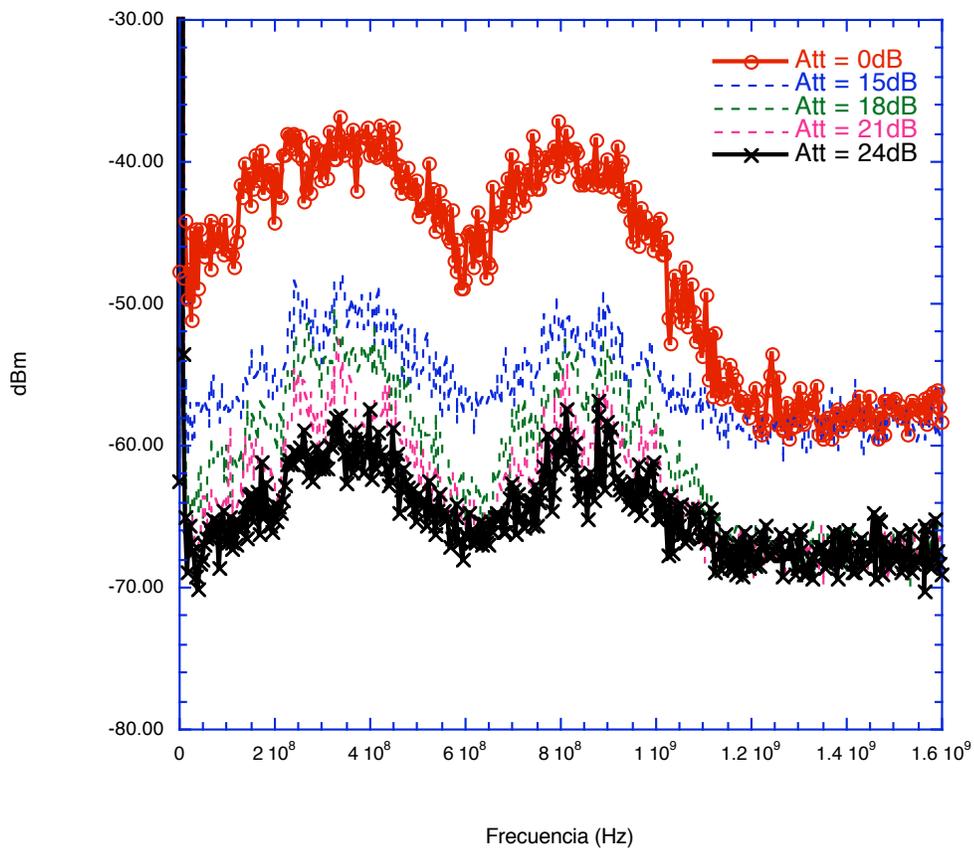


Figura 36. Espectro foto-recibido con atenuaciones en canal atmosférico de 0 dB, 15 dB, 18 dB, 21 dB y 24 dB a velocidad de bit de 622 Mbps.

En la Figura 37 se muestra el espectro en frecuencia del receptor con atenuación en el canal de 0 dB, 27 dB, 30 dB, 33 dB, y 35 dB. Se observa que la diferencia en potencia del espectro recuperado en el receptor con 0dB y 35 dB de atenuación es considerablemente grande, y aún se puede distinguir el espectro de información.

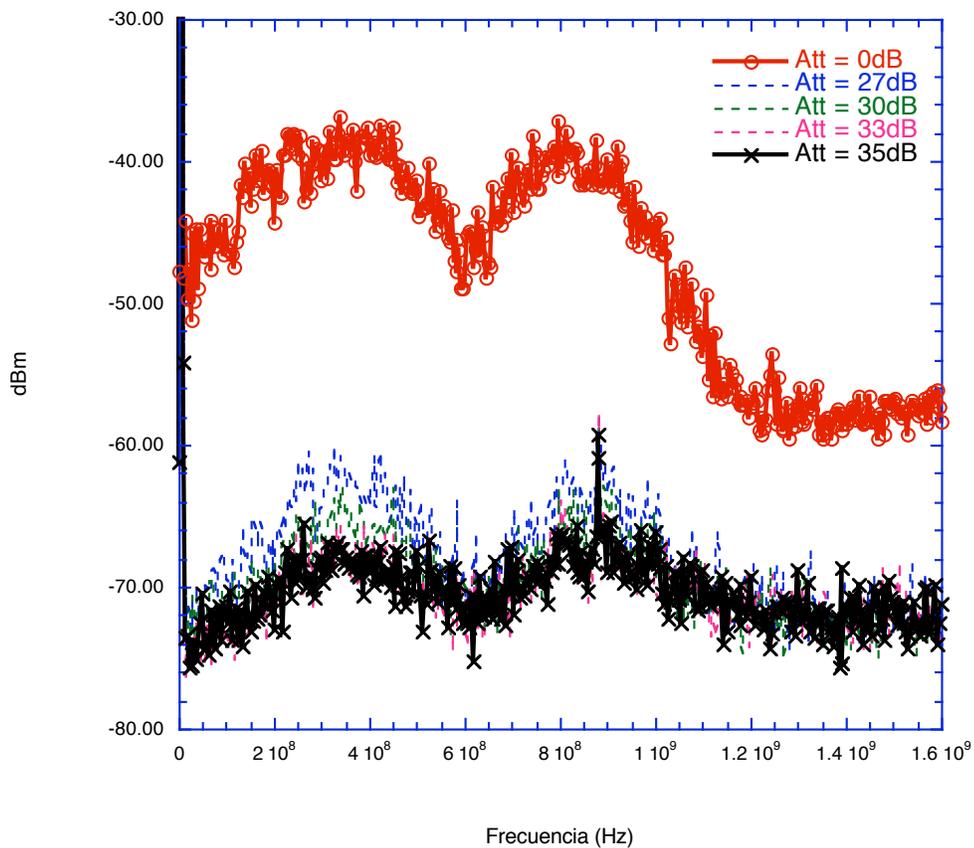


Figura 37. Espectro foto-recibido con atenuaciones en canal atmosférico de 0 dB, 27 dB, 30 dB, 33 dB, y 35 dB a velocidad de bit de 622 Mbps.

En la Figura 38 se muestran solo las curvas de atenuación de 0 dB, 10dB, 18 dB, 27 dB y 35 dB, se ve claramente el deterioro del espectro de la señal entregada por el receptor a medida que la atenuación atmosférica va aumentando.

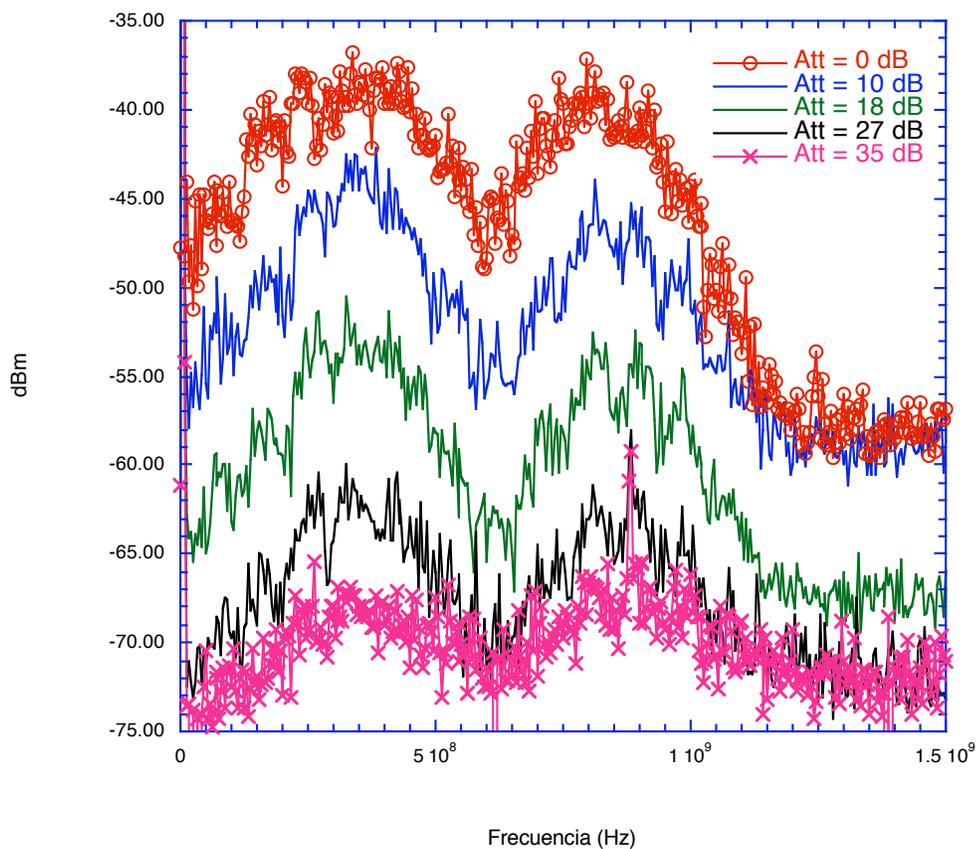


Figura 38. Espectro foto-recibido con atenuaciones en canal atmosférico de 0 dB, 10 dB, 18 dB, 27 dB y 35 dB a velocidad de bit de 622 Mbps.

La Figura 39 describe la potencia promedio en señal eléctrica con respecto a la atenuación en el canal atmosférico, para este caso de velocidad de bit de 622 Mbps, el espectro eléctrico de la información era distinguible hasta una atenuación de 35 dB.

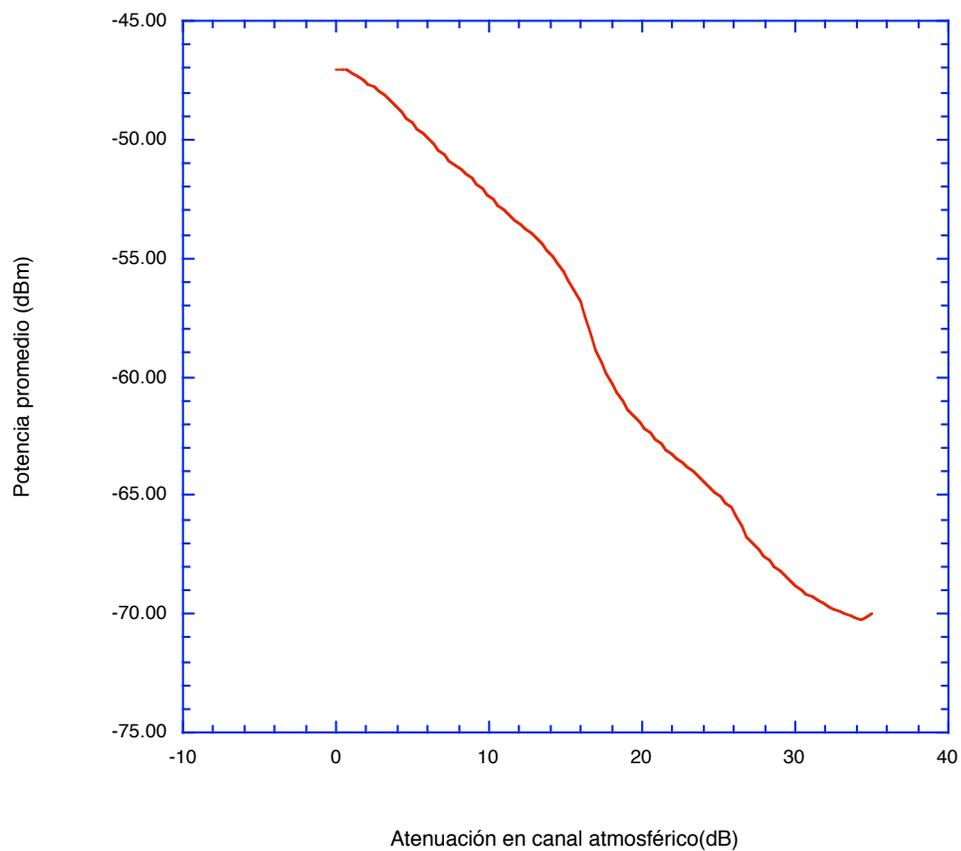


Figura 39. Potencia promedio en recepción contra atenuación del canal atmosférico con 622 Mbps.

Los diagramas de ojo recuperados en el receptor para la tasa de bit de 622 Mbps, se muestran en la Figura 40, corresponden a una atenuación en el canal de 0 dB, 3 dB, 6 dB y 9 dB.

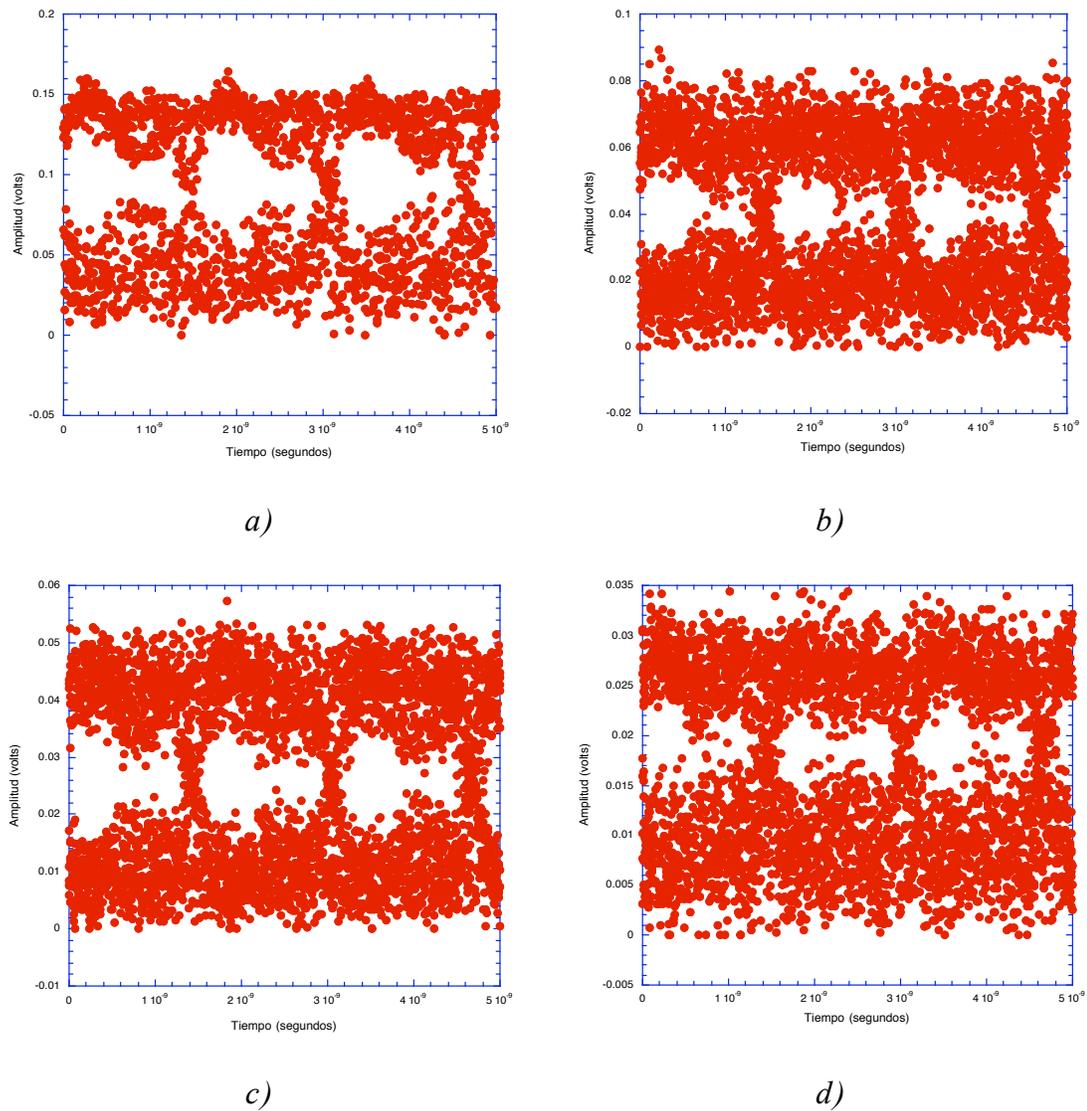


Figura 40. Diagramas de ojo recibidos por una atenuación atmosférica de a) 0 dB, b) 3 dB, c) 6 dB y d) 9 dB.

La Tabla XIV muestra el BER calculado para 622 Mbps y en la Figura 41 se observa la curva correspondiente.

Tabla XIV. El BER para 622 Mbps.

Atenuación (dB)	BER
0.00	2.010e-06
3.00	4.200e-05
6.00	5.115e-06
9.00	9.135e-06
12.0	2.385e-04
15.0	3.815e-04

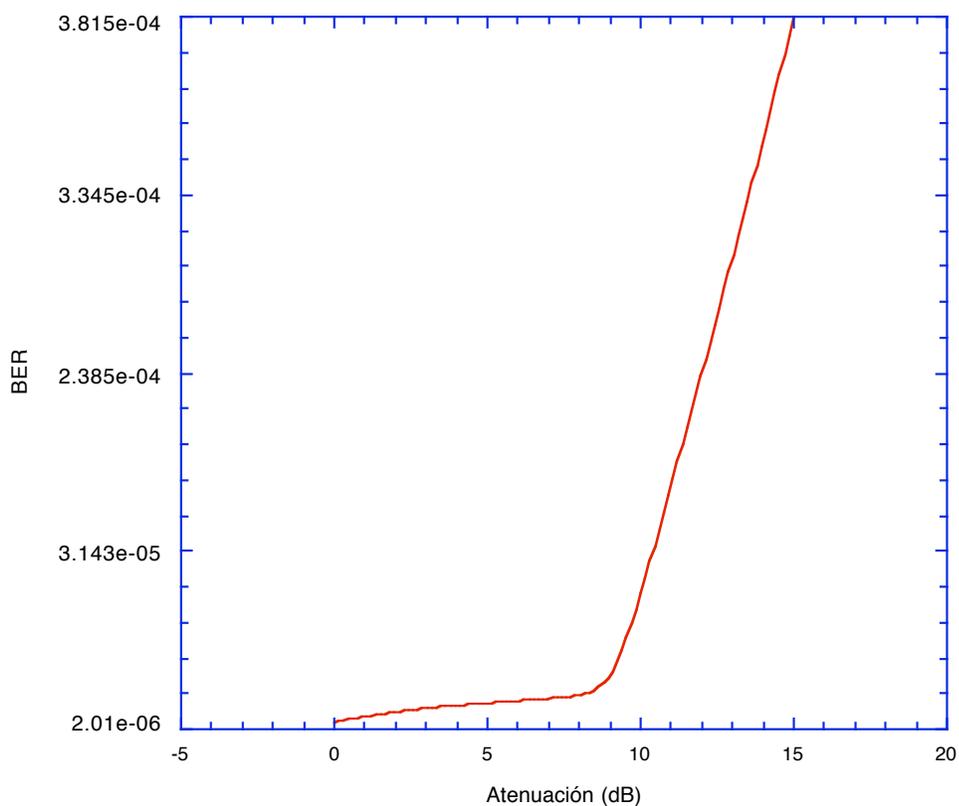


Figura 41. Tasa de error de bit para 622 Mbps.

V.6 Comentarios

En los casos evaluados anteriormente a velocidades de bit de 155 Mbps y 622 Mbps de señal de información, se puede apreciar que la señal recuperada es aún distinguible hasta con una atenuación en el canal de 25dB y 35 dB respectivamente.

Éstas atenuaciones corresponden a condiciones de visibilidad entre 200 m - 500 m o niebla abundante y niebla moderada respectivamente.

Tomando en cuenta el nivel de potencia óptica de la portadora (-2.5dBm), el sistema puede mejorar debido a que la clasificación de los láseres para FSO (clase 1M) pueden emitir de 10 mW a 500 mW (10dBm a 27 dBm), por esto se pudiera incrementar la potencia de portadora y lograr una mayor distancia del enlace.

Cabe mencionar que a la información recuperada no se le ha realizado un regeneración digital, donde se esperaría una mejora en los datos.

VI. CONCLUSIONES Y TRABAJO A FUTURO

Se establece una metodología de diseño para un sistema FSO con detección coherente.

De los experimentos realizados se concluye que si bien el sistema implementado no funciona adecuadamente bajo las condiciones atmosféricas de niebla de Ensenada B.C., esto puede deberse a las siguientes no idealidades: a) tanto la potencia óptica del oscilador local como del transmisor no fueron suficientes, b) el ancho de línea del láser utilizado no es el adecuado.

El diseño experimental no cumple el $BER = 10^{-6}$ como se observa en los diagrama de ojo, sin embargo el espectro en frecuencia muestra la señal de información recuperada hasta con atenuaciones de 25dB para 155 Mbps y 35dB para 622 Mbps.

La muestra de la relación de niebla en la ciudad de Ensenada, B.C. con la disponibilidad del diseño teórico realizado. Se observa que con visibilidades de 200 m a 500 m el enlace no podrá establecerse como se ve

en Tabla XV, pero es posible lograrlo incrementando la potencia óptica del láser transmisor.

Tabla XV. Disponibilidad del sistema FSO para el diseño teórico.

Mes	Días con niebla	Visibilidad	Atenuación (dB/Km)	Disponibilidad del diseño teórico
Enero	0.30	0m - 50m	271	0% (7.2 hr.)
Febrero	0.42	200m - 500m	59.57 - 20.99	0% (10.08 hr.)
Marzo	1.09	500m - 2Km	20.99 - 3.96	99.999%
Abril	0.14	500m - 2Km	20.99 - 3.96	99.999%
Mayo	1.94	500m - 2Km	20.99 - 3.96	99.999%
Junio	1.88	500m - 2Km	20.99 - 3.96	99.999%
Julio	1.84	500m - 2Km	20.99 - 3.96	99.999%
Agosto	2.52	500m - 2Km	20.99 - 3.96	99.999%
Septiembre	2.47	500m - 2Km	20.99 - 3.96	99.999%
Octubre	2.25	200m - 500m	59.57 - 20.99	0% (54 hr.)
Noviembre	1.70	200m - 500m	59.57 - 20.99	0% (40.8 hr.)
Diciembre	0.87	0m - 50m	271	0% (20.88 hr.)

Es importante mencionar que el sistema implementado simula solamente las condiciones de atenuación con un valor estable, para condiciones de operación más reales se requiere el uso de un atenuador variable que fluctúe su atenuación de manera aleatoria. con esta finalidad se diseño una

placa de “plexiglass”, la cual se montará sobre un motor de c.d. que hará girar la placa a una velocidad variable.

Sin embargo al momento de realizar las pruebas aquí descritas no se disponía aún de dicho sistema.

Se propone como trabajo a futuro las siguientes actividades:

1. caracterizar en el laboratorio el sistema implementado empleando el subsistema de atenuación variable pseudoaleatoria (placa de plexiglass + motor de c.d.).
2. Emplear dos láseres independientes en configuración de un PLL óptico balanceado (a nivel laboratorio).
3. Incluir un sistema de regeneración de los datos.
4. Realizar pruebas del sistema coherente en el espacio libre. De hecho como parte preliminar de esta actividad se diseñó, implementó y caracterizó un sistema con detección directa cuyos resultados se muestran en el Apéndice -B- Muestra de caracterización de canal atmosférico.
5. Finalmente se propone la utilización de un sistema WDM con detección coherente.

REFERENCIAS

Literatura citada

Agrawal, P, G. 2002. “Fiber-Optic Communication Systems” John Wiley and Sons, Inc., third Edition, New York. 546 pp.

Betti, S., De Marchis, G. y Iannone, E., 1995. “Coherent optical communications systems”, John Wiley and Sons, New York. 539 pp.

Bloom, S., Korevaar, E., Schuster J., y Willebrand H. 2003. “Understanding the performance of free-space optics [Invited]” Journal of Optical Networking, 2(6): 178-200 p.

Comisión Nacional del Agua. 2003. “Oficio No. BOO.00.R02.07.4.-03.124” Subgerencia Regional Técnica de la Península de Baja California, Jefatura de Proyecto de Meteorología. Mexicali, B.C. 1 p.

Cvijetic, M. 1996. “Coherent and Nonlinear Lightwave Communications” , Artech house, Norwood, MA. 304 pp.

De Alemany, J. C. 1986. "Diccionario de Meteorología" Editorial Alambra, S.A., primera edición, Madrid, 270 pp.

Desurvire, E. 2004. "Wiley Survival Guide in Global Telecommunications: signaling principles, network protocols and gíreles systems" John Wiley and Sons, Inc., Hoboken, New Jersey. 408 pp.

Desurvire, E. 2004. "Wiley Survivlal Guide in Global Telecommunications: broadband acces, optical components and networks, and cryptography." John Wiley and Sons, Inc., Hoboken, New Jersey. 528 pp.

Gagliardi, R. M. y Karp, S. 1995. "Optical Communications", by John Wiley and Sons, Inc, Second Edition, New York. 347 pp.

Hemmati, H. y Mecherle, S. 2004. "Free-Space Optical Communications" May 3-6 Short course Engineering 881.220 Q4795, University of California Los Angeles.

Kartalopoulos, V. S. 2004. "Optical Bit Error Rate, An Estimation metohodology", John Wiley and Sons, Inc, Hoboken, New Jersey, 291 pp.

Kazovsky, L., Benedetto, S., Willner, A. 1996. "Optical Fiber Communications Systems". Artech House, Inc. Norwood , 690 pp.

Kim, I. I., McArthur, B. y Korevaar, E. "Comparison of Láser Propagation at 785nm and 1550nm in Fog and Haze for Optical Wireless Communications", white paper, Optical Acces Incorporated, San Diego,CA.

Lambert, G. S. y Casey, L. W. 1995. "Laser Communication in Space". Artech House, inc., Norwood. 390 pp.

Lee, S., Ortiz G. G., Alexander J. W., Portillo A. y Jeppesen C., 2001. "Accelometer-assisted tracking and pointing for deep space optical communications: concept, analysis, and implementations", Proceedings of IEEE Aerospace Conference, Big Sky , Montana, USA. 1559-1564 p.

Lester, M. J. y Friedman, E. 2003. "Optical Communications, Rules of Thumb", McGraw-Hill Inc. New Cork, 428 .pp

Light Pointe. 2002. "White Paper: Free-Space Optics: A viable Last Mile Alternative", Light Pointe. San Diego, CA. 1-11 p.

Mendez, J. A. y Gagliardi. M. R. 2001. "Lasercomm crosslinking for satellite clusters", Proceedings of SPIE Free-space laser communication technologies XIII, San Jose, CA; USA. 50-59 p.

Meyr, H. y Ascheid G. 1990. "Synchronization in digital communications Vol.1", John Wiley and Sons, New York, 110 pp.

Muñoz Fernández, M. y Vilnrotter, A. V., 2004 "Coherent optical receiver for PPM signals received through atmospheric turbulence: Performance análisis and preliminary experimental results" Proceedings of SPIE, "Free-space laser communication Technologies XVI. SPIE Vol.5338., 151-162 p.

Santamaria A. y Lopez-Hernandez F.J., 1994. "Wireless LAN systems," Artech House, Boston, London, 252 pp.

Willebrand, Heinz and Ghuman, S. Baksheesh. 2002. "Free-Space Optics: Enabling Optical Conectivity in Today's Networks", by Sams Publishing, 259 pp.

Referencias en Internet

<http://www.lightpointe.com/home.cfm>

Julio de 2005

http://www.usa.canon.com/html/industrial_canobeam/canobeam/

Julio de 2005

<http://www.freespaceoptics.com/index.shtml>

Julio de 2005

http://www.terabeam.com/solutions/p-p/avara_fso.php

Julio de 2005

<http://www.systemsupportolutions.com/>

Julio de 2005

<http://www.iec.ch/index.html>

Julio de 2005

APÉNDICE -A- SEGURIDAD CON LÁSER

Descripción de las clases de láser

Los láseres no forman un grupo homogéneo de riesgo ya que, dependiendo de sus características técnicas (sistema de bombeo, medio activo y cavidad óptica) pueden emitir radiación en un amplio intervalo de longitudes de onda, con potencias o energías de salida muy variables y con una distribución temporal que puede ser continua o en impulsos. Además las distintas aplicaciones, condicionan el tiempo de exposición, que es un factor clave para determinar el riesgo.

La clasificación de un láser en categorías de riesgo, permite identificar la peligrosidad del mismo y está basada en el Límite de Emisión Accesible (LEA) para el usuario. Dependiendo del LEA el láser obtendrá una clasificación u otra.

El LEA es el nivel de radiación producido en las regiones que son accesibles al usuario.

El desarrollo de nuevos productos láser, de potencias intermedias, ha dejado obsoleta la antigua clasificación. Las antiguas Clases 1, 2, 3B y 4 permanecen sin cambios, y se añaden las Clases intermedias 1 M, 2M y 3R lo que hace que láseres que antes resultaban ser Clase 3B, ahora pertenezcan a alguna de estas nuevas categorías.

Regulación de los láser

Las recomendaciones de la Comisión Electrotécnica Internacional “International Electrotechnical commission (IEC)” de los estándares para los productos láser incluyen requerimientos para etiquetas de advertencia de clasificación y tipo de luz láser, así como la utilización segura de los láser [Willebrand y Ghuman, 2002].

La norma IEC-60825-1, se refiere a la seguridad de los productos láser. Parte 1: Clasificación del equipo, requisitos y guía del usuario.

La norma IEC 60825-1:1993/A2:2001, complementa y modifica entre otros aspectos la clasificación de los láseres en función de los riesgos que supone su utilización [Willebrand y Ghuman, 2002].

La clasificación de un láser en categorías de riesgo, permite identificar la peligrosidad del mismo y está basada en el Límite de Emisión Accesible (LEA) para el usuario. Dependiendo del LEA el láser obtendrá una clasificación u otra.

En la Tabla XVI se muestra la clasificación de los láser según la norma IEC-60825-1/A2.

Tabla XVI. Clasificación de láseres según la norma IEC-60825-1/A2.

Clase 1:	Productos láser que son seguros en todas las condiciones de utilización razonablemente previsibles, incluyendo el uso de instrumentos ópticos en visión directa (10mW).
Clase 1M:	Láseres que emitiendo en el intervalo de longitudes de onda entre 302,5 y 4000 nm son seguros en condiciones de utilización razonablemente previsibles, pero que pueden ser peligrosos si se emplean instrumentos ópticos para visión directa (10 a 500mW).
Clase 2:	Láseres que emiten radiación visible en el intervalo de longitudes de onda comprendido entre 400 y 700 nm. La protección ocular se consigue normalmente por las respuestas de aversión, incluido el reflejo. Esta reacción puede proporcionar la adecuada protección aunque se usen instrumentos ópticos.
Clase 2M:	Láseres que emiten radiación visible (400 y 700 nm). La protección ocular se consigue normalmente por las respuestas de aversión, incluido el reflejo, pero la visión del haz puede ser peligrosa si se usan instrumentos ópticos.
Clase 3R:	Láseres que emiten entre 302,5 y 106 nm, cuya visión directa del haz es potencialmente peligrosa pero su riesgo es menor que para los

	láseres de Clase 3B. Necesitan menos requisitos de fabricación y medidas de control del usuario que los aplicables a láseres de Clase 3B. El límite de emisión accesible es menor que 5 veces el LEA de la Clase 2 en el rango 400-700 nm, y menor de 5 veces el LEA de la Clase 1 para otras longitudes de onda.
Clase 3B:	Láseres cuya visión directa del haz es siempre peligrosa (por ej. dentro de la Distancia Nominal de Riesgo Ocular). La visión de reflexiones difusas es normalmente segura.
Clase 4:	Láseres que también pueden producir reflexiones difusas peligrosas. Pueden causar daños sobre la piel y pueden también constituir un peligro de incendio. Su utilización precisa extrema precaución.

Efectos que causa el láser en los ojos

Las longitudes de onda de la luz visible(400nm-780nm) y el infrarrojo cercano IR-A (780nm-1400nm) son penetrados directamente en la cornea y el lente del ojo y son absorbidos por la retina, esto quiere decir que estas longitudes de onda pueden dañar la retina.

La luz con longitudes de onda UV-A(315nm-400nm) son mayormente absorbidas en el lente del ojo y puede causar daño fotoquímico en el lente.

La luz con longitudes de onda UV-B y UV-C(200nm-315nm), IR-B(1400nm-1mm)son absorbidas por la cornea del ojo. Exponerse a esta luz puede producir conjuntivitis e inflamación.

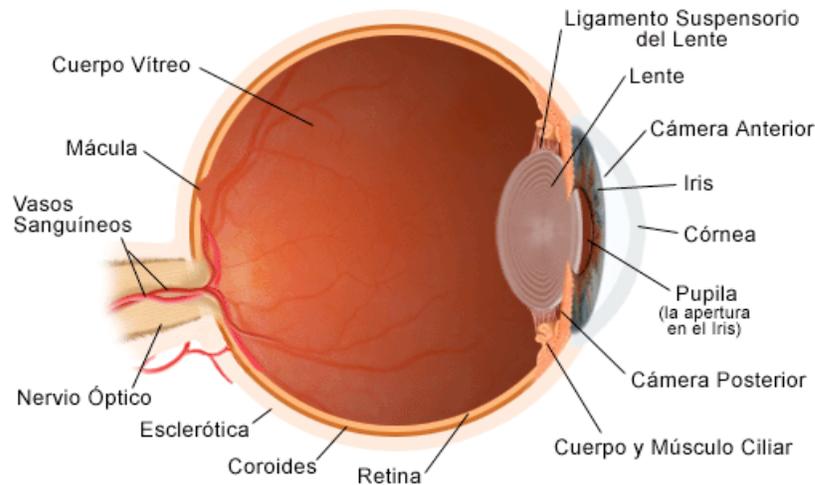


Figura 42. Anatomía del ojo humano.

Lente (también denominada cristalino): estructura transparente del interior del ojo que enfoca los rayos de luz en la retina.

Retina: la capa nerviosa sensible a la luz que recubre la parte posterior del ojo. La retina capta la luz y crea impulsos que son enviados a través del nervio óptico al cerebro.

Córnea: la superficie transparente, de forma convexa, que cubre la parte anterior del ojo.

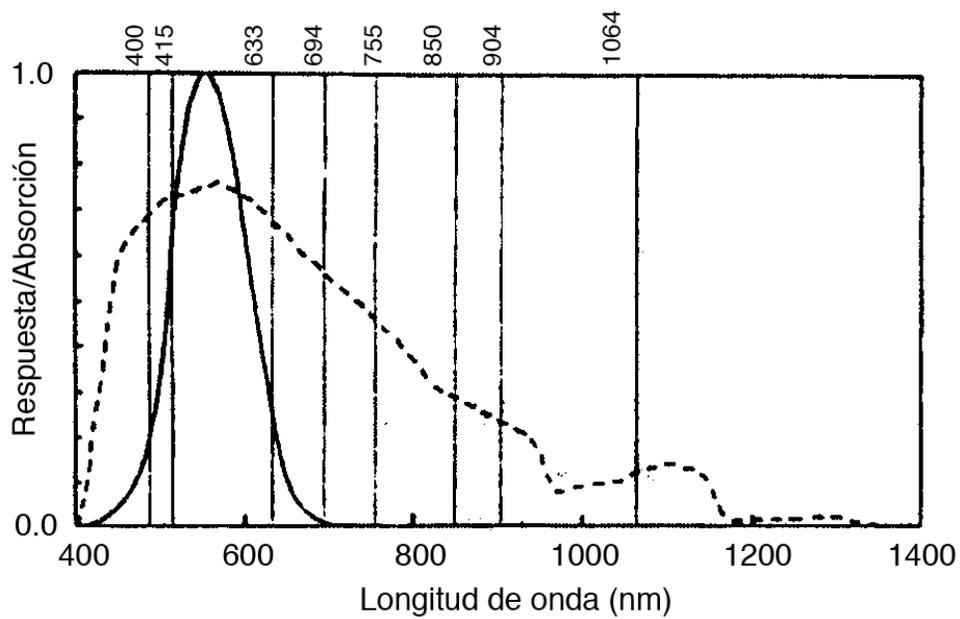


Figura 43. Espectro de absorción del ojo humano.

APÉNDICE -B- MUESTRA DE CARACTERIZACIÓN DE CANAL ATMOSFÉRICO

En este Apéndice se explican las pruebas de transmisión de potencia que se realizaron en laboratorio y campo, de una fuente láser con longitud de onda de 532nm en el canal atmosférico sobre una trayectoria de 353m.

Se construyeron montajes mecánicos (placas y torres) para la caracterización.

Se muestra un ejemplo de caracterización de canal atmosférico para esta aplicación.

Se logra validar las ecuaciones para pérdidas atmosféricas, ya que surgen de un método empírico.

Montaje experimental en laboratorio

Primero se caracteriza la potencia del láser, debido a que el fabricante no proporciona esta información.

Láser emitiendo en 532nm.

Temperatura en laboratorio de 19°C.

Medidor Newport 835.

Detector Newport 818-UV.

- Diámetro del haz = $1.0 \pm 0.2 \text{ mm}$
- Divergencia del haz = $1.0 \pm 0.2 \text{ mrad}$

En el experimento de laboratorio se hizo un barrido de corriente de inyección y se midió la potencia óptica del láser.

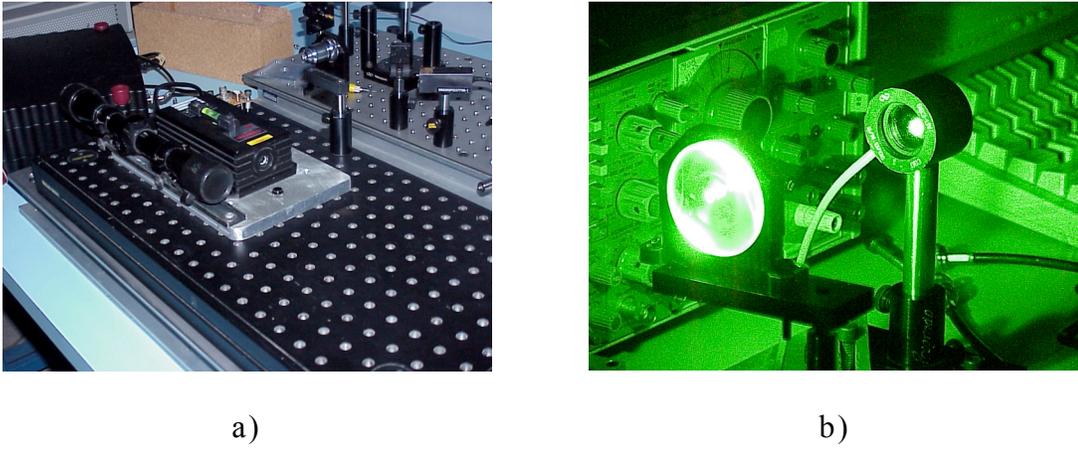


Figura 44. Fotografía del montaje en laboratorio a)laser @532nm
b)detector del medidor de potencia óptica.

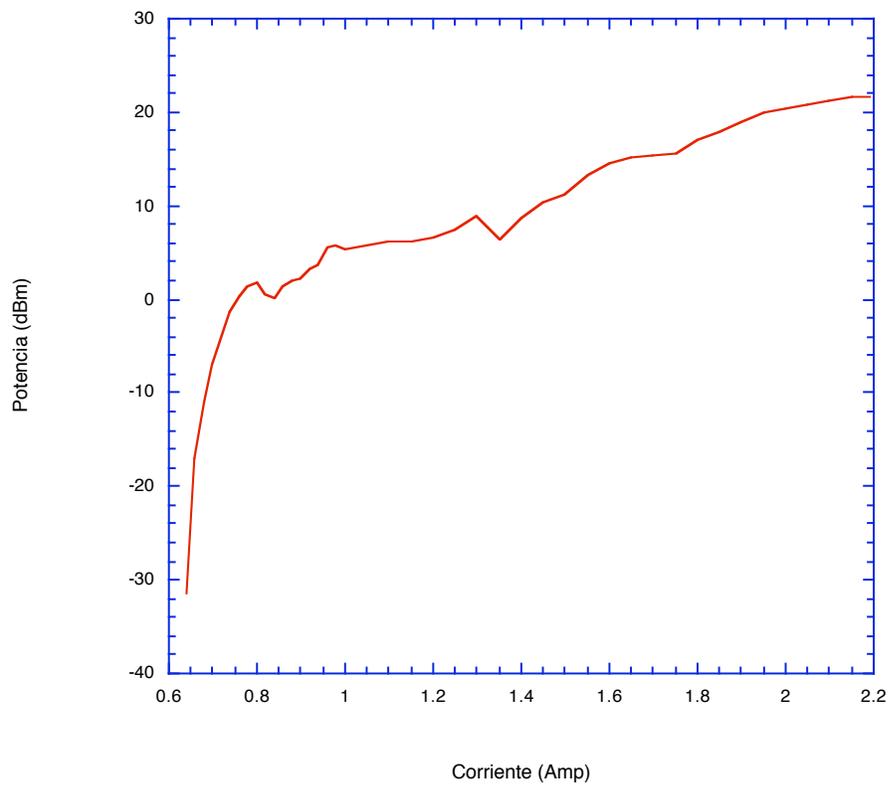


Figura 45. Curva de potencia medida del láser en el montaje de laboratorio.

Montaje experimental externo

Para la realización del montaje experimental se han maquinado 2 plataformas, una para el transmisor y otra para el receptor.

Se montaron 2 torres con movimientos en azimut y elevación, en el techo del edificio de Física Aplicada y la terraza del edificio de Telemática.

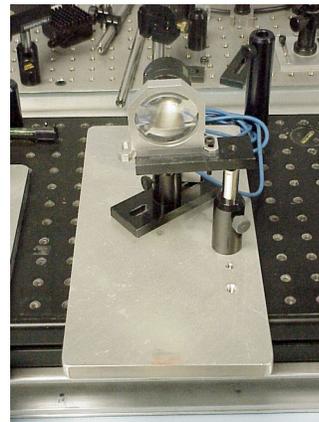
Las mediciones se realizaron de noche para evitar el ruido de fondo.

Temperatura ambiente de 17°C.

Visibilidad de 6km a 8km.



a)



b)



c)



d)

Figura 46. Componentes del montaje externo a) láser TX, b) Receptor, c) poste para el TX d) poste para el receptor.

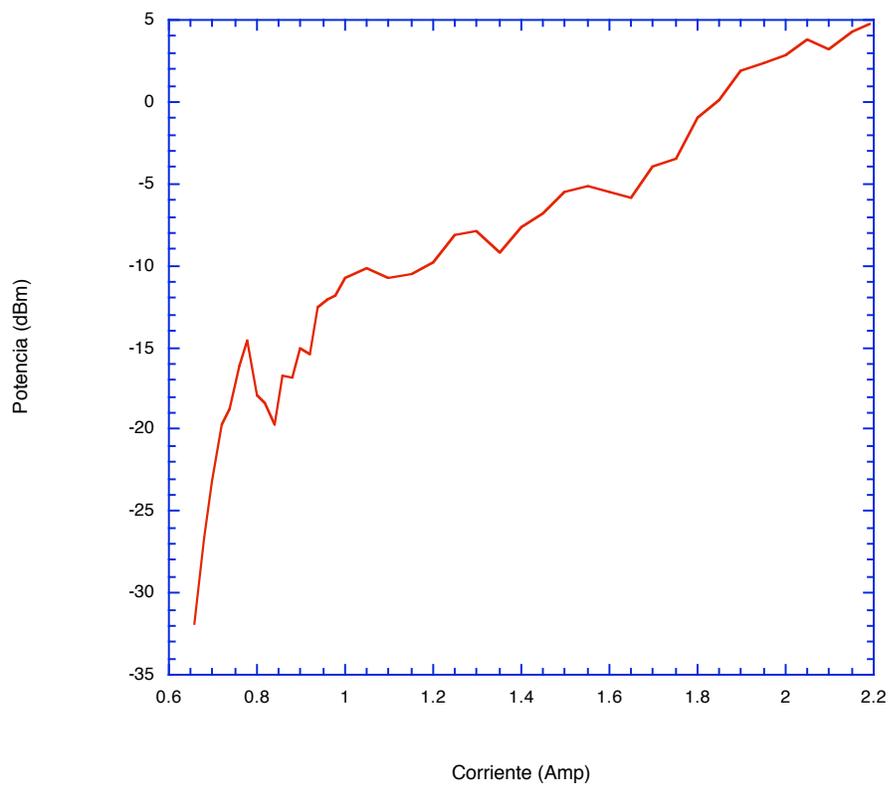


Figura 47. Medición de potencia en le montaje externo.

Medición de distancia entre transmisor y receptor

La medición de distancia entre transmisor y receptor resulto de 345 metros

Se realizaron mediciones con 2 equipos de GPS.

Tabla XVII. GPS utilizados para la medición de distancia

	Torre en Física Aplicada (FA)	Torre en Telemática (TM)
 GeoExplorer 3 (Trimble)	Satélites = 7 $31^{\circ}52'0.68''$ N $116^{\circ}39'53''$ O Altitud = 47 metros	Satélites = 7 $31^{\circ}52'16''$ N $116^{\circ}40'1''$ O Altitud = 123 metros
 iFINDER (Lowrance)	Satélites = 7 $31^{\circ}52.116'$ N $116^{\circ}39.891'$ O Altitud = 65 metros	Satélites = 7 $31^{\circ}52.265'$ N $116^{\circ}40.013'$ O Altitud = 134 metros



Figura 48. Distancia entre transmisor y receptor.

Pérdidas geométricas

Las pérdidas por trayectoria geométrica para un enlace FSO depende del ancho del haz del transmisor óptico (θ), la longitud de trayectoria (L) y el área de apertura del receptor (D_r).

$$L_{geo} = 20 \log \left(\frac{\theta L}{D_r} \right) \quad dB$$

L = distancia (metros)

θ = divergencia de haz (radianes)

D_r = diámetro del receptor (metros)

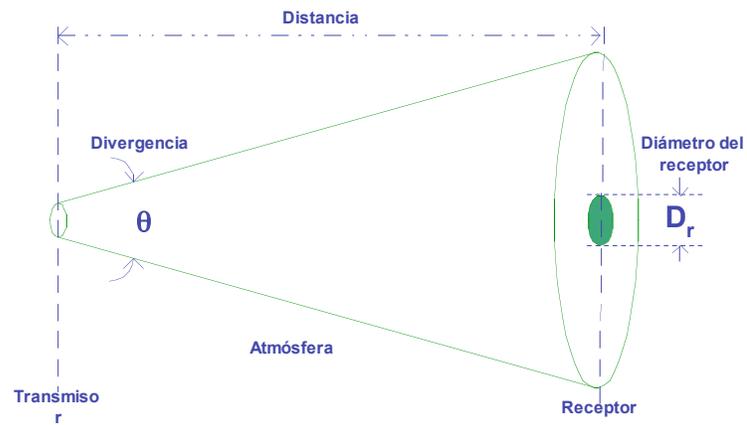


Figura 49. Esquema de pérdidas geométricas.

$$L_{geo} = 20 \log \left(\frac{\theta L}{D_r} \right) \quad dB$$

$$L = 353 \text{ metros}$$

$$\theta = 0.001 \text{ radianes}$$

$$D_r = 0.045 \text{ metros}$$

$$L_{geo} = 20 \log \left(\frac{(0.001)(353)}{0.045} \right) \quad dB$$

$$L_{geo} = 17.89 \quad dB$$

Pérdidas atmosféricas

Ocurre cuando la partícula que provoca la dispersión tiene el diámetro igual o mayor que la longitud de onda de la radiación. (aerosol y niebla)

Una fórmula comúnmente empleada para calcular el coeficiente debido a la Dispersión Mie es:

$$\gamma = \frac{3.91}{v} \left(\frac{\lambda}{550} \right)^{-\delta}$$

$\delta = 0.585(v)^{1/3}$	<i>para</i>	$v < 6km$
$\delta = 1.6$	<i>para</i>	$v > 50km$
$\delta = 1.3$	<i>para</i>	$6km < v < 50km$

v = visibilidad

Datos

$$L = 353 \text{ m.}$$

$$\lambda = 532 \text{ nm.}$$

$$v = 8 \text{ Km.}$$

$$\gamma = \frac{3.91}{8} \left(\frac{532}{550} \right)^{-\delta} = 0.488(1.044) = 0.5103$$

$$\tau = e^{-\gamma L} = e^{-(0.5103)(0.353)} = 0.835$$

$$L_{atm} = 10 \log \tau \frac{dB}{Km} = 10 \log(0.835) = -0.783 \frac{dB}{Km}$$

Comparación de resultados en la atenuación del enlace

Las pérdidas totales en este caso sobre el canal es la suma de pérdidas Geométricas y atmosféricas.

$$L_{geo} = 17.89 \text{ dB}$$

$$L_{atm} = -0.783 \frac{\text{dB}}{\text{Km}} \Rightarrow (-0.783 \text{ dB / Km})(0.353 \text{ Km}) = -0.276 \text{ dB}$$

$$L_{geo} + L_{atm} = 18.166 \text{ dB}$$

El resultado promedio de las pérdidas en el canal se muestra en la siguiente figura, donde fue de 17.399 dB.

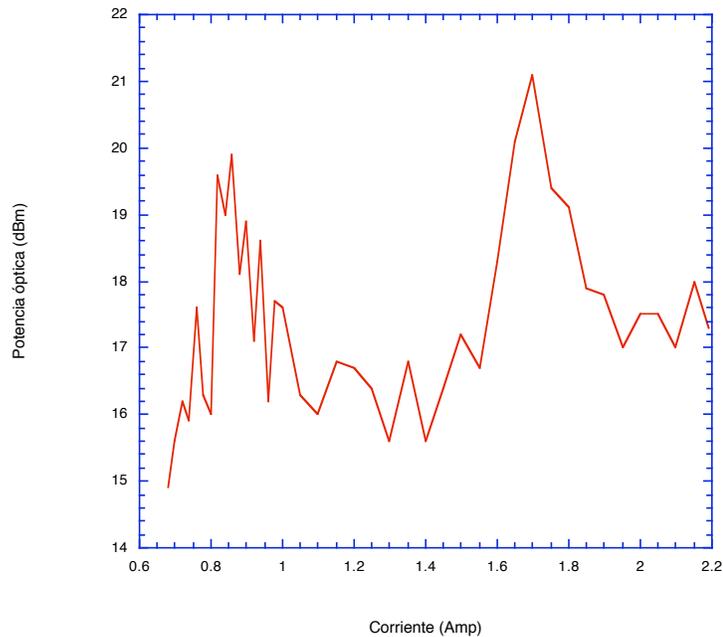


Figura 50. Pérdidas en el canal atmosférico.

APÉNDICE -C- FUENTES DE LUZ Y DETECTORES PARA COMUNICACIONES ÓPTICAS INALÁMBRICAS

Fuentes ópticas para transmisores

En los sistemas modernos de comunicaciones ópticas inalámbricas, hay una variedad de fuentes de luz para usarlos en el transmisor. Las más usadas son las fuentes de semiconductor debido a que el láser de semiconductor es la principal fuente para sistemas de comunicaciones por fibra óptica. La principal diferencia entre las fuentes de transmisión son la longitud de onda, potencia óptica y velocidad de modulación [Willebrand y Ghuman, 2002].

Diodos emisores de luz

Los diodos emisores de luz “*Light Emitting Diodes (LED)*” son estructuras de semiconductor que emiten luz. Debido a su relativa baja potencia de

emisión, los LED son típicamente usados en aplicaciones sobre distancias cortas, con moderados requerimientos de ancho de banda de hasta 155Mbps. Dependiendo del material con el que están contruidos, pueden funcionar en diferentes intervalos de longitud de onda. Cuando es comparado el ancho espectral angosto de una fuente láser, los LED tienen mucho más ancho espectral (FWHM) de operación. El típico FWHM de espectro de emisión varía entre 20nm y 100nm alrededor de la longitud de onda central de operación.

La Tabla XVIII muestra el material del semiconductor y su relación con la banda de energía gap y la longitud de onda de emisión. Para aplicaciones inalámbricas el material de Arseniuro de Galio (GaAs) y el Arseniuro de Galio Aluminio (AlGaAs) son de interés porque las longitudes de onda de emisión caen en una ventana atmosférica alrededor de 850nm [Willebrand y Ghuman, 2002].

Tabla XVIII. Relación de material, longitud de onda y banda de energía gap para LED típicos.

Material	Intervalo de Longitud de onda (nm)	Energía de banda Gap (eV)
GaInP	640 – 680	1.82 – 1.94
GaAs		0.9 – 1.4
AlGaAs	800 – 900	1.4 -1.55
InGaAs	1000 – 1300	0.95 – 1.24
InGaAsP	900 – 1700	0.73 – 1.35

Diodos láser

La industria de las comunicaciones ópticas inalámbricas se enfocan en los láser de semiconductor por su relativo tamaño pequeño, potencia alta y relación costo eficiencia. Muchos de estos láser son usados en sistemas de fibras ópticas, por lo tanto no hay problemas de disponibilidad.

Del punto de vista del diseño del semiconductor, hay dos tipos de estructuras del láser. Los láser de emisión por el borde o emisión de superficie. En la Figura 51 se ilustran estos dos diseños. Los dos tienen sus ventajas y desventajas en factores como potencia de salida, calidad del haz y producción en masa.

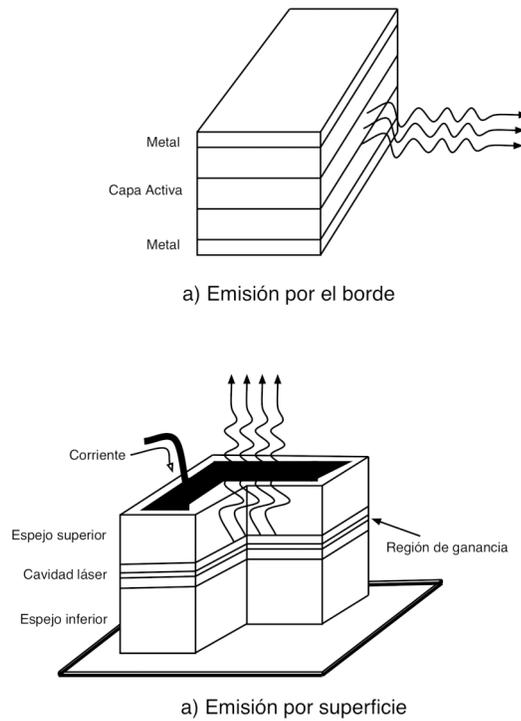


Figura 51. Estructuras de diodos láser a) emisión por el borde y b) emisión por superficie.

Muchos de los láser de semiconductor pueden ser personalizados al sistema. Debido a que la banda "Gap" del semiconductor depende de la estructura cristalina y la deposición química del material, de tal manera que los diodos láser pueden adaptarse a una longitud de onda específica cambiando la composición del material. Esto es una ventaja para aplicaciones de espaciamentos cortos de longitud de onda(λ) como en sistemas de WDM por fibra óptica.

Tabla XIX. Materiales semiconductores con sus longitudes de onda correspondientes que son relevantes en FSO.

Mezcla	Longitud de onda (nm)	Observaciones
GaAlAs	620 - 895	Tiempo de vida corto para $\lambda < 720\text{nm}$
GaAs	904	
InGaAsP	1100 – 1650 1550	Substrato de InP Mas usada en comunicaciones por fibra óptica

El nivel de potencia óptica de salida puede alcanzarse con varias capas de semiconductor que van desde pocos mW a cientos de mW

[Willebrand y Ghuman, 2002].

Los láser preferidos para FSO son los que emiten en 1550nm porque son más seguros para el ojo humano, tienen bajo ruido de fondo de la radiación solar, mejores características atmosféricas, hay mucho desarrollo e investigación para el sector de telecomunicaciones debido a que son los más utilizados en comunicaciones por Fibra óptica y son ideales para tasas de transmisión de Gbps.

Fotodetectores

Al final del canal de transmisión, los datos ópticos tienen que ser convertidos al dominio eléctrico, para reconstruir la señal original, esta operación incluye dos pasos básicos:

primero, la conversión de fotones en electrones, que es función de la fotodetección, y está asociado con el dispositivo fotodetector.

segundo, la integración de la potencia eléctrica recibida sobre el periodo de bit y la comparación del resultado con un nivel de decisión, que es la función de la interpretación del bit.

Hay dos principales tipos de fotodetectores, el diodo PIN “*Positive-Intrinsic-Negative (p.i.n.)*” y fotodiodo de avalancha “*avalanche photodiode (APD)*” [Desurvire, 2004].

Los parámetros principales que caracterizan a los fotodetectores en comunicaciones son: respuesta espectral, fotosensitividad, eficiencia cuántica, corriente de oscuridad, potencia equivalente de ruido, tiempo de respuesta, ancho de banda eléctrico [Kartalopoulos, 2004].

Fotodiodo pin

Este tipo de fotodiodos tienen una gran ventaja en el tiempo de respuesta cuando es usado con polarización inversa y por lo tanto está diseñado con alta resistencia a caídas y baja pérdida para tales aplicaciones.

Fotodiodo de avalancha

Si se aplica una fuerte polarización inversa a una unión P-N, se forma un campo alto dentro de la capa, y los portadores de fotones son acelerados por este campo. Éstos colisionarán con átomos en el campo y se producirán portadores secundarios, este proceso ocurrirá repetidamente. Éste se conoce como el efecto de avalancha, provocando ésto la amplificación de la señal de entrada. Este tipo de dispositivos es ideal para detectar un nivel de luz extremadamente bajo.

Requerimientos de transmisores y receptores para comunicaciones ópticas inalámbricas

Requerimientos del láser

Generalmente es considerado que la potencia de la fuente láser es lo principal en cualquier diseño de un enlace de comunicaciones ópticas inalámbricas. Pero la potencia no es el único requerimiento para las fuentes láser para comunicaciones ópticas coherentes; una fuente láser debe tener un angosto, estable ancho de línea espectral, entre otras [Lambert y Casey, 1995].

Varios tipos de dispositivos láser pueden ser usados en comunicaciones ópticas, como los que se muestran en la Tabla XX [Lambert y Casey, 1995].

Tabla XX. Tipos de láser para comunicaciones inalámbricas.

Tipo de láser	Tipo de sistema	Material
Estado sólido	Q-switched	Nd:YAG, Nd:YLF, Nd: YAP
	Cavity-dumped	Nd:YAG, Nd:YLF, Nd: YAP
	Mode-locked	Nd:YAG, Nd:YLF, Nd: YAP
	CW	Nd:YAG, Nd:YLF, Nd: YAP

Semiconductor	Pulsed	GaAlAs, InGaAs, InGaAsP
	Quasi-CW	GaAlAs, InGaAs, InGaAsP
	CW	GaAlAs, InGaAs, InGaAsP

En la Tabla XXI se muestran algunas limitaciones y atributos del láser, del cual se puede basar para el diseño de un sistema [Lambert y Casey, 1995].

Tabla XXI. Láser para comunicaciones ópticas inalámbricas.

Tipo	Material	Longitud de onda	Tasa de modulación	Sistema Coherente	Sistema MI/DD
Estado Sólido Pulsed	Nd:YAG,	1064	<10Mbps	No	Si
	Nd:YLF,	1047, 1053			
	Nd: YAP	1080			
Estado Sólido Model-locked	Nd:YAG,	1064	Hasta 1Gbps	No	Si
	Nd:YLF,	1047, 1053			
	Nd: YAP	1080			
Estado Sólido CW	Nd:YAG,	1064	>Gbps	Si	Si
	Nd:YLF,	1047, 1053			
	Nd: YAP	1080			
Semiconductor Pulsado	GaAlAs,	780-890	1-2Gbps	Si	Si
	InGaAs,	890-980			
Semiconductor CW	GaAlAs,	780-890	Multi-Gbps	Si	Si
	InGaAs,	890-980			
	InGaAsP	1300, 1500			

Requerimientos del receptor

Comparado con el transmisor, la elección del receptor es mucho más limitada. Los dos materiales más comunes usados en sistemas en intervalos de frecuencias en el infrarrojo cercano son: basado en silicio (Si) y Arseniuro de galio indio (InGaAs). El Germanio es otro material que funciona en las longitudes de onda mencionadas, sin embargo esta tecnología no es comúnmente usada porque el germanio tiene valores muy altos de corriente de oscuridad. Todos estos materiales tienen amplia respuesta espectral, a diferencia de los láser, no pueden ser sintonizados a una longitud de onda específica [Bloom *et al.*, 2003].

El silicio es el material mas común usado para detectores en el intervalo del visible e infrarrojo cercano, pueden detectar niveles extremadamente bajos de luz. Su respuesta espectral depende de la longitud de onda, que puede ser acoplada con la longitud de onda del transmisor. Los detectores basados en silicio tienen su máxima sensibilidad alrededor de 850nm.

Las prestaciones de los detectores InGaAs con mejoras en la sensibilidad, capacidad de ancho de banda y desarrollo para la tecnología de fibra óptica de 1550nm ha ido mejorando continuamente. Comercialmente los detectores de InGaAs son optimizados para 1310nm y 1550nm. El principal

beneficio de estos detectores es su extremadamente alta capacidad de ancho de banda, combinado con alta respuesta espectral a 1550nm.

En la Tabla XXII se muestran algunos de los materiales y sus propiedades físicas, que son usados en sistemas de FSO.

Tabla XXII. Detectores y sus propiedad físicas

Material y estructura	Longitud de onda (nm)	Responsividad (A/W)	Ganancia
p.i.n. silicio	300 – 1100	0.5	1
p.i.n. germanio	500 – 1800	0.7	1
p.i.n. InGaAs	1000 – 1700	0.9	1
APD silicio	400 – 1000	77	150
APD germanio	800 – 1300	7	10
APD InGaAs	1000 – 1700	9	10

APÉNDICE -D- EL CLIMA EN LA CIUDAD DE ENSENADA

Entre los objetivos del presente trabajo, se tiene el diseño de un sistema de comunicaciones ópticas coherente inalámbrico adecuado a las características de la ciudad de Ensenada.

Como se describió en capítulos anteriores, para este tipo de sistemas, las características climatológicas son determinantes para tener buenas prestaciones del mismo.

Por esta razón, deben analizarse las condiciones climatológicas de la ciudad de Ensenada, para lo cual se ha recabado información de la estadística de diferentes normales climatológicas para la ciudad de Ensenada. Solicitado a la Gerencia Regional de la Península de Baja California de la Comisión Nacional del Agua, la estadística de elementos climatológicos de la ciudad de Ensenada [Comisión Nacional del Agua, 2003].

Con los datos recabados, se puede estimar la disponibilidad del enlace, el cual es otro parámetro importante para los sistemas de comunicaciones.

También, nos da una referencia para elegir algunos de los componentes más importantes del sistema, como son la sensibilidad del fotodetector y/o potencia óptica del transmisor.

La ciudad de Ensenada se encuentra localizada en: $31^{\circ}52'$ latitud norte y $116^{\circ}34'$ longitud oeste.

Para el diseño de un sistema FSO es necesario conocer la geografía y condiciones climáticas del terreno.



Figura 52. Ciudad de Ensenada, B.C.

Estaciones meteorológicas en Ensenada

Existen cuatro estaciones meteorológicas en distintos puntos del municipio: Ensenada, Bahía de los Ángeles, El Arco y Las Escobas.

La estación meteorológica de la ciudad es: Estación No. 016 “Presa E.L.Z. Arroyo Ensenada” Inicia operaciones el 1 de enero de 1948.

Estadística de la lluvia en Ensenada

La lluvia es un fenómeno que perturba un enlace FSO en poca cantidad y en la Figura 53 podemos ver los años más lluviosos(1978 con 62 días) y en este periodo el promedio anual es de 37 días de lluvia. Y los meses más lluviosos son: diciembre, enero, febrero, marzo.

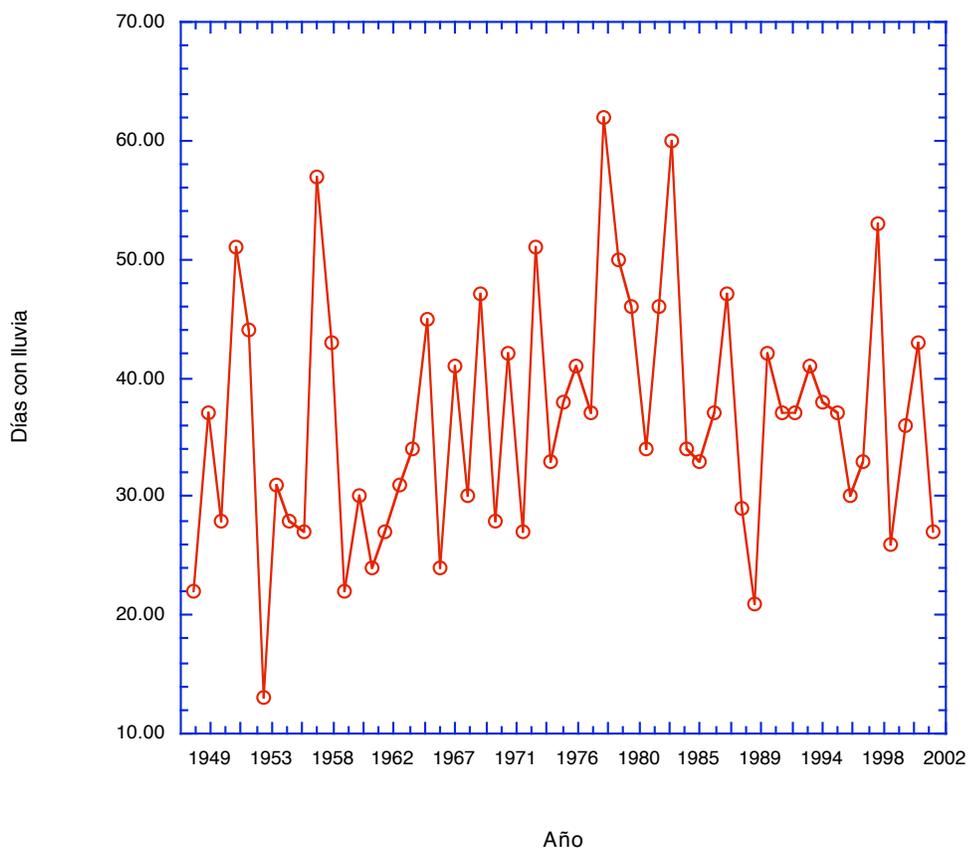


Figura 53. Días con lluvia en un periodo de 1948 a 2002.

Las altas temperaturas es otro parámetro importante el cual origina el fenómeno de centelleo que a su vez provoca cambios en el índice de refracción en el medio de propagación y cambios en la trayectoria de la luz, y con variaciones en los tiempos de llegada de los diversos componentes del frente de onda del haz láser.

En la Figura 54 se observan las curvas de temperatura máxima y mínima en el periodo de 1948 a 2002. Los meses más calurosos en promedio son: junio, julio, agosto, septiembre, octubre.

La temperatura más alta registrada fue el 26 de septiembre de 1963 con 43.5°C y la más baja fue el 31 de diciembre de 1992 con -3°C .

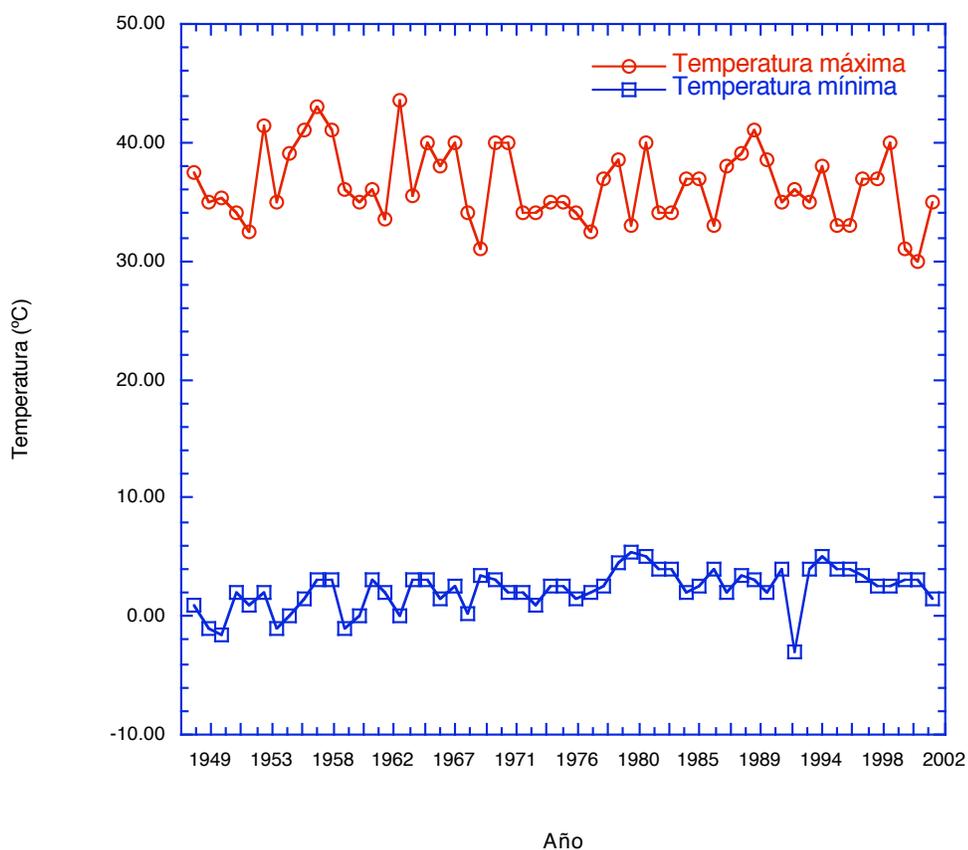


Figura 54. Temperatura máxima y mínima en el periodo de 1948 a 2002 para la ciudad de Ensenada.

Estadística de la niebla en Ensenada

También hemos obtenido las normales climatológicas para la ciudad de Ensenada, de la Secretaría de Agricultura y Ganadería en la Dirección General de Geografía y Meteorología, 19 años de muestra en el periodo de 1941 a 1970 del cual se obtiene la siguiente curva, del observatorio clave 02-0002 Latitud norte $31^{\circ}51'$ Longitud oeste $116^{\circ}38'$ altitud 13msnm. En la Figura 55 se muestra que los meses con niebla son de agosto a diciembre, dándonos datos importantes que en este período se pueden realizar pruebas y caracterización del canal para el diseño de un sistema FSO para Ensenada.

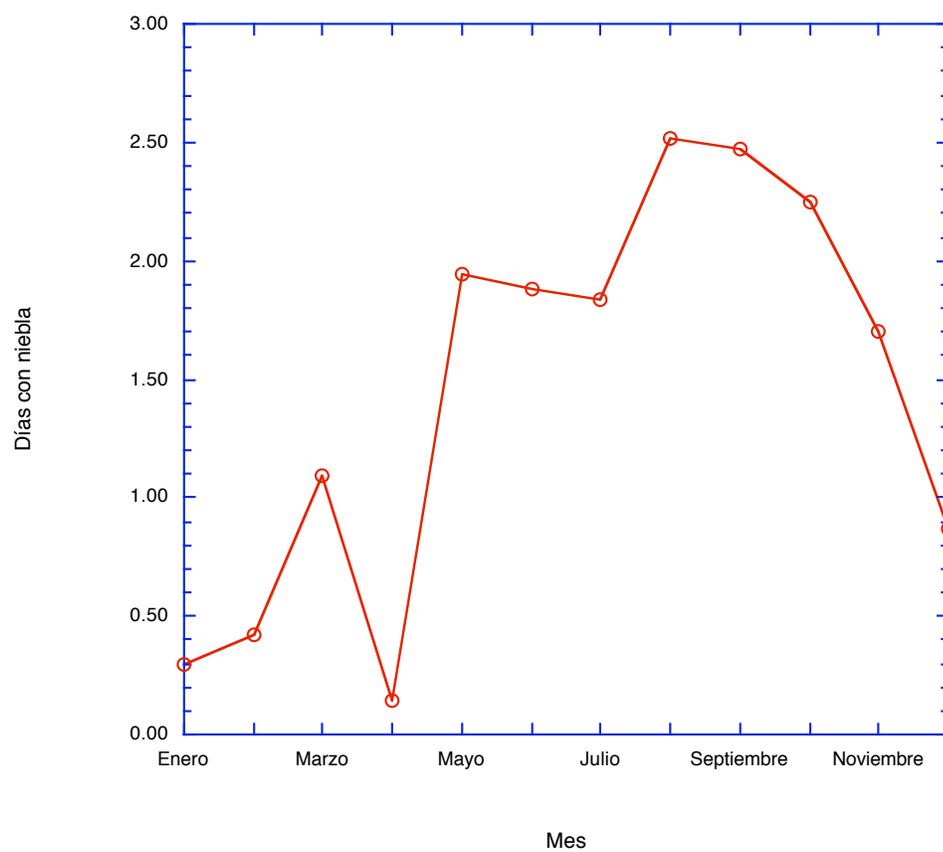


Figura 55. Número de días con niebla en una muestra de 19 años en un periodo de 1941 a 1970 para la ciudad de Ensenada.

APÉNDICE -E- PLL óptico

Para obtener el valor del ancho de línea requerido para un PLL óptico balanceado con las siguientes características.

Se requiere limitar la potencia ΔP_s a 1 dB, repartido por igual al entre el error de fase ΔP_{ϕ_e} y el debido a la portadora residual ΔP_{RC} entonces,

$$\Delta P_s = \Delta P_{\phi_e} + \Delta P_{RC} \quad (66)$$

La velocidad de transmisión es 2.5Gbps.

Se selecciona el coeficiente de amortiguamiento $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$

Probabilidad de error $P_e = 10^{-6}$

Penalización $\Delta P_{\phi_e} = 0.5dB$ y $\Delta P_{RC} = 0.5dB$

Corrimiento de fase de la portadora óptica esta dado por:

$$\Delta P_{RC} = 10 \log_{10} \frac{1}{\sin^2 \theta} = 0.5dB \quad (67)$$

despejando,

$$\theta = \text{sen}^{-1} \sqrt{\frac{1}{10^{\frac{\Delta P_{RC}}{10}}}} \quad (68)$$

sustituyendo en (68)

$$\theta = \text{sen}^{-1} \sqrt{\frac{1}{10^{\frac{0.5}{10}}}} = 1.2347 \text{ rad}$$

De la siguiente curva se obtiene N_R y σ_{ϕ_e} para una $P_e = 10^{-6}$

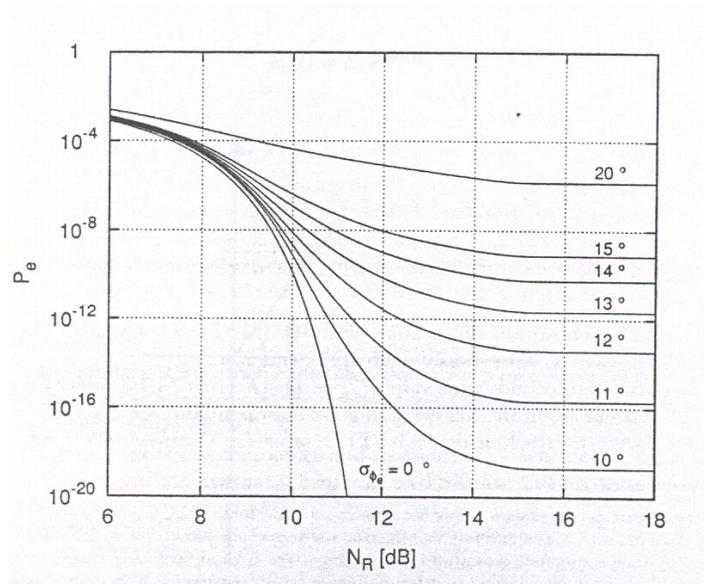


Figura 56. Probabilidad de error para PSK homodino contra número de fotones recibidos por bit, para diferentes valores de ruido de fase.

Resultando $N_R = 9dB$ y $\sigma_{\phi_e} = 13^\circ$

Para obtener el valor de ancho de línea requerido se utiliza la siguiente expresión.

$$\Delta v \leq \frac{\sigma_M^4}{T \left[\frac{\pi(1+4\xi^2)}{2\xi^2} \right] \cdot \left[\frac{1}{2N_R \cos^2 \theta} + 2 \tan^2 \theta \right]} \quad (69)$$

sustituyendo en (69) se obtiene:

$$\Delta v \leq \frac{2.6458 \times 10^{-3}}{4 \times 10^{-10} [9.4257] \cdot [0.5107 + 16.387]}$$

$$\Delta v \leq 41.5292 \times 10^3$$

El ancho de banda del filtro paso-bajas es calculado como:

$$B_{PLL} = \sqrt{\frac{\frac{\pi(1+4\xi^2)\Delta v}{8\xi^2}}{\frac{T}{2N_R \cos^2 \theta} + 2T \tan^2 \theta}} \quad (70)$$

Sustituyendo en (70) y el resultado es:

$$B_{PLL} = \sqrt{\frac{\frac{\pi(3)41.52 \times 10^3}{4}}{2.043 \times 10^{-10} + 6.555 \times 10^{-9}}} = 3.8 \times 10^6$$

APÉNDICE -F-

ACRÓNIMOS

A

AlGaAsP aluminio, galio, arsénico, fósforo

ASK amplitude shift keying

B

BER Bit Error Rate

bps bits por segundo

D

dB decibel

E

EDFA erbium-doped fiber amplifier.

EMI electromagnetic interferente

eV electrón volt

F

FEC forward error correccion

FSK frequency shift keying

FSO free space optics

G

GaAs	galio, arsénico
GaInP	galio, indio, fósforo
Gbps	giga bits por segundo

I

IF	intermediate frequency
IR	infrarrojo

K

Km	kilómetro
----	-----------

L

LAN	local area network
LASER	light amplification by stimulated emisión of radiation
LEA	límite de emisión accesible
LoS	line of sight

M

Mbps	mega bits por segundo
MI/DD	modulación por intensidad y detección directa
mW	miliwatts

N

nm nanómetro

O

OL oscilador local

P

PIN positive-intrinsic-negative”

PRBS pseudo Random Bit Sequence Secuencia de bit pseudos-aleatoria

PSK phase shift keying

R

RF radio frecuencia

Rx receptor

S

SDH synchronous digital hierarchy

SONET synchronous optical network

T

Tx transmisor

U

UV ultra violeta

W

WDM	wavelength division multiplexing
WLAN	wireless LAN
WON	wireless optical networks