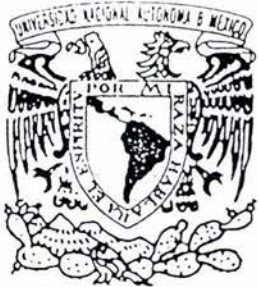


01170



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

**FACULTAD DE INGENIERÍA
DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO**

**SISTEMA DE COMUNICACIÓN
ÓPTICO ATMOSFÉRICO**

T E S I S

**QUE PARA OBTENR EL GRADO DE
MAESTRO EN INGENIERÍA ELÉCTRICA**

P R E S E N T A :

HELADIO V. RODRÍGUEZ PITALÚA

DIRECTOR DE TESIS: DR. CARLOS RIVERA RIVERA

CD. UNIVERSITARIA, MÉXICO D.F.

NOVIEMBRE 2004



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

A la memoria de mi padre.

Agradecimientos

A la Naturaleza. Porque al “abrir los ojos de mi conciencia” me encontré que era un ser humano, el animal más evolucionado en el planeta Tierra. Capaz de abstraerse y preguntarse acerca de la propia naturaleza del Universo. Porque nací en un tiempo en el que aún se puede observar la grandeza de la vida natural que hay en este planeta y de la cual somos parte. Ello conlleva a una gran responsabilidad como especie, de la cual nos olvidamos y destruimos todo aquello en aras de nuestro progreso. Lo irónico es que esto también nos llevará a nuestra propia extinción. Cuidemos el planeta.

Al Dr. Carlos Rivera Rivera. Por haber aceptado ser mi director de tesis y por su tolerancia al desarrollo de este trabajo.

Al Dr. Jesús Savage Carmona. Por su apoyo al inicio de este trabajo.

Contenido

Prefacio	IX
Capítulo 1 El Sistema de Comunicación Óptico	1
Objetivo	1
1.1 Antecedentes	1
1.2 Sistemas Ópticos	2
1.3 El Sistema a Desarrollar	8
Capítulo 2 Transmisor	11
2.1 Fuente Óptica	11
2.2 Circuito APC	15
2.3 Modulador	18
2.4 Línea de Codificación	24
2.5 Transmisor Óptico – Formador de Haz	30
2.6 Campo Óptico Transmitido	33
Sumario	36
Capítulo 3 Canal Óptico Atmosférico	37
3.1 Canal Espacial Óptico	37
3.2 Canal Atmosférico	40
3.3 Efecto de la Atmósfera en un Haz Óptico	43
3.4 El Clima y Cuantificación de L_A	52
3.5 Selección de Longitud de Onda	55
Sumario	56
Capítulo 4 Receptor	57
4.1 Receptor Óptico – Sección de Entrada	57
4.1.1 Enfoque del Campo Óptico	57
4.1.2 Detección de Potencia y Campo Visual del Receptor	61
4.1.3 Flujo de Potencia	66
4.1.4 Filtros	67
4.1.5 Radiación de Fondo	70
4.2 Fotodetector	72
4.3 Recepción en el Transceptor	77
4.4 Modelo de Detección Directa	79

4.4.1	Modelo del Receptor	80
4.4.2	Razón Señal a Ruido en el Receptor	81
4.4.3	Probabilidad de Error en el Receptor	83
4.5	Cálculo de Enlace	89
	Sumario	90
Capítulo 5	Integración del Sistema	91
5.1	Circuito Electrónico Total	91
5.2	Programa de Configuración del SCOA	98
5.3	Datos Técnicos	107
	Sumario	110
Conclusiones		111
Referencias		112

Prefacio

Los sistemas electro-ópticos son dispositivos que operan en regiones visibles o infrarrojas del espectro electromagnético y son usados para adquisición, detección, imágenes de objetos y para comunicaciones por fibra óptica o en sistemas espaciales. El diseño y evaluación del desempeño de estos sistemas requiere un conocimiento de varios campos técnicos, incluyendo óptica, detectores, teoría del ruido, efectos atmosféricos y procesamientos de señales. Aunque hay excelentes textos y publicaciones en cada uno de estos campos, los que extraigan la parte relevante del conocimiento de cómo aplicarlo al diseño evaluación del desempeño de sistemas electro-ópticos de comunicación espacial son pocos.

Este trabajo tiene como objetivo el diseño de un sistema de comunicación óptico espacial experimental, para un enlace fijo a una distancia de 500m y cuyo costo de construcción sea bajo. El medio que se considera es la atmósfera baja de la Tierra, es decir la troposfera.

El trabajo consiste de cinco capítulos. El capítulo 1 da una referencia histórica del desarrollo de los sistemas ópticos espaciales y de qué está constituido un sistema espacial óptico con sus ventajas y desventajas. Se plantean las características que constituirán el sistema óptico que se desarrollará; de aquí se divide el trabajo que se desarrollará en los capítulos siguientes. El capítulo 2 trata del diseño del transmisor, se considera el tipo de fuente óptica que se usará, el circuito electrónico que la controlará y con forma en que dicha fuente será modulada; con una línea de codificación proporcionada por un trasreceptor y se considera el transmisor óptico con un aspecto teórico del campo óptico transmitido. En el capítulo 3 se consideran en forma teórica el canal atmosférico y sus efectos sobre un haz de luz laser, específicamente en la troposfera y el cómo se introducen tales efectos en el cálculo de enlace. También se considera la selección de la longitud de onda más adecuada para el tipo de canal usado. El capítulo 4 trata del receptor, desde el enfoque del campo óptico, la detección de potencia y el campo visual del receptor, para la antena de recepción hasta el cálculo del flujo de potencia. Se consideran los filtros que se pueden usar para reducir la radiación de fondo; la selección del fotodetector más adecuado para el sistema, de acuerdo al trasreceptor que se usa. Finalmente se hace un análisis teórico del modelo de detección directa en el cual se basa el sistema y se calcula la probabilidad de error del receptor; concluyendo con el cálculo de enlace para el SCOA. Finalmente, el capítulo 5 integra el circuito electrónico que constituye al SCOA, llamado SCOA-1; considerando efectos de interferencia electromagnética para el diseño del circuito impreso del SCOA-1. Se diseña un software específico que controlará todas las variables del SCOA-1 y se muestra su funcionamiento. Se concluye con los datos técnicos del SCOA-1 y su costo para construirlo en diversas versiones que son: a) para distancias de 500m, en un enlace espacial con fuente laser; b) para distancias máximas de 10 m con fuente de LED infrarrojo y c) utilizando ambas.

EL SISTEMA DE COMUNICACIÓN ÓPTICO

Objetivo.

Diseño un sistema de comunicación óptico atmosférico experimental, para un enlace horizontal fijo a una distancia de 500m. Utilizando componentes de bajo costo. El medio que se considera como canal es la atmósfera baja de la Tierra, específicamente la troposfera.

1.1 Antecedentes.

Cuando Theodore Maiman y el Hughes Aircraft Co, reunieron a la prensa en New York en 1960, para anunciar el prospero desarrollo de un LASER experimental de rubí, una de las posibles aplicaciones que mencionaron para este nuevo dispositivo fue la comunicación a frecuencias ópticas.. Probablemente no muchos científicos e investigadores tuvieron una idea clara del nuevo fenómeno de la "Luz Coherente" [7].

En el transcurso de los diez años siguientes, era aún borrosa la utilización del LASER, aunque se tenía el interés por el gran ancho de banda que podía utilizarse.

El primer experimento para comunicaciones, en los laboratorios Bell, fue realizado en 1961 y 1962, con el laser de helio-neón, en un enlace atmosférico entre las azoteas de sus laboratorios principales. En la transmisión en este enlace se midió día a día bajo todas las condiciones atmosféricas, lluvia, niebla, nieve. Se usaron diferentes longitudes de onda, visible e infrarrojo. Y se mostraba que la fiabilidad de la transmisión en la atmósfera no era buena [6].

Una de las aplicaciones como transmitir a satélites presentaba dificultades para hacerlo a través de la turbulencia atmosférica, modelos analíticos como el de Tatarski, mostraban la magnitud de las dificultades. Y se concluía que las técnicas de radio frecuencia (RF), ofrecían una mejor solución que las ópticas, esto también era aplicable para las misiones interplanetarias; además de que el tiempo de vida de un laser era corto. Por ejemplo el laser de CO₂ desarrollado por Hughes duró un año en operación continua. Una aplicación del laser exitosa fue en el desarrollo de los sistemas de radar ópticos, que eran parte del campo de las comunicaciones [1].

En otro campo de la aplicación estaban los sistemas ópticos en el espacio, para ello la comunidad óptica tuvo una oportunidad de hacer una demostración real, en 1973 se lanzó un satélite con un sistema de comunicación experimental con portadora óptica, el ATS-F puesto por la NASA. También se experimentó con el ATS-G lanzado en 1974. Fueron satélites sincrónicos, capaces de comunicarse uno con otro, así como con estaciones en tierra. El buen resultado de esos satélites daría la fuerza para llevar al escenario el experimento con el sistema de comunicación óptico en las misiones interplanetarias. Sin embargo las cosas no resultaron y su avance fue frenado en este sentido [7].

La invención del laser con una potencia relativamente alta, la alta frecuencia de operación y la capacidad de portar una señal con un ancho de banda extremadamente amplio lo hacia ideal para sistemas de alta capacidad de comunicación. Esto aceleró los esfuerzos de investigación en las comunicaciones por fibra óptica, aunque ello no fue hasta 1967 que K.C. Kao y G.A. Bockham del

“Standard Telecommunications Laboratory” en Inglaterra [7], que propusieron un nuevo medio de comunicación usando cables de fibra revestidos. Aunque al principio tenían pérdidas extremas (mas de 1000 dB/km), lo que limitaba la transmisión óptica a distancias cortas. En 1970, Kapron, Keck y Maurer de “Corning Glass Works” en Corning, New York, desarrollaron una fibra óptica con pérdidas menores a 2 dB/km. Lo que fue el gran adelanto necesario para permitir que los sistemas de comunicaciones ópticos por fibra fueran prácticos. Esto último, dio el mejor “golpe” para que los sistemas de comunicación ópticos sin cables, fueran alejados de la idea de hacerse útiles; con ello su avance se vio frenado rotundamente. Esto se sumaba al mal planteamiento de que las comunicaciones ópticas sin cables sustituirían a las microondas y milimétricas, lo cual desde mi perspectiva era equivocado, porque el campo de utilización debía haber sido otro. Así, el desarrollo y uso de la comunicación óptica sin cables quedó en centros de investigación y militares. Además de los Estados Unidos de América, Japón, Alemania y la entonces U.R.S.S también tenían avances al respecto.

Las investigaciones acerca del comportamiento de la luz laser en la atmósfera continuaron, no así fuera del planeta debido al tamaño de los componentes del sistema óptico. Fue en la década de los 80's con la construcción del diodo laser de inyección, fabricado con los mismos materiales semiconductores que un LED, que se tuvo un gran avance en los sistemas ópticos. Su reducción en tamaño, al igual que los fotodetectores y el aumento de eficiencia permitían transmisores y receptores de menor tamaño y de una mayor vida útil, esto durante los 80's. En los 90's, compañías como GoC (compañía alemana), PAV Data Systems Ltd y SONAbeam (compañías inglesas); transmiten datos digitales que contienen una mezcla de mensajes de Internet, imágenes de video, señales de radio o archivos de computadora, los sistemas disponibles ofrecen capacidades en el rango de 100 Mbps a 2.5 Gbps y 3 Gbps de SONAbeam. Para redes de área metropolitanas (MAN) proporcionan el servicio de última milla; configuraciones de red, punto a multipunto y punto a punto. Algunos de estos sistemas se utilizan en conjunto con microondas y son sistemas fijos [8].

Aunque compañías de particulares, como las anteriores, han desarrollado los sistemas aplicando los conocimientos científicos desarrollados en enlaces terrestres, parece no haberse desarrollado mucho interés en el campo aeroespacial. Aunque la NASA puso un sistema de comunicación óptica en el transbordador espacial y uno en la sonda espacial “Galileo” se utilizan como sistemas experimentales. En el campo militar el desarrollado de satélites espías con enlaces ópticos es posible que sea más amplio, debido a la privacidad en la comunicación.

En 1997 la agencia espacial europea (ESA) experimento con el satélite: ARTEMIS [9], en órbita baja, para comunicación con otro satélite en la misma órbita, con otro en órbita geoestacionaria y con estaciones terrestres. Aquí lo complejo ahora resulta en el rastreo y adquisición del haz de luz laser transmitido.

A pesar de estos años el sistema comunicación óptica sin cables o como le llaman otros, enlaces ópticos en espacio libre, aún no han encontrado su sitio de utilización adecuado.

1.2 Sistemas Ópticos.

El objetivo de cualquier sistema de comunicación es transferir la información desde un punto a otro. Esta transferencia de comunicación es acompañada frecuentemente superponiendo la información, la moduladora, sobre una onda electromagnética, la portadora. La portadora modulada es transmitida (propagada) hacia el destino, donde la onda electromagnética es recibida y la información recuperada (demodulada). Tales sistemas son frecuentemente designados por la localización de la frecuencia portadora en el espectro electromagnético, como se muestra en la figura 1.1. En sistemas de radio, la onda portadora electromagnética es seleccionada con una frecuencia de la porción de frecuencias de radio (RF) del espectro. Las microondas y de milímetro tienen frecuencias portadoras de esa porción del espectro. En un sistema de comunicaciones ópticas, la portadora se selecciona en la

región óptica del espectro, donde también se encuentran las frecuencias infrarrojas, visibles y ultravioletas.

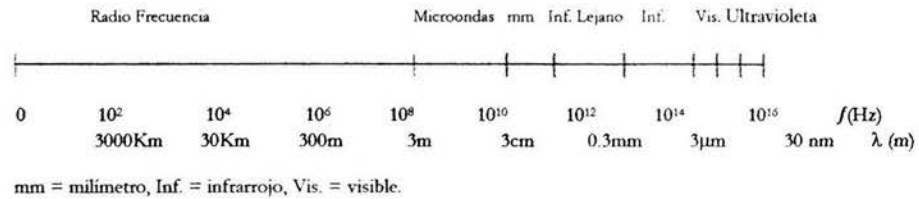


Figura 1.1. Espectro electromagnético.

La principal ventaja de las comunicaciones ópticas son:

- El incremento en el ancho de banda de modulación.
- La capacidad de concentrar la potencia en un haz extremadamente estrecho.
- La significativa reducción en el tamaño de los componentes.

En cualquier sistema de comunicación, la cantidad de información transmitida está directamente relacionada al ancho de banda de la portadora modulada, la cual está generalmente limitada a una porción fija de la propia frecuencia portadora. Así, teóricamente incrementando la frecuencia de la portadora se incrementa el ancho de banda de la transmisión y por lo tanto la capacidad de información del sistema total. Esto significa que las frecuencias en el rango óptico tendrán un ancho de banda utilizable aproximadamente de 10⁵ veces mayor que una portadora en el rango de RF. De esta forma, utilizando portadoras de alta frecuencia se incrementa la capacidad del sistema, lo que conduce a un mejoramiento en el desempeño del mismo.

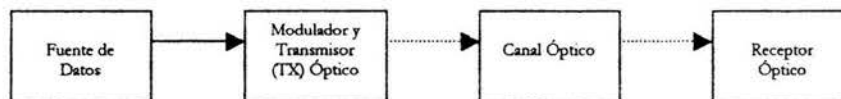


Figura 1.2. Diagrama a bloques general de un sistema de comunicación óptico.

Una desventaja en la comunicación óptica espacial, es el efecto perjudicial de la trayectoria de propagación en el frente de onda de la portadora óptica. Esto es porque las longitudes de onda óptica son proporcionales al tamaño de las moléculas y partículas, esto genera los efectos en la propagación; lo cual es inusual en frecuencias de radio y microondas. Esos efectos en la naturaleza de la atmósfera tienden a ser estocásticos y variables en el tiempo, lo cual impide un modelo de propagación preciso. Una gran cantidad de datos experimentales han sido tomados para ayudar a entender el fenómeno de propagación, aunque ciertos modelos se han establecidos, aún se requiere de exploración para precisarlos. El diagrama a bloques de un sistema de comunicaciones ópticas generalizado se muestra en la figura 1.2; el diagrama está formado por bloques estándar de comunicaciones, que son frecuentes en cualquier sistema de comunicación. Una fuente produce algún tipo de información que será transmitida a un punto remoto. La salida de esta fuente modula la portadora óptica. Esta portadora es entonces transmitida como un campo de luz óptica, o un haz a través de un canal óptico (espacio libre, atmósfera turbulenta o guía de onda de fibra óptica). En el receptor el campo es ópticamente colectado y procesado (fotodetectado), generalmente con ruido de interferencia, distorsión en la señal y radiación de fondo inherente (campos de luz no deseados u otra radiación electromagnética).

La modulación de la fuente de información sobre la portadora óptica puede tener la forma de modulación en frecuencia (FM), modulación en fase (PM), o posiblemente modulación de amplitud (AM), cada una de las cuales puede ser teóricamente llevada a cabo en cualquier frecuencia portadora en el rango electromagnético. Además de las anteriores, hay otros esquemas de modulación menos convencionales que también son utilizados con fuentes ópticas. Estos incluyen la modulación de intensidad (IM), en la cual la información es usada para modular la intensidad de la portadora óptica y la modulación de polarización (PLM), en ella las características espaciales del campo óptico son moduladas.

El receptor óptico colecta el campo óptico incidente y lo procesa para recuperar la información transmitida. Un receptor óptico típico puede representarse por tres bloques básicos como se observa en la figura 1.3; consiste de una sección de recepción óptica de entrada (usualmente contiene algunas lentes y hardware de enfoque), un fotodetector y un procesador de posdetección. El sistema de lentes filtra y enfoca el campo recibido sobre el fotodetector, donde la señal óptica es convertida a una señal electrónica. El procesador da la amplificación necesaria, procesa la señal y realiza operaciones de filtrado para recuperar la información deseada desde la salida del detector.

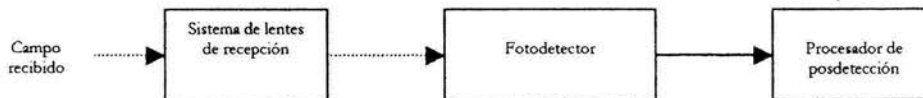


Figura 1.3. El receptor óptico.

Los receptores ópticos pueden dividirse en dos tipos básicos: los receptores de detección de potencia y los receptores heterodinos. Los receptores de potencia (frecuentemente llamados receptores de detección directa o no coherentes) tienen una sección de entrada como se muestra en la figura 1.4a. El sistema de lentes y el fotodetector operan para detectar la potencia instantánea en el campo colectado que arriba al receptor. Ese receptor representa el tipo más simple para implementar y usarse siempre que la información transmitida ocurra en una variación de potencia del campo recibido.

Los receptores heterodinos tienen un sistema de entrada como el que se muestra en la figura 1.4b. Un campo de luz de cierta onda es generado localmente y es mezclado ópticamente con el campo recibido a través de un espejo en la sección de entrada y entonces, la onda combinada es fotodetectada. Este tipo de receptor es usado cuando la información es modulada en amplitud, modulada en frecuencia o modulada en fase, sobre la portadora óptica. Los receptores heterodinos son más difíciles de construir y requieren una mínima tolerancia en la coherencia espacial de los dos campos ópticos que serán mezclados. Esta es la razón por la cual los receptores heterodinos son frecuentemente llamados receptores coherentes (especialmente hablando). Para cada uno de los receptores, el sistema de lentes en la entrada tiene el rol de enfocar el campo recibido o mezclado en la superficie del fotodetector. Este enfoque permite que el área del fotodetector sea mucho más pequeña que la de la lente [12].

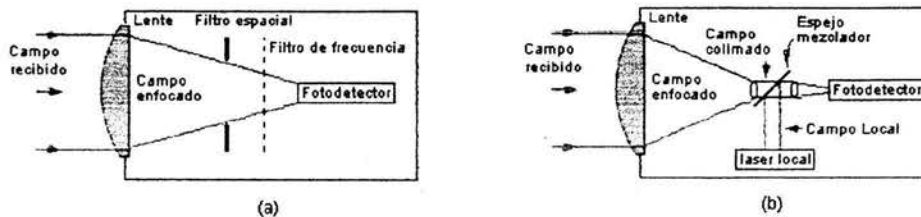


Figura 1.4. Receptores: (a) detección directa, (b) detección heterodina.

La sección de entrada del receptor sumada al enfoque del campo óptico sobre el fotodetector, también proporciona un cierto grado de filtraje, como se muestra en la figura 1.4. Estos filtros se emplean previos a la fotodetección para reducir la cantidad de radiación de fondo indeseable. Los filtros ópticos pueden operar sobre las *propiedades espaciales* de los campos enfocados (filtros de polarización, filtros de obstrucción entre otros), o pueden filtrar en el dominio de la frecuencia; esto es, permiten en paso de cierta banda de frecuencias y rechazan otras. Los filtros determinan el ancho de banda del campo óptico resultante que después será fotodetectado.

Los fotodetectores convierten el campo óptico enfocado, en una señal eléctrica para su procesamiento. Aunque hay varios tipos de detectores disponibles, todos se comportan de acuerdo a los principios de la mecánica cuántica, se utilizan materiales fotosensibles para producir corrientes o voltajes que responden a cambios en la potencia del campo óptico incidente. La forma en que interactúan todos los fotodetectores es básicamente la misma, la diferencia esta es sus características de respuesta. El modelo básico es importante por que ello da la estadística que debe utilizarse en el diseño del procesamiento de posdetección. Los tipos más comunes de fotodetectores son: fototubo, fotodiodo y fotomultiplicador.

La detección del campo óptico es impedida por varias fuentes de ruido presentes hasta el receptor. La más predominante a grandes distancias en comunicaciones espaciales es la *luz de fondo o radiación libre*, que es colectada en la lente del receptor junto con el campo óptico deseado. Aunque esta radiación puede ser reducida por un filtro espacial apropiado, aún así, representa la mayor interferencia en la operación de detección. Una segunda fuente de ruido viene del propio fotodetector, produce una interferencia interna durante la operación de fotodetección. Este ruido inducido es llamado *ruido del detector*. La tercera fuente de ruido es del circuito electrónico, el *ruido térmico* generado en la operación de procesamiento, después de la fotodetección. El ruido térmico es modelado con exactitud como ruido aditivo blanco Gaussiano, cuyo nivel espectral esta directamente relacionado a la temperatura del receptor, exactamente como en cualquier sistema de comunicación de RF o microondas. Cada una de estas fuentes de ruido debe ser tomada en cuenta para el análisis del receptor. Los modelos en las figuras 1.3 y 1.4 son comunes en sistemas de comunicación ópticos. En un sistema espacial el campo óptico, dentro de un haz de luz, es enfocado y transmitido como un campo electromagnético que se propaga a través de un medio [12, 13]. Ejemplos de esto se muestran en la figura 1.5, el sistema puede ser: enlace terrestre (bases en tierra), enlace de tierra al espacio (atmosférico), enlace cruzado espacio-espacio, o un enlace espacio-bajo agua. Todos estos sistemas usan haces ópticos transmitidos como campos no guiados, son susceptibles a los efectos del medio (la atmósfera, nubes, agua, etc.) en la trayectoria de propagación. Dentro de las aplicaciones de las comunicaciones ópticas fuera de la atmósfera de la Tierra, pueden dividirse principalmente en tres:

1. Enlaces entre órbitas (IOLs, Interorbit Links). Estos enlaces son de gran interés para transmisión de datos desde un vehículo en la órbita baja de la tierra (LEO, Low Earth Orbit) tal como un satélite que explora recursos de la tierra, estaciones espaciales permanentes, plataformas polares a un vehículo en órbita geoestacionaria a la tierra (GEO, Geostationary Earth Orbit) usualmente un satélite de retransmisión de datos (DRS, Data Relay Satellite). El regreso de un enlace (LEO-GEO) requiere altas velocidades de transmisión de datos del orden de 500 Mbps, mientras que el enlace de ida (GEO-LEO) solo demanda velocidades de telemetría de cerca de 25 Mbps.
2. Enlaces entre satélites de la misma órbita (ISLs, Intersatellite links). Especialmente son para comercializar voz, televisión y transmisión de datos en un enlace entre dos satélites geoestacionarios de telecomunicaciones. Este enlace impide una doble repetición que surge del uso de una tercera estación en tierra para establecer un enlace entre dos participantes que viven en lados opuestos del planeta. Además la interferencia con enlaces de microondas terrestres puede evitarse.

- Misiones de espacio interestelar, es decir interplanetarias o también llamadas sondas espaciales (DSMs, Deep Space Missions). Es una aplicación de importancia debido a la alta capacidad de transmisión de datos desde planetas tales como Marte, a 78 millones de Km desde la Tierra, o desde Saturno, 1278 millones de Km desde la tierra, a un satélite geoestacionario.

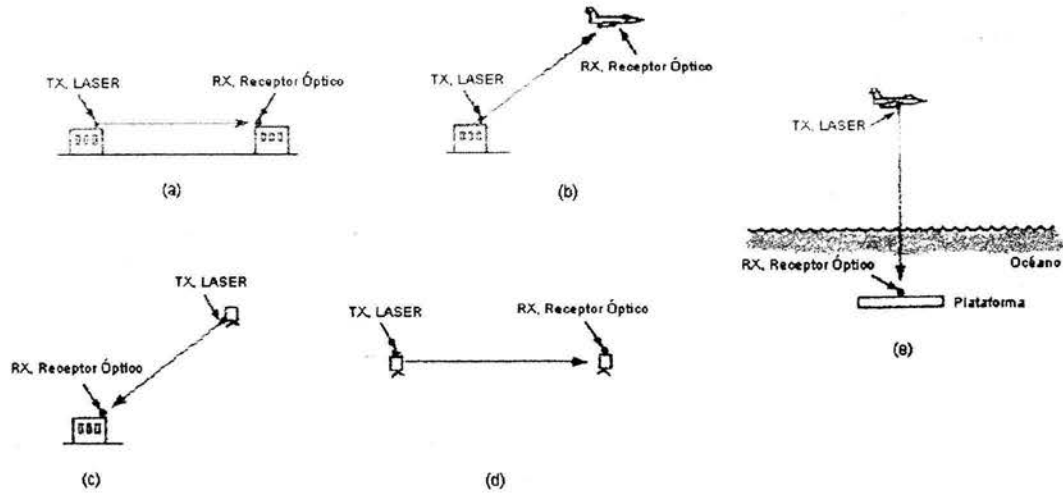


Figura 1.5. Enlaces ópticos espaciales: (a) terrestre, (b) tierra-aire, (c) espacio-tierra, (d) entre-satélites, (e) aire-bajo agua.

Una comparación de sistemas de microondas y ópticos, en éste último, principalmente se basa en el mejoramiento de la ganancia y la reducción del haz de la antena. La ganancia de la antena en dB, para un haz limitado por la difracción a longitudes de onda ópticas está dada por

$$G_a = 20 \log_{10} \left(\frac{\pi D_a}{\lambda} \right) \text{ dB} \tag{1.2.1}$$

donde λ , es la longitud de onda y D_a el diámetro de la antena (telescopio). La potencia media del haz transmitido en el ángulo total está dada por

$$\psi_a = 1.03 \left(\frac{\lambda}{D_a} \right) \tag{1.2.2}$$

las 2 expresiones anteriores son válidas para antenas ópticas y de microondas [1,13,14]. El uso de un laser resulta en un haz estrecho y una pequeña región o huella en el receptor, como se muestra en la figura 1.6 el tamaño de la huella de un haz óptico transmitido desde el planeta Marte es sólo el 10 % del diámetro de la tierra, mientras que el haz de las microondas es cerca de 100 veces. La pequeña huella del haz óptico resulta en un sustancial incremento de la potencia óptica recibida y por ende un mejor desempeño del receptor.

Un diagrama a bloques de sistemas de microondas y óptico, con valores típicos de potencia de transmisión y ganancia de la antena se muestra en la figura 1.7, donde TWTA es el amplificador de potencia, LNA es el amplificador de bajo ruido y PD es el fotodiodo.

La ganancia muy grande en un sistema óptico permite: a) disminución del diámetro de la antena, por ejemplo $D = 10$ cm, b) incremento en la velocidad de transmisión de datos, c) incremento en la distancia de transmisión, la cual puede alcanzar millones de Km en el espacio interplanetario.

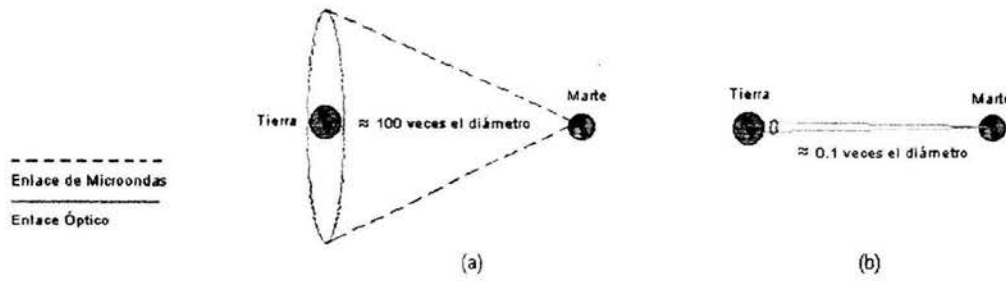
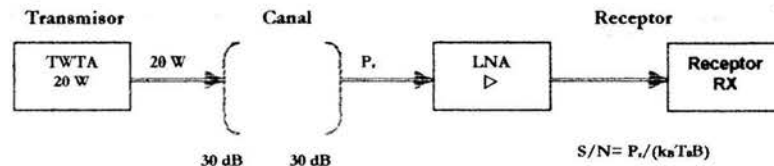


Figura 1.6. Tamaño de los haces transmitidos desde Marte a la Tierra, (a) de microondas y (b) óptico.

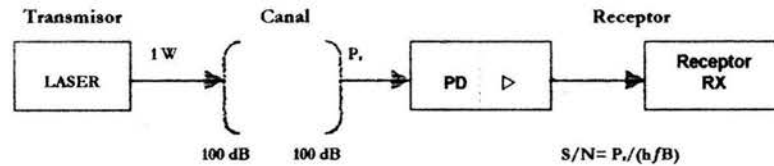
La razón señal a ruido (S/N) en la frecuencia intermedia (IF) para el receptor de microondas está dada por:

$$\frac{S}{N} = \frac{P_r}{k_B T_0 B} \tag{1.2.3}$$

donde P_r representa la potencia de la señal recibida, k_B es la constante de Boltzman, T_0 la temperatura en grados Kelvin y $B = 1/T$ (T es la duración de 1 bit) el ancho de banda de Nyquist de la señal de IF.



(a) Sistema de microondas.



(b) Sistema óptico.

Figura 1.7. Diagrama a bloques de sistemas de comunicación: (a) microondas, (b) óptico.

La expresión correspondiente para un receptor óptico coherente (heterodino) está dada por:

$$\frac{S}{N} = \frac{P_r}{h f B} \tag{1.2.4}$$

donde h es la constante de Planck y f es la frecuencia; para el ancho de banda práctico se toma dos veces el ancho de banda de Nyquist, el denominador en las ecuaciones (1.2.3) y (1.2.4) se multiplica por 2. se puede observar también que el ruido térmico ($k_B T_0$) en un sistema de microondas corresponde al

ruido cuántico (hf) en un sistema óptico. Se conoce en la termodinámica que $k_B T_0$ y hf son dos formas que limitan la densidad espectral de potencia del ruido, de un oscilador a la frecuencia f y en un equilibrio térmico a la temperatura T_0 [13,14,5].

Por lo general el sistema óptico coherente se usa para comparación, porque la sensibilidad en la recepción es casi el doble que en un sistema de detección directa, este mejoramiento en la distancia de transmisión es atractivo para las misiones en el espacio interplanetario o interestelar.

1.3 El sistema a desarrollar.

Existen inconvenientes y problemas de realización, desafortunadamente el pequeño ancho del haz como principal ventaja de los sistemas de comunicación espacial es también responsable de la principal desventaja. Como se muestra en la figura 1.8, pequeñas vibraciones en un móvil pueden resultar en un completo fracaso del enlace.

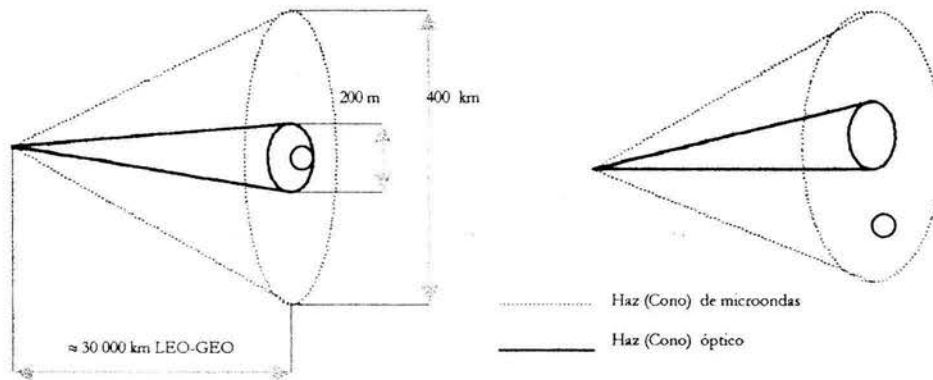


Figura 1.8. Sistema de comunicación espacial óptico: (a) ventaja, (b) desventaja.

La pequeña anchura del haz complica el apuntamiento, la adquisición y el seguimiento (Pointing, Acquisition and Tracking, PAT). Por lo tanto, sumado al sistema de comunicación se requiere un subsistema de PAT con gran precisión y velocidad para reducir la influencia de las vibraciones en la unidad móvil. *En el trabajo que se presenta no se desarrollará el subsistema PAT, ya que además de aumentar la complejidad del sistema a desarrollar resulta costoso construirlo físicamente.*

El modelo físico del sistema de comunicación con laser en el cual se basará el desarrollo del sistema tendrá las siguientes características:

1. Enlace terrestre horizontal en la atmósfera, específicamente en la troposfera.
2. Sin PAT.
3. El diseño del sistema de comunicación no se afecta por la ausencia del PAT, pues se considera *fijo*.
4. El sistema se desarrolla para un enlace punto a punto, a una distancia de 500 m.
5. Transmisor con modulación interna para el LASER.

6. Uso de *detección directa* en el receptor.
7. La longitud de onda de operación será determinada de acuerdo al medio y uso del sistema.
8. El desarrollo del sistema físico deberá ser lo más ligero posible para que pueda ser montado en un pequeño móvil.
9. El sistema de comunicación óptico una vez configurada su operación, será “invisible” para todo software de aplicación.

El desarrollo del sistema se basa en un sistema óptico de detección directa, figura 1.9. Los bloques que se encuentran antes del modulador de la subportadora digital y después del mismo, para la trayectoria de transmisión y recepción respectivamente, no se desarrollan porque son muy variables, ya que dependen de la aplicación particular.

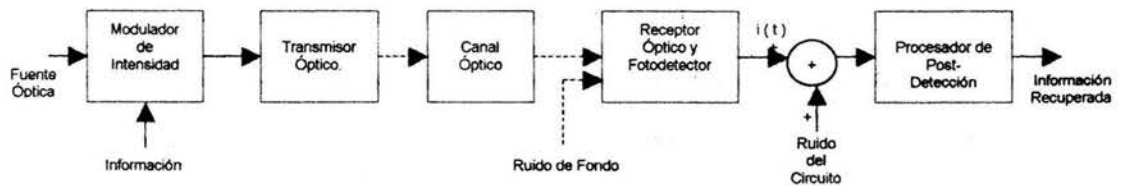


Figura 1.9. Modelo del sistema de detección directa.

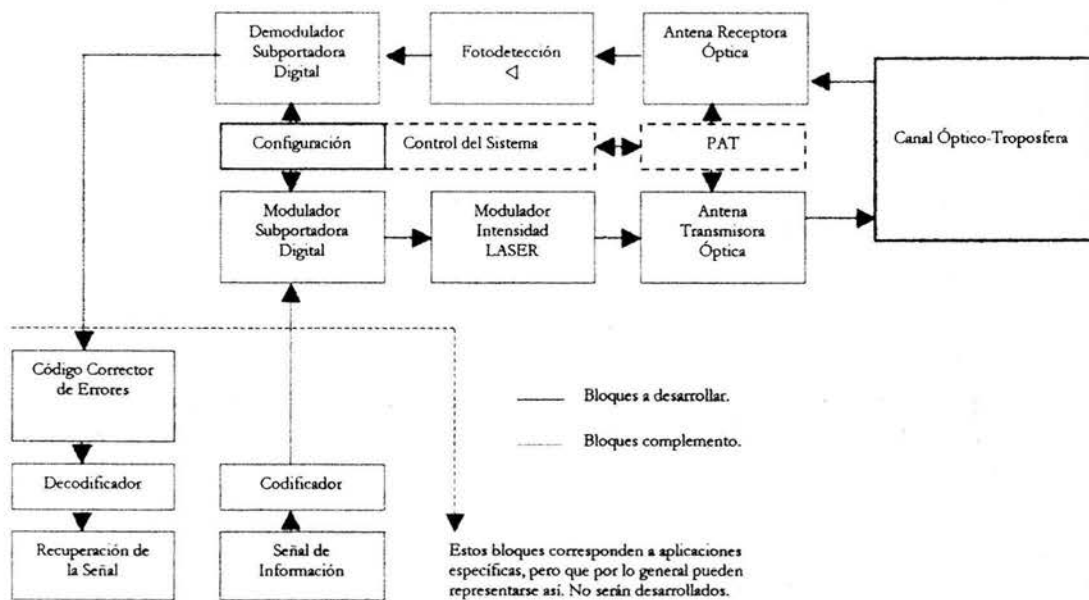


Figura 1.10. Diagrama a bloques del sistema dúplex de comunicación óptica a desarrollar.

En el caso particular del sistema que se desarrollará se considera que será una transmisión asíncrona y que los datos o señal de información son aplicados directamente al modulador de la subportadora digital, el diagrama a bloques se muestra en la figura 1.10. La que a su vez modulará la

intensidad del LASER directamente; esa luz laser modulada pasará a través de la antena óptica transmisora para ser enviada por el canal; esto corresponde a la trayectoria de transmisión.

Para la trayectoria de recepción la antena captará el campo óptico modulado a través del canal y lo enviará al fotodetector para ser convertido en una señal eléctrica amplificada, después el demodulador de la subportadora digital recuperará la señal de información aunque con posibles errores.

Las características del canal óptico son asimiladas para el desarrollo del sistema respecto a la selección de la óptima longitud de onda, alcance, atenuación, dispersión del campo óptico y detección, entre otras características del canal.

La sección de configuración se refiere a poder cambiar parámetros en el sistema transmisor y receptor; tales como tipo de subportadora digital, ganancia en la amplificación electrónica de la señal, velocidad de transmisión, activación del transmisor y receptor, cambio en la subportadora de modulación digital para transmisión y recepción.

El subsistema PAT, es necesario si el sistema de comunicación óptico se instala en un móvil, el problema con el desarrollo de este subsistema es su costo y la complejidad de construirse es considerable; por lo que esto marca un límite en el alcance del sistema desarrollado en este trabajo.

El control de sistema está estrechamente relacionado al subsistema PAT, se encarga de responder a las variables de entrada, proporcionadas por conjuntos de sensores, fotodetectores, que indican la posición del haz de luz que se quiere detectar. Y responde modificando el ángulo de elevación y de azimut, respecto a la posición donde se encuentra la antena receptora. Este subsistema por su función se encontraría mezclado con el subsistema de configuración, ambos pueden conocerse como: *control de sistema*. Puesto que no será desarrollado el subsistema PAT, el control de sistema será llamado solo subsistema de configuración.

Una vez que los datos entran y salen del modulador y demodulador de la subportadora digital, respectivamente, se muestran los bloques de codificación para la transmisión; el corrector de errores y decodificación para la recepción, ello involucra :

- I. Determinación de qué grupo de bits constituyen caracteres y cuáles mensajes.
- II. Detección de errores, aceptación de mensajes correctos y petición de la retransmisión de mensajes erróneos.
- III. Identificación de mensajes retransmitidos por el control de errores para evitar pérdida o duplicación de mensajes.
- IV. Solución de qué hacer si súbitamente cesa por completo el flujo de mensajes.
- V. Solución al problema de qué procedimiento debe seguirse para iniciar las transmisiones en un sistema de comunicación que ha estado ocioso.

Lo que hace referirse a protocolos, lo cual puede variar dependiendo de la aplicación específica; por este motivo en el desarrollo del sistema de comunicación óptico no son abordados y escapan al propósito de este trabajo.

Dicho lo anterior, el sistema de comunicación óptico a desarrollar a quedado planteado a sus alcances y limitaciones. En los siguientes capítulos se desarrolla cada una de las partes que lo constituyen, y se engloban en los siguientes conceptos: transmisor, receptor, canal, uso de subportadora, configuración del sistema y el circuito electrónico encargado de realizar tales funciones.

2.1 Fuente óptica.

El principal elemento en cualquier sistema de comunicación óptico es la disponibilidad de una fuente de luz que pueda ser fácilmente modulada; tal fuente deberá producir energía concentrada en una banda estrecha de longitud de onda. Las fuentes básicas de luz en sistemas ópticos actuales son los diodos emisores de luz (Light-Emitting Diodes, LED), el LASER (Light Amplification through Stimulated Emisión of Radiation) y el diodo LASER (LASER Diode, LD).

Los *diodos laser* (Laser Diodes, LD), son dispositivos semiconductores de juntura, que contienen sustratos grabados o adheridos, para que actúen como caras reflejantes para el refuerzo del campo sobre las junturas. Los diodos laser combinan las propiedades de un LED y de un reflector de cavidad (para los lasers de bombeo), produciendo una radiación de luz externa de alta potencia y mejor enfocado que un LED. Las características de un diodo laser que se especifican en la hojas de datos que proporcionan los fabricantes [15,16] son:

Corriente de umbral, I_{th} . A es el rango de emisión espontáneo y B es el rango de emisión estimulada. La corriente de umbral (Threshold current, I_{th}) es la corriente a la cual la emisión laser comienza. La figura 2.1a muestra el comportamiento típico de la potencia óptica de salida (Optical output, P_o) vs. la corriente en sentido directo (Forward current, I_f).

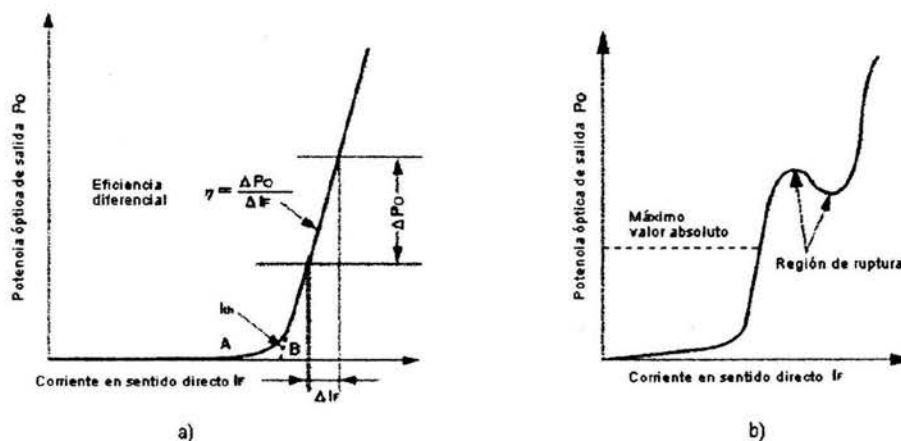


Figura 2.1. Potencia óptica de salida vs. corriente en sentido directo del LD, a) I_{th} , b) P_o .

Potencia óptica de salida, P_o . Salida óptica durante la operación continua o pulsada. El máximo es antes de que la curva presente comportamiento irregular en su salida y alcance la región de ruptura, después de la región lineal, figura 2.1b.

Eficiencia diferencial, η . Es el incremento promedio de la salida por unidad de corriente. En el rango de emisión laser, esta es la pendiente de la curva de salida óptica contra la corriente, como se muestra en la figura 2.1a.

Corriente monitor, I_m . Para una potencia óptica de salida, ésta es la corriente de salida del fotodiodo monitor, cuando se aplica un voltaje inverso al mismo, en respuesta a dicha potencia.

Ángulo de divergencia paralelo, $\theta_{//}$ y ángulo de divergencia perpendicular θ_{\perp} . La luz emitida por el laser se dispersa como se muestra en la figura 2.2a. El resultado de la medición de esta dispersión en la dirección paralela (x) y perpendicular (y), con respecto a la superficie de juntura también se puede ver. La amplitud de la dispersión en los puntos donde la intensidad cae a $1/2$ de la intensidad pico (valor medio del ángulo total) son definidos como ángulos y llamados $\theta_{//}$ y θ_{\perp} como se muestran en la figura 2.2b.

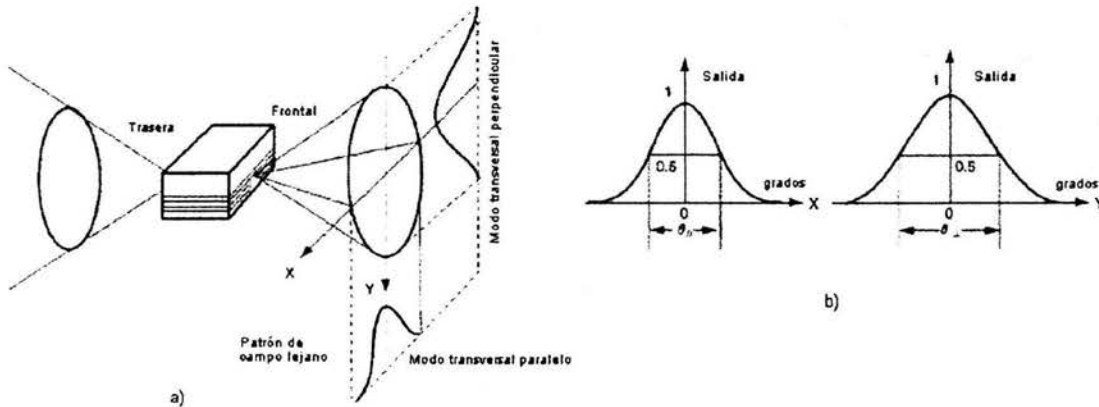


Figura 2.2. Características de radiación.

Ángulo de desviación paralelo, $\Delta\phi_{//}$ y ángulo de desviación perpendicular, $\Delta\phi_{\perp}$. Estos valores expresan la desviación de los ejes ópticos con respecto al plano de referencia y están definidos por los ángulos de dispersión paralelo y perpendicular, figura 2.2b; con valor $(a-b)/2$, ver figura 2.3.

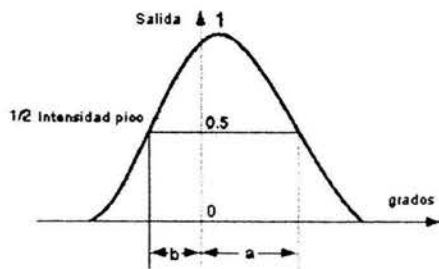


Figura 2.3. Ángulo de desviación.

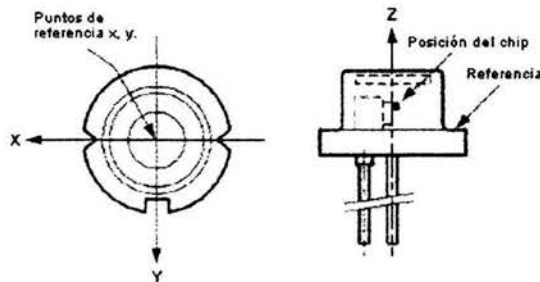


Figura 2.4. Precisión del punto de emisión.

Precisión del punto de emisión, Δx , Δy , Δz . Indica la cantidad de desviación del punto de emisión. Δx y Δy indican la desviación desde el centro del empaque, y Δz indica la desviación desde el plano de referencia, figura 2.4.

Longitud de onda de máxima emisión. La longitud de onda de máxima emisión se genera a una salida óptica específica. El espectro de emisión tiene modo único y múltiple, figura 2.5 a y b respectivamente. En el caso de emisión múltiple, la longitud de onda está definida como la longitud de onda de máxima intensidad, como se muestra en la figura 2.5.

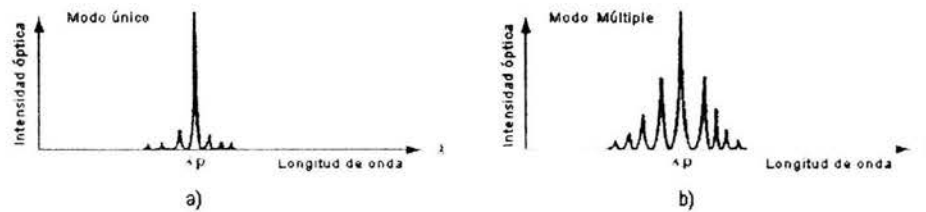


Figura 2.5. Espectro de emisión.

Coherencia, γ . Este parámetro indica la coherencia de un haz laser. Cuando el haz laser forma interferencia con los bordes, este parámetro indica la cantidad de atenuación.

Astigmatismo (aberración del frente de onda), ΔI ($\Delta\phi$). El astigmatismo se refiere a la diferencia aparente entre los puntos focales paralelo y perpendicular (con respecto al plano de la junta), figura 2.6. En términos de las características de la onda del laser, esto es llamado aberración del frente de onda.

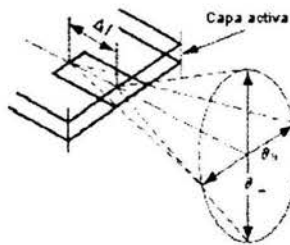


Figura 2.6. Astigmatismo.

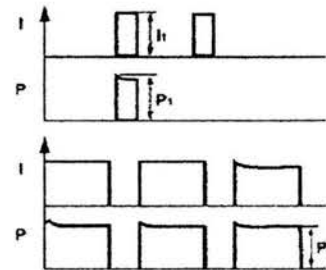


Figura 2.7. Decaimiento.

Decaimiento, ΔP . La atenuación de salida cuando el laser esta conduciendo pulsos. Esto esta definido como $((P_1 - P_4) / (P_4)) * 100\%$, como se muestra en la figura 2.7. Para una explicación más amplia de las figuras 2.1 a 2.7 pueden consultarse las referencias [16, 17].

Intensidad relativa contra la longitud de onda. El diodo laser produce su luz por el proceso emisión estimulada dentro de una cavidad óptica Fabry-Perot. La luz producida en esta forma es coherente, de este modo tiene un ancho de banda espectral estrecho, $\Delta\lambda$, menor que el de un LED. La figura 2.8 muestra la distribución en términos de la intensidad relativa de un típico diodo laser operando con una corriente arriba de I_{th} . El rango de la longitud de onda emitida es del orden de 2 nm o menos. Durante la emisión laser, el patrón de emisión espectral toma una forma Lorentziana (distribución de Lorentz), mas que una forma extendida Gausiana desplegada cuando se usa un LED. La longitud de onda pico depende también de la temperatura del encapsulado y del nivel de corriente en sentido directo del diodo laser.

Proporción de polarización. Puesto que la salida de luz de un diodo laser resulta de la amplificación de emisión estimulada, el haz mostrara un cierto grado de polarización. La emisión de haz desde el diodo laser Fabry-Perot consiste principalmente de luz polarizada paralela a la capa activa del semiconductor. La proporción de estas dos intensidades determina la proporción de polarización. Esta

proporción cambia con la salida de luz. La aparición de estas dos componentes es el resultado de la estructura Fabry-Perot puesto que sus modos de soporte son longitudinal, lateral y transversal. La intensidad de estos modos determinan la característica del haz de salida.

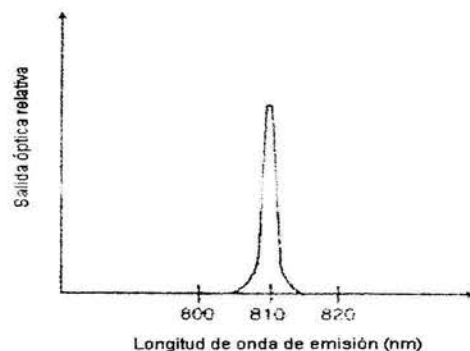


Figura 2.8. Característica de salida de un típico diodo laser Fabry-Perot.

Características de temperatura. Los cambios de temperatura deben ser tomados en cuenta durante la operación de un diodo laser. Un pequeño cambio en la temperatura puede fácilmente destruir el dispositivo debido al paso de una gran corriente que fluye a través de la juntura pn. Si la corriente óptica se incrementa más allá del valor permitido las caras externas de la cavidad Fabry-Perot pueden destruirse causando que la unidad sea destruida.

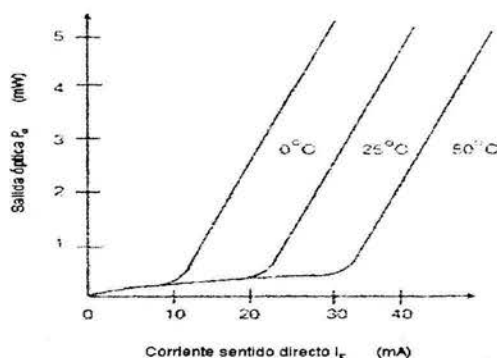


Figura 2.9. Salida óptica para 3 diferentes temperaturas.

La figura 2.9 muestra la relación de la salida de luz contra la corriente en sentido directo para tres diferentes temperaturas de un típico diodo laser. El dispositivo particular tiene una máxima potencia óptica de salida de 5 mW cuando se opera continuamente (no pulsado). Por ejemplo si el dispositivo tiene una salida de 3 mW a 25° C, cuando la temperatura decrece a 0° C, si la corriente permanece en el mismo valor pero a esta temperatura la corriente para producir luz laser es mucho menor; si eso sucede el dispositivo puede dañarse permanentemente.

Fotodiodo monitor. La mayoría de los diodos laser tienen un fotodiodo interno que es el monitor del nivel de potencia de salida; la corriente producida en el fotodiodo responde linealmente a dicha potencia. De esta forma un circuito que limite la potencia de salida del diodo laser deberá incorporarse en el circuito que alimente al dispositivo. Dicho circuito se encuentra en un control automático de

potencia (Automatic Power Control, APC), la figura 2.10 muestra la estructura completa de un diodo laser de 5.6 mm de diámetro.

Para trabajar con diodos laser deben tomarse precauciones o medidas de seguridad como las que se mencionan enseguida.

1. El diodo laser puede sufrir daño permanente debido a la electrostática. Pueden tomarse medidas como: usar una pulsera antiestática conectada a tierra, envolver las terminales con un alambre o papel aluminio para que las cargas circulen por el exterior del dispositivo y no a través de él.
2. Es extremadamente peligroso mirar directamente o a través de una lente, el haz emitido de un diodo laser. Se debe usar un analizador de haz como el "LabMaster", o algún otro sistema de diagnostico de haz laser tal como los que construye Coherent Auburn Division [33].
3. El diodo laser opera con una cantidad de corriente relativamente grande, esto significa que la disipación de potencia debe ser considerada. El montaje del dispositivo sobre un radiador térmico o un disipador de calor dependerá del tiempo de operación y de la potencia de salida.
4. Corrientes de incremento repentino no deben de entrar al diodo laser (transitorios). Las corrientes transitorias dañan las caras reflejantes dentro de la cavidad óptica. Las corrientes transitorias ocurren durante el encendido del dispositivo desde la fuente de potencia. La selección de la fuente de potencia con un circuito de encendido lento es requerida para la operación con seguridad del diodo laser. La misma fuente de potencia debe contener los filtros necesarios y supresores de ruido para la protección de transitorios desde la fuente de AC.

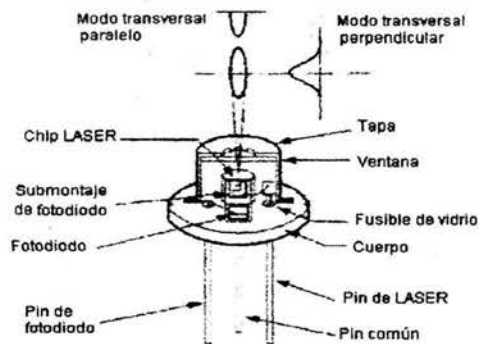


Figura 2.10. Estructura completa de un diodo laser de ϕ 5.6 mm.

2.2 Circuito APC.

Una vez que se conocen las características del diodo laser se selecciona un dispositivo basado en lo siguiente:

1. En este punto no se conocen las características de la longitud de onda adecuada para poder transmitir en la troposfera. La selección se hace basada en la seguridad para protección de los ojos del diseñador. Se considera el tipo de protección a usar, tal como gafas con filtro óptico, el inconveniente para este tipo de protección es que las gafas son útiles para un cierto intervalo de longitud de onda, su costo es considerable (alrededor de \$100 USD). Para evitar esto, aunque

no es muy correcto, es utilizar una longitud de onda en la región visible, para iniciar el desarrollo de prototipo. Esto es porque se puede observar en qué lugar está el haz y cuál es su forma. De los dispositivos que emiten en la región visible son comunes en el rojo (622-780 nm) y son económicos. Por lo tanto se elige uno en esta longitud de onda.

2. La potencia del dispositivo es otro factor que se toma en cuenta en forma similar que el punto anterior. La prioridad es la protección de los ojos del diseñador. Para el desarrollo del prototipo se proyecta para un enlace horizontal a una distancia máxima de 500 m a 1 Km, pero se empieza el desarrollo para una potencia segura al diseñador, se elige 5 mW, en la salida de potencia óptica del laser.
3. Que el dispositivo sea fácil de conseguir.

El dispositivo elegido (uno entre muchos de este tipo) y que cubre los puntos anteriores es: HL 6724MG, de HITACHI; es un laser tipo N, clase IIIb [17]. Establecido lo anterior se sigue con el diseño del circuito de APC (Automatic Power Control), el circuito que realiza esta función para el laser seleccionado se muestra en la figura 2.11. El circuito es funcional para otros tipos de laser como tipo FM, MG y desde luego para el tipo N; sus características son descritas a continuación.

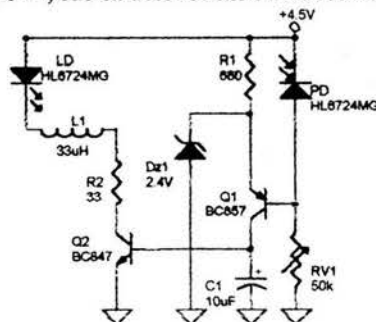


Figura 2.11. Circuito APC para el diodo laser.

El circuito APC propuesto en la figura 2.11 utiliza un mínimo número de componentes, su función obviamente es controlar la potencia óptica de salida en el diodo laser, controlando la corriente que circula por él. El diodo monitor proporciona la corriente de retroalimentación al circuito. El diseño se empieza por la corriente máxima que circulará por el diodo laser, según los datos del fabricante la corriente máxima $I_{OP} = 50 \text{ mA}$ para $P_o = 5 \text{ mW}$, esa es la corriente que circulará por el transistor Q_2 , un transistor que conduzca 100 mA es adecuado, se elige el BC 847 de montaje superficial. Para mayor versatilidad del circuito se puede optar por un transistor que conduzca hasta 500 mA, puesto que los lasers que tienen una salida óptica de 20 o 50 mW tienen un consumo mayor a los 100 mA pero menor que 500 mA; de esta forma se puede usar también el BC 337 en empaque SOT54. Su complemento es el BC 327. De este modo el uso del transistor BC 847 queda para la aplicación específica de lasers que demanden corrientes menores a 100 mA y donde el espacio y peso son considerados.

El circuito está regido por las siguientes ecuaciones:

$$I_{LD} = \beta_2 I_{B2} \quad (2.2.1)$$

$$I_{B2} = I_{E1} = \beta_1 I_{B1} \quad (2.2.2)$$

$$\therefore I_{LD} = \beta_2 \beta_1 I_{B1} \quad (2.2.3)$$

considerando que $I_{B1} = f(I_{PD}, I_{VR1})$ se tiene

$$I_{B1} = I_{VR1} - I_{PD} \quad (2.2.4)$$

así

$$I_{LD} = \beta_1 \beta_2 (I_{VR1} - I_{PD}) \quad (2.2.5)$$

donde I_{LD} = corriente del diodo laser; I_B = corriente de base del transistor correspondiente; $\beta \equiv h_{FE}$ = ganancia del transistor correspondiente; I_{PD} = corriente del fotodiodo; I_{VR1} = corriente de la resistencia de ajuste en la retroalimentación. A su vez

$$R_2 + R_{L_1} = (V_{cc} - V_{LD} - V_{CEQ_2}) / I_{LD} \quad (2.2.6)$$

para el caso cuando el transistor 2 esta en saturación y asignando valores

$$R_2 + R_{L_1} = (4.5V - 2.7V - 0V) / 50mA = 36 \Omega$$

la resistencia en el inductor es casi despreciable, el transistor 2 no llegará a operar en saturación por lo que el resistor puede ser $\leq 36\Omega$. La función de R_2 es de seguridad y el inductor L_1 impide variaciones bruscas en la corriente del diodo laser, debido al transitorio en el encendido del circuito. Su valor se determina por la respuesta natural de la red de salida, donde se encuentra el diodo laser, la respuesta completa está dada por

$$i = \left[\frac{(V_{cc} - 2.7V - V_{CE})}{R_2} - \frac{(V_{cc} - 2.7V - V_{CE})}{R_2} e^{-R_2 t / L_1} \right] u(t) \quad (2.2.7)$$

donde $V_{cc} = 4.5V$, $V_{CE} = 0V$, y $u(t)$ es un escalón para $t > 0$. Para una respuesta no muy lenta un valor de $33 \mu H$ para L_1 amortigua los cambios bruscos en el diodo laser. La gráfica de respuesta de la red de salida para la corriente, se muestra en la figura 2.12, generada en Micro-Cap [21].

En el transistor 1 se tiene un voltaje de colector regulado a $2.4V$ a través de R_1 al diodo Zener, su valor se determina teniendo en cuenta

$$I_{C2} / \beta_2 = I_{B2} = I_{C1} \approx (V_{CC} - V_{Z1}) / R_1 \quad (2.2.8)$$

puesto que I_{C2} se consideró de 50 mA y β_2 igual a 100 , entonces $I_{B2} \leq 500 \mu A$, de esto se tiene

$$R_1 = (V_{CC} - V_{Z1}) / (I_{C1} + I_{Z1}) = (4.5 - 2.4) / (500 \mu A + \approx 2.5 \text{ mA}) = 700 \Omega \therefore R_1 \leq 700 \Omega$$

el motivo de poner un diodo Zener en ese punto es porque para el circuito de control es vital su estabilización, el estado del transistor 1 se considera en saturación. Puesto que tal vez estará funcionando con otros circuitos que demanden una cantidad de corriente considerable, ellos producirán una baja de voltaje que puede afectar su funcionamiento. Pero un voltaje regulado evita esa situación.

La relación de R_1 y C_1 proporcionan una constante de tiempo para que $I_{C1} = I_{B2}$ varíe "lentamente" y se ajuste a los cambios de temperatura en el medio ambiente, esta medida protege al diodo laser con $I_{B2} \beta_2 = I_{LD}$, sin cambios bruscos. El valor de la constante de tiempo es

$$\tau = R_1 \times C_1 = 680 \times 10 \mu F = 6.8 \text{ ms} \quad (2.2.9)$$

Más tarde, cuando se considere la modulación para el diodo laser se apreciará que el capacitor también resulta útil para ese fin.

En la red de entrada a la retroalimentación se tiene $I_{B1} = I_{C1} / \beta_1 = 500 \mu A / 100 = 5 \mu A$; así

$$I_{B1} = I_{RV1} - I_{PD} \quad (2.2.10)$$

es la corriente máxima del fotodiodo, cuando la salida óptica es de 5mW, es de 2 mA para una temperatura de 50° C, entonces

$$I_{RV1} = I_{B1} + I_{PD} = 5 \mu A + 2 mA = 2.005 mA \Rightarrow R_{V1} = (V_{CC} - V_{R(PD)}) / I_{RV1} \quad (2.2.11)$$

evaluando se tiene

$$1.54 k\Omega \leq R_{V1} \leq 12.15 k\Omega \xrightarrow{P_O} 1 mW \leq P_O \leq 5 mW \quad |^{T=25^\circ C}$$

lo anterior es para que R_{V1} establezca el nivel de la potencia óptica de salida en los límites a la temperatura mencionada en la expresión (2.2.11). Para aceptar variaciones en las características de otros diodos laser que se usen, además del ajuste de la potencia óptica de salida deseada el valor de R_{V1} se establece de 50 k Ω , obviamente es un "TRIMPOT" de 50 k Ω .

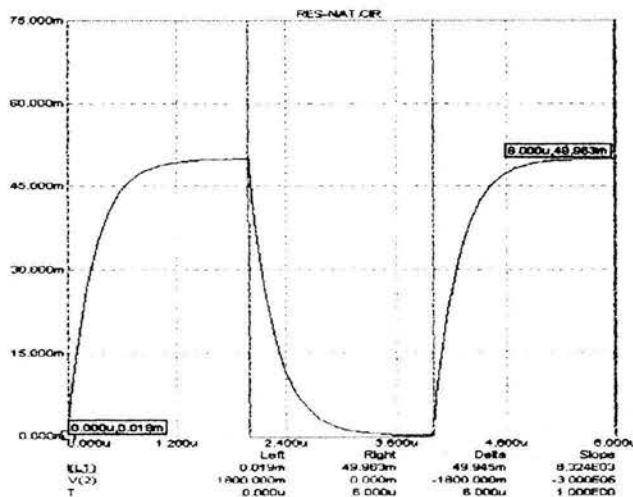


Figura 2.12. Comportamiento de la corriente del diodo laser para $L_1=33 \mu H$

Como algo adicional, en lugar del diodo Zener puede ser utilizado un LED, que proporciona un voltaje entre terminales de $\approx 1.8 V$ en sentido directo, esto puede servir como indicador de encendido del laser y ahorrarse el diodo Zener y otro resistor. Se recomienda un LED de color verde para indicar que el laser está en funcionamiento.

2.3 Modulador.

El modulador superpone la señal de información (análógica o digital) sobre la fuente. Los moduladores ópticos son básicamente de dos tipos: internos o externos, la figura 2.13 los muestra. Un modulador interno es uno en el cual la propia fuente es directamente modificada por la señal de información para producir un campo óptico modulado. La modulación de amplitud o en intensidad puede ser impuesta variando la corriente de la fuente óptica, como se observa en la figura 2.13a.. La modulación en pulso es fácilmente aplicada a un diodo por la conducción de corriente arriba y abajo de un punto de operación. Este tipo de modulación generalmente esta limitada al intervalo de la región lineal de las características de potencia.

En la modulación externa, figura 2.13b, la fuente de luz es enfocada a través de un dispositivo externo, cuyas características de propagación son alteradas por la señal moduladora. Tales sistemas tienen la ventaja de utilizar la potencia total de la fuente. La modulación es lograda a través del efecto electro-óptico o electro-acústico del material, en el cual una corriente externa puede modificar las propiedades de transmisión (índice de refracción, polarización o dirección del flujo) de la luz insertada.

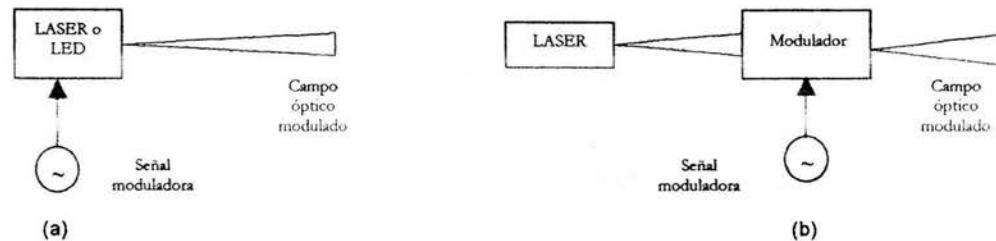


Figura 2.13. Moduladores ópticos: (a) interno, (b) externo.

En este trabajo se utilizará la modulación interna, ya que resulta mucho más fácil de realizar y es económica. Dependiendo de la aplicación, este tipo de modulación puede subdividirse en tres grandes categorías.

Modulación de señal grande: aquí el laser es puesto a encendido y apagado, es decir, la corriente pasa de estar por encima del valor umbral a estar por debajo del mismo. La respuesta del laser es bastante lenta con esta modulación (~ 10 ns). Por lo general no se utiliza para comunicaciones ópticas debido a la respuesta tan lenta y debido a la anchura espectral de salida. De hecho la respuesta en gran señal de un laser no es mucho mejor que la de un LED. La modulación del laser es este caso significa inyectar corrientes por debajo y por encima del valor de umbral. El valor inicial puede ser cero. El proceso físico que ocurre se puede considerar como sigue. Antes del salto de corriente, la concentración de portadores en la región activa del laser vale cero. Cuando aparece el salto de corriente, la concentración de portadores aumenta y la ganancia del dispositivo también empieza a aumentar. Sin embargo, hasta que la ganancia no alcance el valor de las pérdidas de la cavidad, habrá muy pocos fotones que sean emitidos fuera de la cavidad. Por tanto, durante un tiempo t_d no emergerán fotones del dispositivo. Cuando la concentración de portadores alcance el umbral alcanzará la emisión estimulada, y cuando se sobrepase la misma aumentará la emisión de fotones. La mayor emisión de fotones a su vez reduce la concentración de portadores mediante una recombinación estimulada de pares electrón-hueco. Produciendo por lo tanto oscilaciones amortiguadas en la concentración de portadores y en la emisión de fotones, hasta alcanzar el equilibrio.

Modulación de señal pequeña: para este caso el laser está polarizado en un punto por encima del umbral y se le aplica una señal pequeña de AC. De esta forma no se tienen los inconvenientes que se presentan en la categoría anterior. Este método presenta la mayor respuesta en frecuencia pudiéndose alcanzar anchos de banda de hasta 50 GHz.

Modulación de código de pulsos: esta técnica de modulación es la más utilizada en las comunicaciones ópticas actuales. Es un híbrido entre la señal grande y pequeña. El laser está polarizado por encima de su valor de umbral y se le aplican pulsos de corriente (o tensión) de forma que la corriente va de un valor superior a otro inferior pero siempre, incluso en el estado bajo, por encima del valor de umbral del laser, alcanzando anchos de banda de hasta 10 GHz.

El último método para modulación de alta velocidad digital o pulsos se muestra gráficamente en la figura 2.14, referido al HL6724MG. Esta curva inicialmente se introdujo en la figura 2.1a, como la

curva de corriente contra la salida óptica típica de un diodo laser. Para tomar la ventaja total de la respuesta superior en el tiempo de un diodo laser, la corriente de entrada para el estado de “apagado” o “0” se ajusta a un nivel justo arriba de I_{th} . El estado de “encendido” o “1” se ajusta al valor máximo coincidente con el intervalo de operación lineal del dispositivo en su salida óptica. A este nivel de corriente de entrada, en la salida óptica predomina la emisión estimulada (o luz laser coherente). Cuando la señal de entrada se envía al estado de “apagado”, el diodo laser está aún predispuerto ligeramente arriba de I_{th} , de este modo se usa la ventaja de un tiempo de respuesta rápido asociado con la emisión estimulada. En este estado, la emisión estimulada aún ocurre, pero a un nivel de potencia óptica de salida menor. En este modo el diodo laser es modulado por pulso, con un circuito especializado que debe corregir el lento cambio en la temperatura y un gradual envejecimiento del propio diodo laser. El circuito es como el propuesto en la figura 2.11 al cual le falta la red de entrada para que el diodo laser pueda ser modulado.

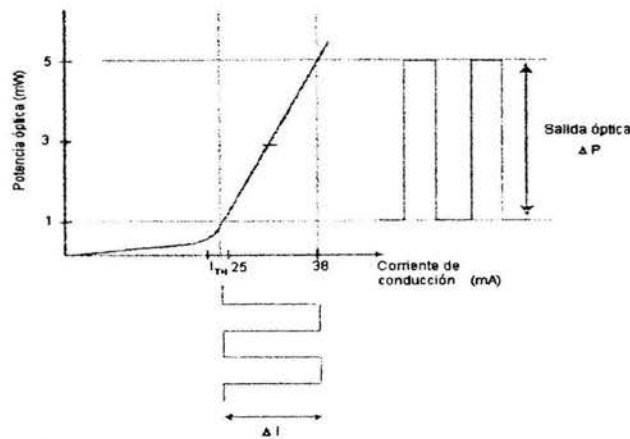


Figura 2.14. Modulación de pulso para el diodo laser HL6724MG.

En la figura 2.14, se observa un ejemplo típico para modulación de un diodo laser, aplicado a comunicaciones ópticas de alta velocidad [15]. La corriente de umbral para este dispositivo es típicamente de 25 a 35 mA. El nivel de corriente de “apagado” es alrededor de 31 mA, el cual corresponde a una potencia de salida óptica de 1 mW a 25° C. El nivel de corriente de salida de “encendido” es de 39 mA, el cual corresponde a una potencia de salida óptica de 5 mW a 25° C. La variación de potencia de salida es de 4 mW y el diodo laser aún opera en la región lineal de la curva. Para establecer esta modulación de la luz, la corriente debe ser variada desde ≈ 31 -39 mA. El circuito de la figura 2.11 se completa para lograr lo anterior y su evolución se representa en la figura 2.15.

Para una modulación eficiente, es deseable que la salida del laser se deslice arriba y abajo de un punto medio en un nivel predispuerto. Para una máxima excursión, el punto medio se establece en 3 mW. Para lograr esto se coloca un amperímetro entre el cátodo del diodo laser y el inductor L_1 , midiendo I_{C1} para que alcance la I_{LD} que proporciona el fabricante del diodo laser, de acuerdo a la temperatura, a la que por lo general va a operar. Como se mencionó en la descripción del circuito APC, R_{V1} ajusta el valor de $I_{C1} = I_{LD}$, obteniendo así la potencia deseada en la salida óptica.

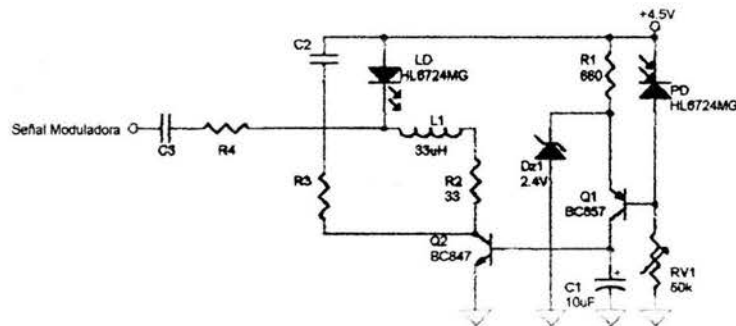


Figura 2.15. Modulación de diodo laser en el circuito de APC.

Otra forma de realizar este ajuste es utilizar un analizador de haz laser como el “LabMaster” (de COHERENT Auburn Group) [33], en el cual se puede medir la potencia del laser y otras características del laser como: energía, análisis de espectro y la forma del haz. En otros sistemas es posible medir la longitud de onda de la luz laser. Son excelentes, el problema para usarlos en el desarrollo de este sistema estriba en su elevado costo. Y para consulta en algún centro de investigación es difícil, porque al ser costosos, su uso es extremadamente restringido. Por lo tanto el desarrollo del sistema experimental está basado en datos de los fabricantes y cálculos teóricos. Esta es una de las razones de por qué el sistema experimental que se desarrolla se utiliza un diodo laser en 670 nm, al ser visible se pueden ajustar otras características como divergencia y astigmatismo.

La figura 2.16 muestra la curva teórica de la salida óptica contra la corriente de entrada, usando el HL6724MG. Una condición para la modulación requiere que el diodo laser sea predispuerto a un cierto nivel de corriente; esta condición resulta cuando el dispositivo opera aproximadamente a la mitad de la curva de producción de luz laser. Este nivel de corriente preestablecido, I_B , se definió desde las especificaciones del dispositivo. Se puede ver que I_B tiene como resultado una producción de potencia de salida P_B . En este caso se varía la corriente de modulación ΔI , para producir una onda cuadrada con un ciclo de trabajo (duty cycle) del 50%. Una señal análoga a la entrada, tal como una onda seno, puede también ser usada. Puesto que las variaciones en la corriente de entrada permanecen dentro de las dos líneas verticales punteadas, el diodo laser operará en la porción lineal de su curva de producción laser.

Para mantener esta condición de operación, P_B debe permanecer constante. Esta es una de las funciones descritas en el circuito de la figura 2.15. Si la corriente excursiona dentro del quiebre de la curva, la salida de luz será distorsionada. La operación abajo del quiebre produce solo emisión espontánea con una lenta respuesta en el tiempo, figura 2.16.

El circuito mantiene el nivel de I_B mientras permite rápidos cambios en la corriente ΔI . Para asegurar que esto suceda, el valor de C_1 debe ser suficientemente grande tal que los cambios causados en la entrada por la corriente de modulación no afecten el punto de operación I_B . Este capacitor disminuye la respuesta en el tiempo de Q_2 y protege al diodo laser de transitorios al encendido de la fuente de potencia. La constante de tiempo es la que se expreso en la ecuación (2.2.9).

Aplicando un voltaje de modulación en la red de entrada, a través de C_3 y R_4 , se imprimen cambios en la corriente de ΔI sobre el punto de predisposición, I_B . Este arreglo ofrece una forma simple de convertir el voltaje a la entrada a una corriente para modulación mientras se proporciona una buena linealidad. Una desventaja de esta técnica es que la mayoría de la potencia de entrada aparece en R_4 . El valor de C_3 se pone a un valor bajo, tanto como sea posible, para una buena respuesta a frecuencias altas. Para calcular los valores de R_4 y C_3 se hace lo siguiente: para el valor de R_4 se considera que $I_B = 35$ mA con $P_B = 3$ mW, para la excursión a máxima $P_{o\text{ máx}} = 39$ mA, de aquí se hace el cálculo de corriente en AC para la contribución de la fuente de voltaje moduladora a la corriente que circulará por el diodo laser, así

$$R_4 = (V_{SM} - V_{LD}) \div 4 \text{ mA} = (4.5 \text{ V} - 2.7 \text{ V}) \div 4 \text{ mA} = 450 \Omega \quad (2.3.1)$$

donde V_{SM} , es el voltaje de la señal moduladora con un voltaje pico de 4.5 V; V_{LD} es el voltaje de diodo laser, según el fabricante $V_{LD} = 2.7 \text{ V}$ para $P_o = 5 \text{ mW}$. Los 4 mA se consideran para que sumados a I_B den la I_{LD} que produzca 5mW en P_o . Asumiendo que la señal moduladora es simétrica en sus excursiones, la corriente I_{LD} será de 31 mA en su mínima excursión y producirá $P_o \approx 1 \text{ mW}$.

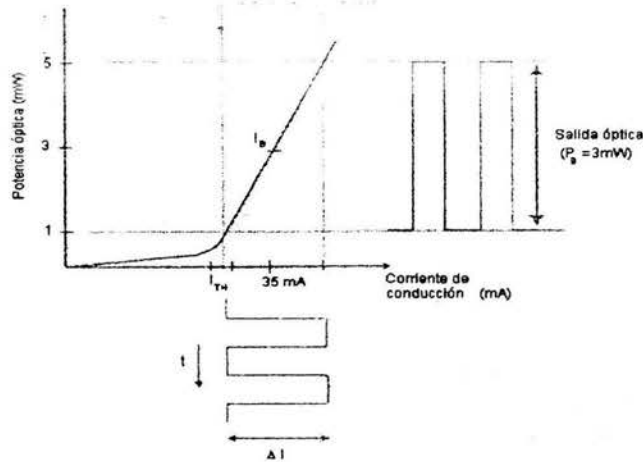


Figura 2.16. Salida óptica modulada contra corriente de entrada moduladora.

El valor de C_3 es función de la duración de un pulso, en el caso de una señal moduladora como en la figura 2.16, junto con R_4 generan una constante de tiempo τ_p , esta debe ser lo más pequeña posible para que se ajuste al tiempo de duración de un pulso. Suponiendo que la duración del pulso es de 1.5 μs

$$C_3 = \tau_p \div R_4 = 1.5 \mu\text{s} \div 450 \Omega = 3.33 \text{ nF} \quad (2.3.2)$$

La duración del pulso es un valor adecuado, suponiendo que la velocidad de transmisión se toma de un puerto serial. Para otras velocidades de transmisión más altas, los valores de R_4 y C_3 deben ser calculados nuevamente, considerando también el voltaje de la fuente moduladora.

Durante el proceso de modulación, C_2 y R_3 sirven como función de amortiguamiento del efecto resonante causado por el inductor L_1 . Es una red que absorbe la energía de los impulsos súbitos, por lo general es llamada una red "Snubber". Para determinar los valores de los elementos se considera: la frecuencia de resonancia ω_0 , del circuito RLC serie, en la red de entrada para la señal moduladora, ahí

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_3}} = \frac{1}{\sqrt{33 \mu\text{H} \times 3.33 \text{ nF}}} = 3.0166 \text{ E6 rad/s} \Rightarrow f = 480.1103 \text{ kHz} \quad (2.3.3)$$

esta es la frecuencia a la que la red de amortiguamiento tiene que inhibir los impulsos perjudiciales al diodo laser, entonces se tiene que

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_2}} \Rightarrow C_2 = \frac{1}{(2\pi f)^2 L_1} \quad (2.3.4)$$

asumiendo que el resistor se escoge usualmente para el 30% del máximo de los impulsos

$$R_3 = \sqrt{\frac{L_1}{C_2}} \tag{2.3.5}$$

la expresión anterior es recomendada en la mayoría de las hojas de datos de fabricantes de tiristores [24]. Resolviendo entonces para C_2 y R_3 ; de lo anterior, es obvio que el valor mínimo de C_2 es

$$C_2 = \frac{1}{(2 \times \pi \times 480.1103 \text{ kHz})^2 \times 33 \mu\text{H}} = 3.33 \text{ nF} \Rightarrow C_2 \geq 3.33 \text{ nF}$$

aplicando la ecuación (2.3.5) R_3 es

$$R_3 = \sqrt{\frac{L_1}{C_2}} = \sqrt{\frac{33 \mu\text{H}}{3.33 \mu\text{F}}} = 99.5485 \Omega$$

de esta forma quedan definidos los valores del circuito APC con entrada para modular la luz laser.

Como una variante del circuito mostrado en la figura 2.15, en la figura 2.17 se muestra un circuito en que se sustituye el diodo Zener por un LED, el cual conservará un voltaje entre sus terminales alrededor de 1.8V – 2V. La variación es de LED a LED, no en el mismo dispositivo. Esto servirá como regulador de voltaje en el emisor de Q_1 (función que desempeña el diodo Zener) y como indicador del estado que guarda el diodo laser. El ajuste de este cambio también se logra ajustando R_{V1} .

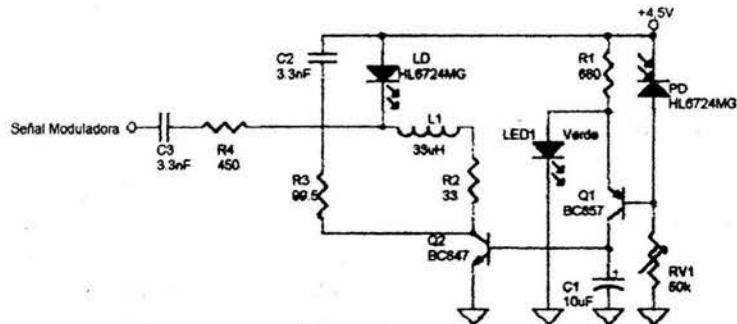


Figura 2.17. Circuito alternativo con LED en lugar de diodo Zener.

El método de modulación directa del diodo laser tiene la desventaja, respecto al proceso de modulación externa que cuando la corriente se incrementa rápidamente hacia el diodo laser, la densidad de portadores dentro de la estructura también se incrementa. Esto resulta en un incremento en la potencia óptica. Desafortunadamente, este cambio de la densidad de portadores también causa cambios en el índice refractivo de la región activa tendiendo a variaciones en la longitud de onda óptica emitida. Este cambio en la longitud durante el proceso de modulación es conocido como “chirp”. Esto significa que en el receptor deberá recibirse un intervalo de longitudes de onda, cercanas a la longitud de onda principal, un ancho de banda óptico. Para el HL 6724MG, el intervalo de longitudes de onda es de 20 nm, de 660 nm a 680 nm, la longitud de onda principal es de 670 nm.

Cuando un diodo laser se modula, un parámetro importante es el índice de modulación, el cual indica el grado de modulación; tal índice, denotado por m , se define como:

$$m = (0.5)\Delta I \div I_B \tag{2.3.6}$$

donde ΔI es la variación total de la corriente e I'_B es

$$I'_B = I_B - I_{TH} \quad (2.3.7)$$

Un índice de modulación de 0.9 a 1.0 proporciona una señal de buena calidad de transmisión. Utilizando la curva de salida óptica de la figura 2.19 se tiene lo siguiente, para el diodo laser HL6724MG que tiene una corriente de umbral de 25-35 mA, según la temperatura, si la corriente es de 30 mA a 25° C, con $I_B = 35$ mA; la variación de corriente necesaria para producir un índice de modulación de 0.9 es

$$I'_B = I_B - I_{TH} = 35mA - 30mA = 5mA$$

$$m = 0.9 = (0.5)\Delta I \div 5mA \Rightarrow \Delta I = (0.9 \times 5mA) \div (0.5) = 9mA$$

La mitad de esta corriente es usada para deslizar la señal debajo de I_B y la otra mitad para deslizarla arriba de la misma I_B . Así, la corriente se desliza desde un mínimo de 30.5 mA, hasta un máximo de 39.5mA.

Agregando una precaución a las que se mencionaron anteriormente, hay otra que debe tenerse en cuenta cuando se usen diodos laser con componentes ópticos. El diodo laser es muy sensible a su propia luz reflejada. Si la luz viaja hacia atrás, dentro de la cavidad resonante del laser, resulta en un incremento del ruido. La luz reflejada varía con la amplitud y la fase, perturbando el proceso de producción laser dentro de la estructura de Fabry-Perot. Si la luz reflejada incide en el fotodiodo, el circuito de compensación será afectado debido al exceso de corriente que se producirá en él. Para prevenir que esta situación ocurra, deberán usarse lentes con antirreflejo o usar otra técnica óptica.

2.4 Línea de codificación.

Los LASERS tienen la capacidad de ser pulsados o modulados en intensidad como se describió anteriormente. Estos pulsos de luz deben ser puestos en un patrón particular usando un conjunto de reglas para que la señal recibida pueda ser decodificada. Para ello se hace uso de códigos binarios, para transmitir la señal óptica. Así el mensaje óptico transmitido consiste de secuencias de 0's y 1's. El cero puede ser cuando la fuente de luz se apaga y el uno cuando esa fuente se enciende. Existe una gran variedad de códigos de modulación que se usan, cada uno utiliza un conjunto de reglas que deben ser entendidos en el receptor para que la transferencia de información ocurra eficientemente. La selección de un código en particular optimiza la velocidad de transmisión y el desempeño del sistema. La modulación digital involucra la presencia o ausencia de pulsos para el diodo laser. En estos pulsos se tolera una ligera distorsión porque la altura, el ancho y la localización son lo más importante para una reproducción fiel de la señal transmitida, es decir, los parámetros del pulso pueden variar ligeramente y aún ser interpretados como un 1 o un 0.

Es obvio que la velocidad a la que estos pulsos son generados es la tasa de bits (Bit Rate, B). El tiempo de duración de cada pulso T_b es el período del bit o "bit period", así $B = 1/T_b$.

Como se dijo el circuito transmisor convierte la señal digital eléctrica en la entrada, en pulsos de luz a la salida. El esquema de transmisión digital más simple requiere que la fuente de luz se encienda, para que un 1 sea transmitido. Consecuentemente cuando la fuente se apaga se transmite un 0. Estos símbolos ocurren durante un intervalo de tiempo de ancho T_b .

Para la aplicación específica de transmisión en la atmósfera habrá factores que distorsionen el pulso inicial de la señal óptica. Estos factores incluyen la atenuación dentro del medio de transmisión, ruido eléctrico y otras fuentes de ruido. Los errores en la transmisión resultarán si estos factores no están bajo control. Una medida del desempeño del sistema es la tasa de errores de bits (Bit Error Rate,

BER); como se sabe, se estima dividiendo el número de errores durante un intervalo de tiempo dado, por el número de segmentos de tiempo T_b , o símbolos transmitidos durante este mismo intervalo de tiempo. El circuito receptor depende de la integridad de la señal transmitida; cuanto mejor sea la calidad de la señal transmitida ocurrirán pocos errores.

Los pulsos transmitidos en el circuito electrónico, de la señal que se quiere transmitir, tienen un tiempo de ascenso finito para alcanzar su valor máximo; ello restringe el ancho de banda del dispositivo ya que ese ascenso del pulso no es instantáneo. El ancho de banda eléctrico a 3 dB, de un transmisor se determina a partir del tiempo de ascenso del pulso, desplegado en el pulso de salida. La fórmula empírica estándar esta dada por [15]

$$B = 0.35 \div \tau_R \quad (2.4.1)$$

En esta fórmula, B es el ancho de banda y τ_R es el tiempo de ascenso medido en el pulso, desde el 10% al 90% de la altura total, en el borde de ascenso. Esto se toma en cuenta en el circuito que proporciona la señal moduladora en la figura 2.15. Y para un circuito transmisor con un LED, resistor e impulsor o "driver", es más notoria la limitación del ancho de banda eléctrico. Si el transmisor presenta un tiempo de ascenso de 11 ns, a la entrada de un pulso cuadrado $B = 0.35/11E-9s = 31.8\text{MHz}$. Para señales de entrada más rápidas que la anterior, el límite de 3 dB será excedido debido a la limitación del tiempo de ascenso.

Los códigos de modulación óptica son comúnmente usados en muchos sistemas electrónicos como calculadoras, impresoras computadoras personales entre otros. Esos dispositivos comúnmente incluyen una unidad de control remoto inalámbrico IR. Al ser más comunes el precio de los componentes utilizados se hace menor.

Lo anterior es principalmente tomado en cuenta para la selección del esquema de modulación y técnica de codificación. El sistema experimental que se desarrolla está orientado para una baja velocidad de transmisión, como en un puerto serial que es de 115.2 Kbps. Si se desarrolla un sistema que sea mayor a 1Mbps su costo se incrementa, y para el tipo de aplicación estará subutilizado. Aunque podría aplicarse a enlaces de computadoras personales vía puerto USB. Para el caso del puerto serial también puede hacerse lo anterior, pero obviamente a una velocidad de 115.2 Kbps. Aunque al final, el uso de la velocidad de transmisión, tipo de modulación y técnica de codificación es relativo, porque el ancho de banda que proporciona el laser, como se vio, es del orden de THz. Y si se elige uno u otro estará en función de las necesidades que exija la aplicación.

Por razones de economía aquí se utilizará la modulación IrDA/SIR. La formación de la IrDA (Infrared Data Association) en 1993, propuso un estándar serial infrarrojo (Serial Infrared, SIR), desarrollado por compañías como HP, IBM y SHARP que usaba en su velocidad de transmisión 115.2 Kbps. El rango de transmisión para la primera revisión, IrDA 1.0, era de una distancia superior a 1 metro. La revisión actual IrDA 1.1, especifica una distancia de transmisión superior a 3 metros entre dispositivos compatibles. Y la velocidad de transmisión de datos se incremento a 4 Mbps. Puesto que se usa un protocolo estándar, el equipo que cuenta con IrDA de diferentes compañías resulta compatible.

Las ventajas de usar IrDA son: una construcción simple, bajo consumo de potencia y eficiencia en la transmisión de datos. Con la adopción de este estándar, resulta en una gran reducción del número de protocolos. Esto significa que los fabricantes de circuitos integrados (Integrated Circuits, IC) pueden ofrecer controladores de infrarrojos (Infrared, IR), circuitos codificadores y decodificadores, *transreceptor* (también llamado *transceptor*) y muchos otros circuitos integrados relacionados; a un bajo costo debido al gran volumen de fabricación que involucra. Esto causa que sean bajos los precios en dispositivos IR.

El IrDA estándar cubre al menos tres áreas que son: especificaciones físicas (Physical Layer Specification), protocolo de acceso de enlace (Link Access Protocol, IrLAP) y protocolo de administración del enlace (Link Management Protocol, IrLMP).

IrDA Physical Layer.

El nivel físico del estándar IrDA concierne a las especificaciones para el código de modulación, ancho del pulso y otros parámetros. Para empezar el transmisor debe cumplir con una radiación óptica, en el pico de la longitud de onda, entre 850 y 900 nm. La cual deberá ser modificada, en la próxima revisión, debido a que otros sistemas utilizan el esquema de modulación de IrDA a diferentes longitudes de onda a las especificadas. La intensidad de emisión en la dirección axial deberá estar entre 40 a 500 mW / steradian (sr) dentro del rango de un ángulo medio de $\pm 15^\circ$ a $\pm 30^\circ$; aplicable cuando se utiliza un IRLED. El código de modulación usado es un regreso a cero invertido (Return to Zero Inverted, RZI). Dentro de este código, un 0 se transmite como un pulso único y un 1 como la ausencia del pulso. El ancho del pulso puede ser tan corto como 1.6 μ s a un máximo de 3/16 del período del bit. La corta duración de los pulsos ayuda a reducir la disipación de potencia. Esto se extiende a la vida útil de la batería que soporta al dispositivo.

Algunas de las especificaciones para los receptores incluyen un ángulo de vista de 30° esto ayuda a reducir la interferencia óptica externa. Cuando se utilizan fotodiodos que tienen un ángulo de aceptación de 135° , se deben de usar lentes para restringir este ángulo para que este dentro de las especificaciones. Muchos fabricantes de fotodiodos ahora producen dispositivos que se apegan a tales especificaciones. La cantidad de energía óptica en el receptor debe estar entre 4 μ W/cm² a 500 mW/cm². Esto presenta un problema en el diseño cuando se usan componentes discretos. Por ejemplo si un receptor está optimizado para recibir una energía óptica de 4 μ W/cm² el nivel puede fácilmente saturarse cuando se recibe un nivel tan alto como 500 mW/cm². Para este caso, un circuito de control automático de ganancia (Automatic Gain Control, AGC) puede ser la solución para proporcionar un amplio rango dinámico.

Hay muchos dispositivos disponibles que pueden ayudar en el diseño de un enlace de datos con IrDA. Un dispositivo tal como un módulo transreceptor contienen el IRLED, fotodiodo y el transmisor / receptor, todo en el empaque del mismo circuito integrado. Pero obviamente este caso no resulta útil para la aplicación específica del sistema que se desarrolla. La ventaja de usar un dispositivo con todo incluido es la inmunidad a la interferencia electromagnética (Electro-Magnetic Interchange/Interference, EMI).

Una mejor razón señal a ruido (Signal to Noise Ratio, SNR) puede lograrse en un circuito integrado transreceptor que carezca de la optoelectrónica, que también están disponibles. Estos dispositivos son de ayuda en el diseño donde las características ópticas particulares necesitan ser incorporadas, como en el sistema que se desarrolla. En este caso, en el diseño se especifican los elementos de optoelectrónica y uso de lentes que mejor se ajusten a las necesidades del propio diseño, en este caso se requiere poner atención a la EMI. El transmisor y el receptor necesitan una interface hacia otro hardware electrónico que proporcione la función de codificación y decodificación de la secuencia serial de bits [15,25].

El tipo de transceptor sin la optoelectrónica adjunta resulta el mejor para el sistema que se desarrolla, buscando entre los muchos fabricantes de este tipo de dispositivos se opta por usar el chip: CS 8130, de CRYSTAL semiconductors [18]. Sus características importantes respecto al transmisor se exponen al terminar los 2 siguientes puntos.

Link Access Protocol (IrLAP).

El siguiente elemento en el estándar IrDA cubre el software requerido para conectarse a otras máquinas y resolver los conflictos de direccionamiento, dar de alta la conexión, intercambio de información y desconexión. IrLAP fue derivado de un estándar de comunicación de datos asíncrono existente conocido como HDLC. La estructura del marco y del byte (Frame and Byte) del paquete de IR son descritos en este protocolo así como la metodología de detección de errores. Una importante

función de este protocolo concierne a la relación entre una estación de comunicación primaria y una o más estaciones secundarias. Todas las transmisiones van desde una estación primaria [25].

Link Management Protocol (IrLMP).

El software IrLMP administra las funciones y aplicaciones proporcionada por el IrLAP. Determina qué equipo y servicio está disponible en cada una de las máquinas, y entonces resuelve convenientemente parámetros tales como: velocidad de transmisión y tiempo de cambio del enlace. Por ejemplo puede proveer conexiones de enlace de datos múltiples sobre una conexión proporcionada por el IrLAP [25].

El transceptor.

El CS 8130 es un transceptor que soporta 3 formatos de transmisión de datos para infrarrojos: IrDA/HPSIR, 500 KHz ASK y 38 KHz ASK (TV Remote). También tiene un modo de acceso directo, el cual omite el paso por los codificadores y decodificadores del CS 8130 y da un acceso directo de los datos hacia el IR, figura 2.18a [18]. Este modo es para situaciones donde la codificación y/o decodificación es hecha externamente. Lo que representa una excelente opción para el diseño del sistema, si se opta por no usar IrDA o ASK.

Los modos pueden ser independientes para transmitir y para recibir, aunque no es usual, pero tiene la posibilidad de hacerlo. La figura 2.18b muestra el diagrama a bloques de la trayectoria de transmisión del transceptor. Donde TXD viene de un puerto serial y D/C indica si lo que está en TXD se refiere a datos o al control del sistema.

Modo 1 IrDA/HP-SIR.

El CS 8130 permite una fácil realización de un IrDA compatible con el puerto IR (el IrDA Serial Infrared (SIR) Physical Layer Link Specification, Versión 1.0, abril 27 de 1994, es la referencia) la figura 2.19 muestra el formato de este modo. Un pulso de energía de IR indica un nivel lógico "0". Din IR indica un nivel lógico "1". El pulso puede ser desde 3/16 del tiempo de una celda de un bit a 115.2 Kbps (~ 1.6 μ s), a 3/16 del tiempo de la celda de un bit a 2.4 Kbps (~ 78 μ s). El ancho del pulso puede ser fijado a 1.6 μ s para todos los baudios (Baud Rate).

Modo 2 500 KHz ASK.

La figura 2.20 muestra el formato de datos para el modo 2. Este es un tipo de sistema de onda portadora (Carrier Wave, CW), donde la presencia de una portadora de 500 KHz es tratada como un "0" y la ausencia de dicha portadora es tratada como un "1". Normalmente se usan velocidades de 9.6 Kbps, 19.2 Kbps y 38.4 Kbps.

Modo 3 38 KHz ASK (TV remote mode).

La figura 2.21 muestra el formato de datos infrarrojos para el modo 3, el modo de control remoto de TV. Es similar al modo 2, excepto que la frecuencia de modulación es de ~38 KHz. La velocidad del infrarrojo es de aproximadamente 2.4 Kbps. Aunque se debe tener cuidado respecto a la frecuencia de modulación y a la velocidad de transmisión, porque varía significativamente de diferentes fabricantes y modelos de control remoto.

Modo 4 Modo de acceso directo.

En el modo 4, en la transmisión de IR se envía directamente lo que está presente en TXD. Un "1" lógico significa que el LED esta apagado, un "0" lógico indica que el LED esta encendido. Se debe tomar la precaución de asegurarse que la salida no este continuamente encendida, de otro modo puede dañarse el dispositivo emisor de luz.

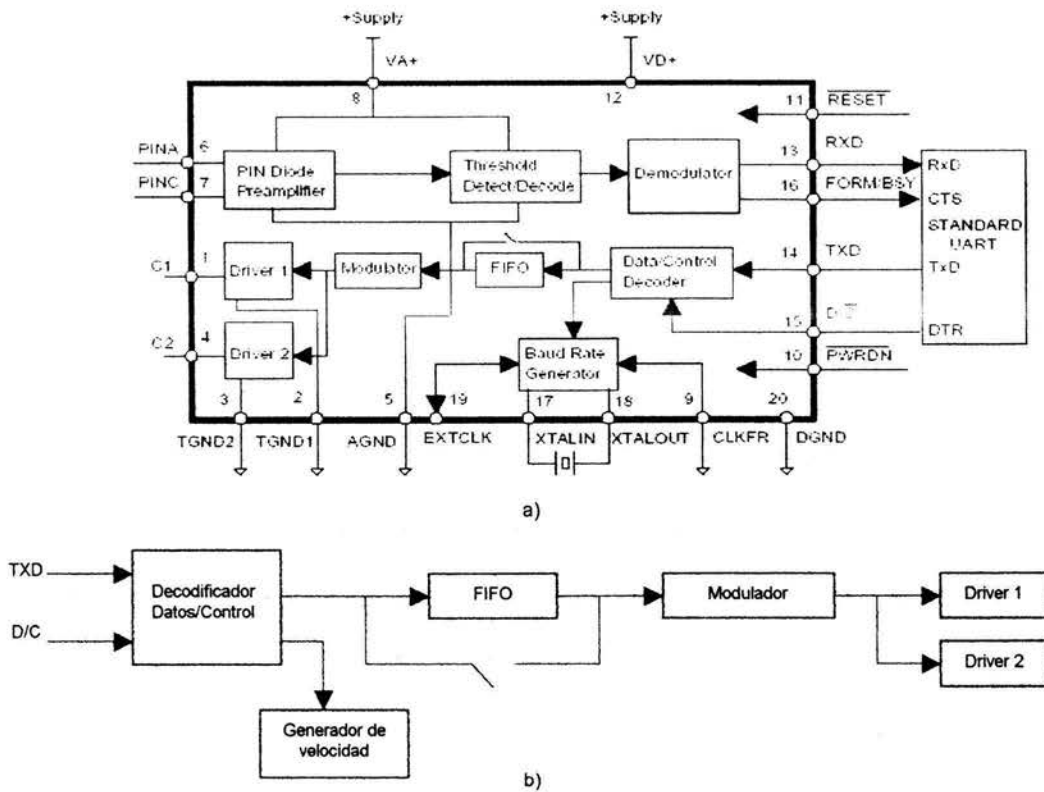


Figura 2.18. Transceptor: a) diagrama completo del CS 8130, b) trayectoria del transmisor.

En las figuras 2.19 a 2.21 [18] también se muestra el diagrama de tiempo en el receptor, pero se abordará en los siguientes capítulos. También se hace referencia en la salida a un LED, esto es porque por lo general se coloca un LED infrarrojo, resulta útil aunque para esta aplicación será el circuito del laser el que se acoplará a uno de los drivers. Para este sistema, en TXD se propone conectar al puerto RS 232, a través de un acoplador de niveles de TTL a RS-232 y viceversa. Lo mismo sucederá para D/C y RXD.

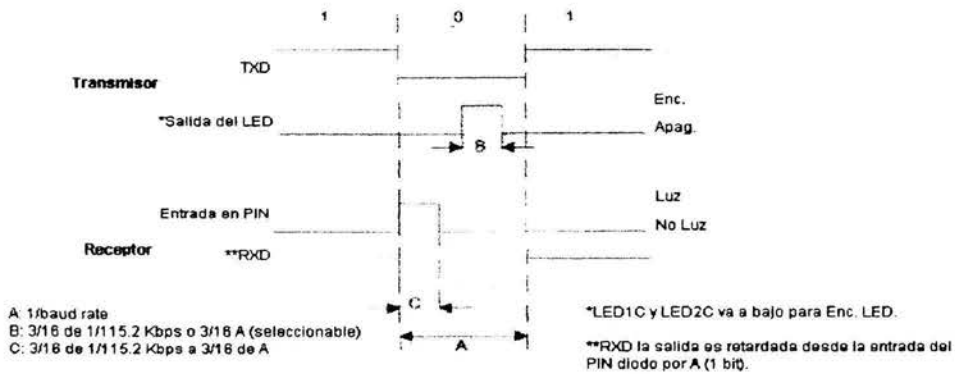


Figura 2.19. Formato de datos. Modo 1 (IrDA/HPSIR).

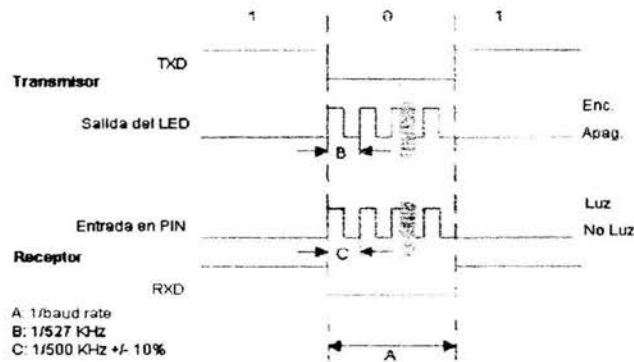


Figura 2.20. Formato de datos. Modo 2 (500 KHz ASK).

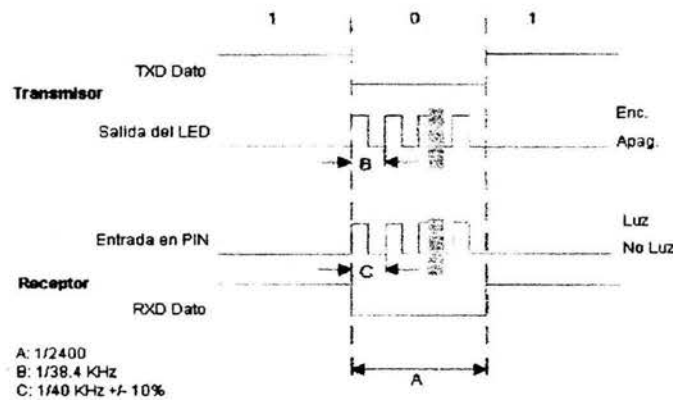


Figura 2.21. Formato de datos. Modo 3 (TV Remote, 38 KHz ASK).

Respecto a esto resulta útil controlar el estado del circuito del laser (encendido / apagado), además de poner los datos a transmitir como señal moduladora; aunque también será posible conectarse a un μC en lugar de una PC, en ese caso no es necesario el acoplador de niveles. En la figura 2.18a, FIFO (First Input Firsts Output) indica una pila para uso del modo 3 (TV remote), debido a la baja velocidad de transmisión de los datos es necesario ponerlos en un sitio esperando a ser transmitidos. La figura 2.22a muestra el diagrama a bloques organizando al tranceptor con el laser y su módulo de control, en la 2.22b se muestra el circuito de control cuando se conecta al puerto serial RS 232 de una PC.



Figura 2.22. Transmisor con laser: a) diagrama a bloques, b) circuito de control con acoplamiento a RS 232.

En la figura 2.22, el circuito de control y acoplamiento está en función de la señal RTS del puerto serial, pin 7 del conector DB9 en una PC, la que a su vez responderá a un software de control al transeceptor, operado por el usuario del sistema. El funcionamiento del circuito electrónico es como sigue: en la terminal de RTS se encontrará un voltaje $\pm V$, en caso positivo se refiere a un "0" lógico y el negativo a un "1" lógico; el rango del voltaje para describir cada uno de los niveles lógicos se encuentra en $\pm 3V$ a $\pm 15V$, respectivamente. Lo anterior se aplica a las terminales de control y datos en el puerto serial de comunicaciones RS 232, conector DB 9. Cuando se aplica un "0" lógico en la terminal RTS pondrá en saturación al transistor Q3 el cual hará lo propio con Q4; los resistores de R5 a R6 sirven para polarizar a los transistores y poner su operación en corte o saturación, funcionando como interruptores. De este modo para "+V laser" activará al circuito APC donde está el laser; cuando hay un "1" lógico Q3 queda en corte, al igual que Q4 y el diodo D2 conduce a una trayectoria de carga formada por R5 y R6, evitando el daño al transistor Q3, debido al incremento del voltaje inverso en base-emisor.

Con lo anterior queda establecida la electrónica y optoelectrónica para el transmisor, la trayectoria de recepción será tomada en cuenta en el capítulo del receptor; el circuito electrónico completo se expondrá en el último capítulo. Lo que sigue concierne al aspecto óptico, cuando se transmite el haz laser por el canal atmosférico.

2.5 Transmisor óptico – Formador de haz.

El campo de luz desde la fuente óptica, que es el laser, puede ser colectado y reenfocado por medio de óptica formadora de haz. La combinación de varios tipos de lentes situados a la salida del laser orientan la luz en una dirección particular.

En el desarrollo de este sistema se usa un tipo simple de formación de haz comúnmente usado en enlaces espaciales, como se muestra en la figura 2.23. Una combinación de lentes convergente y divergente situadas a la salida de la fuente óptica produce un haz colimado (genera haces paralelos); comúnmente se usa una lente biconvexa. Idealmente, la lente convergente enfoca el campo de luz de la fuente a un punto (el foco) y la lente divergente lo expande generando un haz perfecto. El colimador se monta en una superficie móvil para ajustar el punto focal, donde se encuentra el diodo laser

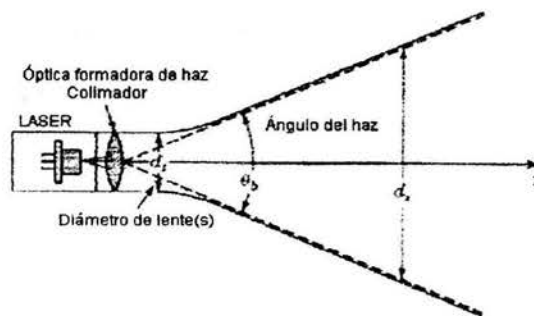


Figura 2.23. Formación del haz.

Realmente a la salida del colimador, el haz se expande, dispersándose durante la propagación con un diámetro (respecto al plano) de aproximadamente

$$d_z = d_t \left[1 + \left(\frac{\lambda * z}{d_t^2} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (2.5.1)$$

donde λ es la longitud de onda, d_t es el diámetro de la lente de salida y z es la distancia desde la lente [12]. Ajustando la posición del colimador respecto del punto focal, la dispersión del haz se modifica a la distancia z . En el sistema que se desarrolla se utiliza una lente biconvexa como colimador de 5mm de diámetro asumiendo que se quiere tener un alcance de 500m, el laser es el HL 6724MG, aplicando la ecuación (2.5.1) se tiene

$$d_z = 5mm \left[1 + \left(\frac{670nm * 500m}{5mm^2} \right)^2 \right]^{1/2} = 67.186 mm$$

En los puntos que están dentro del campo cercano ($\lambda z/d_t^2 < 1$), para el sistema $z < 37m$, la luz que emerge es colimada con un diámetro igual al diámetro de la lente. Esto es, la luz parece uniforme a la salida sobre toda la lente. En el campo lejano ($\lambda z/d_t^2 > 1$) el diámetro del haz se expande con la distancia y parece como si la luz estuviera emergiendo desde una fuente puntual con un ángulo en el plano de aproximadamente

$$\theta_b \cong \frac{\lambda}{d_t} rad \Rightarrow \theta_b \cong \frac{670 nm}{5 mm} = 134 \mu rad \quad (2.5.2)$$

θ_b es el ángulo del haz en el transmisor, limitado por la difracción. La expansión del campo lejano desde la fuente está por lo tanto confinado a un ángulo sólido de dos dimensiones de aproximadamente

$$\Omega_{2b} = 2\pi \left[1 - \cos\left(\frac{\theta_b}{2}\right) \right] \approx \left(\frac{\pi}{4}\right) \theta_b^2 \Rightarrow \Omega_{2b} = 14.102 E - 9 sr_2 \quad (2.5.3a)$$

(sr = steradian) y el ángulo sólido en tres dimensiones, definido por Ω_b se define como

$$\Omega_b = \pi \text{sen}^2(\theta_b / 2) sr = \pi \text{sen}^2(134 \mu rad / 2) = 14.1026 E - 9 sr \quad (2.5.3b)$$

Esto es una ventaja comparado con los transmisores de RF donde el haz de la antena usualmente es del orden de grados. La ventaja óptica del enfoque de la fuente se enfatiza convirtiendo la ganancia efectiva de una antena. De la teoría de antenas [14,12], un transmisor con un ancho de haz dado por la ecuación (2.5.2) tendrá la antena una ganancia efectiva de

$$G_{Tmax} = \frac{4\pi}{\Omega_b} \approx \left(\frac{4d_t}{\lambda}\right)^2 \Rightarrow G_{Tmax} dB \approx 10 * \text{Log} \left[\left(\frac{4 * 5mm}{670nm}\right)^2 \right] = 89.4991 dB \quad (2.5.4)$$

El mejoramiento sobre una antena de RF es considerable, cuando es común que para una antena de 4m de diámetro se tenga una ganancia de 53dB a una frecuencia de 14GHz, con una eficiencia del 60% [12,29]. Considerando una antena isótropa cuya expresión de ganancia está dada por

$$G_{Tmax} = \eta \left(\frac{\pi D}{\lambda}\right)^2 = \eta \left(\frac{\pi D f}{c}\right)^2 \quad (2.5.5)$$

donde η es la eficiencia de la antena, D es el diámetro y λ es la longitud de onda con f como la frecuencia correspondiente [29]. Pero no todo es favorable al usar un pequeño haz, también dificulta el

apuntamiento, lo irónico es que su mayor ventaja resulta ser su principal desventaja. Aunque es posible diseñar un sistema que encuentre y siga al haz resulta complicado y como se mencionó en el capítulo 1 no será abordado aquí.

Al poner la lente colimadora sólo se generan haces paralelos persistiendo el astigmatismo debido a la naturaleza del diodo laser que presenta una superficie de emisión rectangular. En el sistema que se desarrolla no se necesita de una antena más grande, puesto que 500m no es una distancia considerable y resulta suficiente con utilizar la lente colimadora. En el caso de agregar una antena para mayor alcance, será necesario corregir el astigmatismo y dar circularidad al haz después del colimador. Para ello se utilizan lentes planas convexas, aunque la existencia del astigmatismo significa que cuando se usa una sola lente plana convexa el haz será corregido en una sola dirección θ_x o θ_y como lo indica la figura 2.24, porque P_x y P_y no convergen simultáneamente en el punto focal de la lente de corrección.

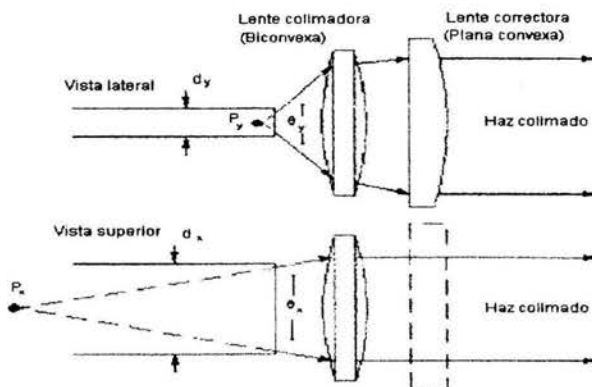


Figura 2.24. Uso de lente plano convexa para corregir el astigmatismo.

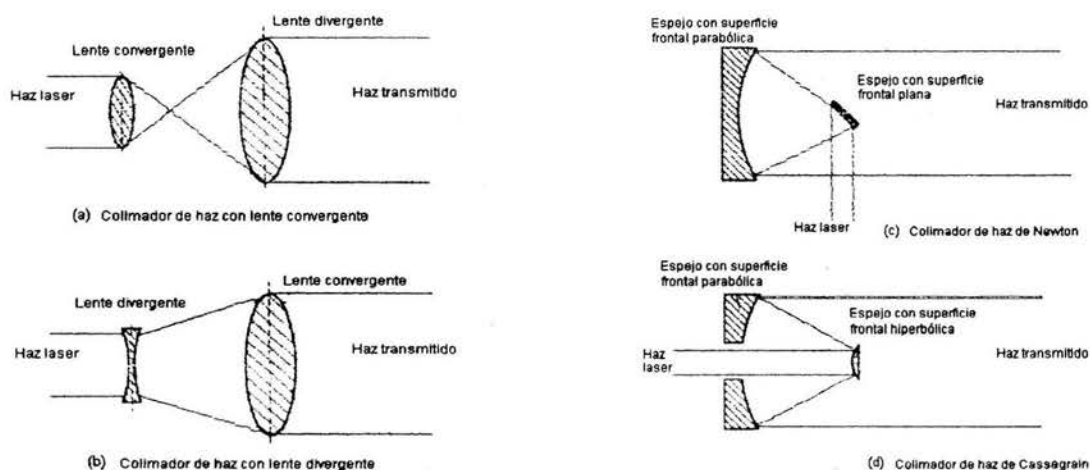


Figura 2.25. Transmisores: (a), (b) de óptica refractiva; (c) y (d) de óptica reflexiva.

De lo anterior es obvio que existe un astigmatismo residual y a esto se le suma la variación entre dispositivos; por lo general se corrige el astigmatismo en x para aproximar la circularidad con y . Existe otro método que utiliza 3 lentes tipo colimador y un segmento de fibra óptica, dos lentes a la

entrada y una a la salida del segmento de fibra óptica, con ello se corrige el astigmatismo además de agregar circularidad al haz.

Lo anterior es útil antes de acoplar el haz colimado a una antena de alta ganancia, que generará un haz de mayor diámetro y menor dispersión del mismo, a una mayor distancia. La antena transmisora deberá ser diseñada lo más cercana al límite de la difracción como sea posible puesto que esto resulta en un tamaño pequeño. Lo estrecho del ancho del haz está limitado por el error de apuntamiento, estos requerimientos ponen la limitación del diámetro de la antena que será de 10 cm a varios metros dependiendo de la longitud de onda de operación. La antena de transmisión puede basarse en óptica refractiva o reflexiva. Ambos tipos de antenas se muestran en la figura 2.25 [13,26]. Para tamaños pequeños de abertura, sólo con lentes es práctico formar la antena transmisora. Cuando el tamaño de abertura es de varios centímetros de diámetro, el tipo reflexivo es preferible porque es de bajo peso y tamaño.

2.6 Campo óptico transmitido.

Lo que se expone a continuación es un aspecto teórico de lo que sucede con el transmisor al ser activado, aunque no se aborda en detalle. Se plantea lo fundamental de la propagación del campo óptico que será útil para conocer la interacción con el canal y cómo deberá ser detectado.

El campo desde una fuente óptica es transmitido como la propagación de un campo óptico. Para determinar el flujo de potencia es necesario describir apropiadamente la emanación del campo. Esto es porque el campo transmitido es una onda electromagnética, que puede describirse en cualquier punto en el espacio por las soluciones a las ecuaciones de Maxwell. Supongamos que ξ representa un punto de un sistema de coordenadas seleccionado en el cual la fuente del campo está localizada en el origen, como se muestra en la figura 2.26a. En cualquier tiempo t , el campo radiado es descrito en ξ por un vector unitario i en la dirección del flujo del campo cuya función del campo eléctrico es

$$\text{Campo Eléctrico} = \text{Real} \{f(t, \xi)\} \text{ V/m} \quad (2.6.1)$$

En cada punto ξ , el campo tiene una intensidad dada por

$$I(t, \xi) = \frac{|f(t, \xi)|^2}{Z_w} \text{ W/m}^2 \quad (2.6.2)$$

donde Z_w es la impedancia de la onda (es decir, la impedancia del medio; en el espacio libre $Z_w = 377 \Omega$). La potencia instantánea del campo complejo sobre un área A en un plano, a un tiempo t está dada por la integral de superficie de la intensidad sobre el área

$$P_A(t) = (\cos \theta) \int_A I(t, \xi) d\xi \rightarrow W \quad (2.6.3)$$

la integración se hace sobre todos los puntos ξ en A , y θ es el ángulo entre la línea normal al área y el vector unitario i en la dirección del flujo de potencia. El vector $I(t, \xi)i$ a través de ξ , es llamado el vector de Poynting. La ecuación (2.6.3) es la integración del vector de Poynting sobre el área. Algunas veces la impedancia del medio es incorporada directamente a la definición del campo $f(t, \xi)$, por lo que la intensidad puede escribirse como $I(t, \xi) = |f(t, \xi)|^2$. Entonces el campo normalizado tiene unidades de $W^{1/2}/m$.

Las ecuaciones (2.6.1) a (2.6.3) son las ecuaciones clave que relacionan el campo óptico, la intensidad y la potencia, siendo de importancia en el análisis de comunicaciones. Esto es porque los

detectores ópticos responden inherentemente a la intensidad del campo incidente. Lo más importante del campo óptico es la onda plana del campo que se propaga en la dirección \mathbf{i} y tiene su campo complejo definido sobre un área A normal al plano, figura 2.26b, que contiene puntos \mathbf{r} como

$$f(t, \mathbf{r}) = a(t)e^{j\omega_0 t} \rightarrow \mathbf{r} \in A \quad (2.6.4)$$

donde ω_0 es la frecuencia óptica radiante del transmisor y $a(t)$ es una función de amplitud compleja (normalizada por Z_w) que describe la polarización del campo en el plano (x, y) normal a la dirección de propagación. Así

$$a(t) = a_x(t)\mathbf{1}_x + a_y(t)\mathbf{1}_y \quad (2.6.5)$$

donde $a_x(t)$ y $a_y(t)$ son los componentes de polarización complejos y $(\mathbf{1}_x, \mathbf{1}_y)$ son los vectores unitarios de las coordenadas en el plano (x, y) . Los componentes de polarización determinan el estado de polarización de la onda plana. Si $|a_x(t)| = |a_y(t)|$ y están 90° fuera de fase uno respecto del otro, el campo está polarizado circularmente. Si ambos están en fase o uno es cero, el campo está polarizado linealmente.

En el desarrollo del sistema, se asume que los campos están polarizados linealmente y la notación de polarización ya no es empleada. En este caso $a(t)$ representa la modulación compleja aplicada a la portadora óptica. Escribiendo

$$a(t) = |a(t)|e^{j\phi(t)} \quad (2.6.6)$$

entonces $|a(t)|$ describe la modulación de amplitud, $\phi(t)$ describe la modulación en fase y $d\phi/dt$ la modulación en frecuencia, que ocurren sobre el plano normal. La modulación en intensidad esta dada por $|a(t)|^2$ sobre el plano.

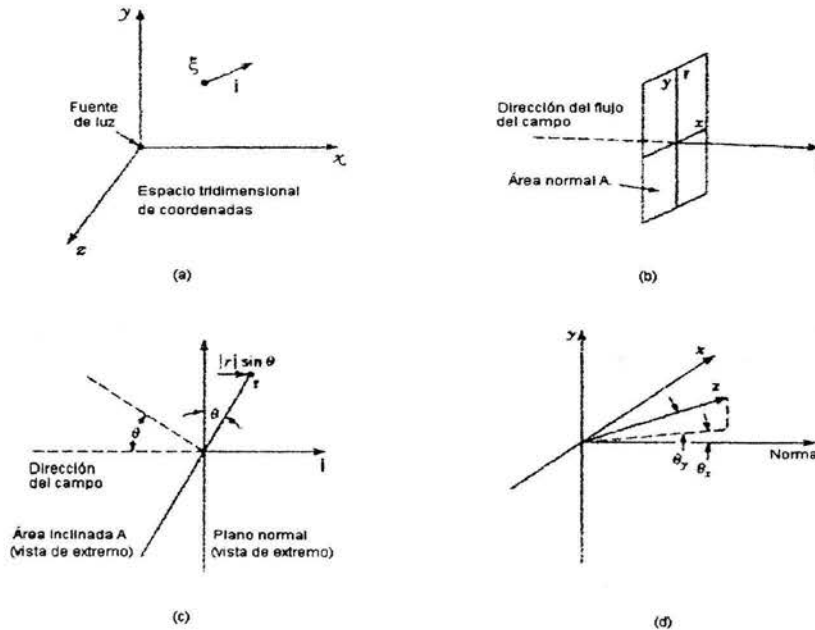


Figura 2.26. Campo transmitido: (a) espacio coordenado, (b) área normal al campo de propagación, (c) área inclinada respecto del campo de propagación, (d) sub-ángulos del vector \mathbf{z} .

Para el sistema desarrollado se usa la modulación en intensidad, por lo que se asume que el término de fase $\phi(t)$ de la ecuación (2.6.6) es cero (o constante) y la envolvente $a(t)$ se hace proporcional a la señal dada $m(t)$. Haciendo la constante de proporcionalidad igual a uno (constante multiplicadora k_a) se tiene

$$f(t, r) = |k_a m(t)|^2 e^{j\omega_0 t} = |m(t)|^2 e^{j\omega_0 t} \rightarrow r \in A \quad (2.6.7)$$

$a(t)$ se menciona como envolvente de $f(t, r)$ y $m(t)$ es la señal moduladora. Con los valores en el circuito electrónico transmisor con el laser $f(t, r)$ puede expresarse numéricamente, como $m(t)$ puede ser sinusoidal, tren de pulsos, o alguna otra; supongamos que en $m(t)=1$, el cual alcanzará su máximo, con $k_a = 5E-3$, que corresponderá cuando la fuente alcanza su valor máximo de emisión, $\omega_0 = 2\pi f$ con $f = c/\lambda$, con la longitud de onda a la que opera el laser $\lambda=670\text{nm}$ y c es la velocidad de la luz en el vacío ($c \cong 3E8\text{m/s}$), con esto la ecuación (2.6.7) tiene valores numéricos, solo faltando definir $m(t)$.

Se nota que todos los puntos r en A varían en forma sincrónica con la fase, comúnmente se dice que la onda plana es coherente en fase sobre el área A . Como el campo se propaga en la dirección i a través de A , el frente de onda coherente varía en el tiempo en cada uno de los puntos del plano.

En algunas aplicaciones resulta útil describir una onda plana sobre un área A inclinada desde la normal, como se muestra en la figura 2.26c. Puesto que los puntos en un plano normal están en fase, los puntos r sobre el plano inclinado tienen un cambio en la misma debido a la propagación del campo. Permitiendo que $f(t, 0) = a(t)e^{j\omega_0 t}$ sea el campo complejo en el punto $r = 0$ sobre A . Un punto r estará adelantado o rezagado conforme la onda plana se propaga a través de él. Así se puede escribir para cualquier punto r en A

$$f(t, r) = a(t)e^{j\omega_0 t} \exp\left[-j\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)|r|\sin\theta\right] \quad (2.6.8)$$

donde θ es el ángulo entre i y el área normal. El término de fase exponencial se considera para los cambios de fase adicional en el punto r . Este cambio de fase puede escribirse de otra forma, definiendo el vector de propagación

$$z = (2\pi/\lambda)i \quad (2.6.9)$$

el cual es un vector que pasa a través del origen de A con dirección del vector i de campo y con una amplitud $2\pi/\lambda$. Escribiendo $(2\pi/\lambda)|r|\sin\theta = |z||r|\cos(90^\circ-\theta) = z \bullet r$, así el equivalente de la expresión (2.6.8) es

$$f(t, r) = a(t)e^{j\omega_0 t} e^{-jz \bullet r} \quad (2.6.10)$$

La expresión anterior define el campo en cualquier punto r en A debido al campo de una onda plana con envolvente compleja $a(t)$ arribando con un ángulo θ respecto de la normal. Se nota que la portadora óptica está cambiada en fase desde un punto del plano a otro por una cantidad dependiente del producto punto, en el punto de localización.

También se puede escribir el cambio de fase directamente en términos de las coordenadas del punto $r = (x, y)$ por la expansión del producto punto, usando las coordenadas x y y del vector z en la ecuación (2.6.9). Denotando $z = (z_x, z_y)$ y permitiendo que (θ_x, θ_y) sean los sub-ángulos del ángulo de arribo θ , como se muestra en la figura 2.26d. Específicamente, θ_y es el ángulo entre z y el plano formado por el eje normal y el eje x de A (ángulo de elevación). El sub-ángulo θ_x es el ángulo entre el eje normal y el vector formado por la proyección z sobre este plano (ángulo de azimut) [12]. Entonces en términos de estos sub-ángulos

$$\begin{aligned} z_y &= (2\pi / \lambda) \text{sen} \theta_y \\ z_x &= (2\pi / \lambda) \cos(\theta_y) \text{sen}(\theta_x) \end{aligned} \quad (2.6.11)$$

La expansión permite sustituir $\mathbf{z} \bullet \mathbf{r} = xz_x + yz_y$, tal que

$$f(t, \mathbf{r}) = a(t) e^{j\omega_0 t} e^{-j(xz_x + yz_y)} \quad (2.6.12)$$

El factor de fase contiene sólo los sub-ángulos de arriba y las coordenadas de \mathbf{r} . Esto además se simplifica si los sub-ángulos de arriba son pequeños (z arriba cercano a la normal) por lo que $\cos \theta_y \cong 1$, $\text{sen} \theta_y \cong \theta_y$ y $\text{sen} \theta_x \cong \theta_x$. En este caso, $z_x \cong (2\pi/\lambda)\theta_x$, $z_y \cong (2\pi/\lambda)\theta_y$, y

$$f(t, \mathbf{r}) \cong a(t) e^{j\omega_0 t} \exp \left[-j \left(\frac{2\pi}{\lambda} \right) (x\theta_x + y\theta_y) \right] \quad (2.6.13)$$

Estas relaciones de fase entre los ángulos de arriba de una onda plana y los puntos \mathbf{r} en el plano son de gran importancia en el análisis de enfoque y detección que serán vistos en el capítulo 4.

Otra característica del transmisor que puede ser útil es la irradiancia del laser acoplado al colimador, ella puede ser calculada por

$$H = \frac{I_e}{z^2} \quad (2.6.14)$$

donde H es la irradiancia en mW/cm^2 , I_e es la intensidad radiante en mW/sr y z es la distancia desde el transmisor hasta el detector en cm [24]. En la expresión anterior I_e es proporcionada por el fabricante del laser cuando agrega un colimador, pero en caso de no contar con ese dato también puede evaluarse considerando lo siguiente: la presencia del colimador o antena frente al laser confina la radiación a un ángulo sólido Ω_b ($\Omega_b = \pi \text{sen}^2(\theta_b/2)$), si el ángulo del haz es θ_b , la irradiancia resultante sobre el blanco localizado a una distancia z es

$$H = \frac{4P}{\pi \theta_b^2 z^2} \text{ Watts} / \text{cm}^2 \quad (2.6.15)$$

donde P es la potencia de salida del laser en watts; θ_b es el ángulo del haz, calculado en la ecuación (2.5.2) y z es la distancia entre el transmisor y el detector en cm [24]. Considerando los elementos usados en el sistema, el valor de la irradiancia es

$$H = \frac{4P}{\pi \theta_b^2 z^2} = \frac{4 * 5 \text{mW}}{\pi (134 \mu\text{rad})^2 (50 \text{E} 3 \text{cm})^2} = 141.81772 \mu\text{W} / \text{cm}^2$$

la distancia z se considera de 500m.

Sumario

En este capítulo se diseñó el APC, el modulador y control de estado. Se optó por usar una longitud de onda en el espectro visible por razones de seguridad; se aclaró que no se sabía que fuera la más óptima para usarse en un canal como la troposfera. Se definió el uso de un transceptor con esquema de modulación para IrDA y ASK, explicándose las razones de su aplicación. Finalmente se resolvió el transmisor óptico y se abordó el aspecto teórico del campo óptico transmitido.

CANAL ÓPTICO ATMOSFÉRICO

3.1 Canal espacial óptico.

En el sistema espacial óptico, la fuente laser produce un campo óptico el cual se desea que sea recibido en un área que está localizada a una distancia considerable. La distancia para la que se plantea el sistema es igual a 500m, no es muy grande pero es lo suficiente para que la fuente laser aparezca como una fuente puntual cuando es vista desde el receptor. Para una fuente puntual el diámetro de la fuente es menor del 10% de la distancia de separación entre la fuente y el detector. Sistemas en los cuales se asume una fuente puntual pueden ser analizados en forma similar a los de comunicaciones de RF (Radio Frequency) [12].

Como la fuente que produce el campo óptico se considera una fuente puntual, que opera en un medio de espacio libre (aún sin considerar las pérdidas) y modulada con una función del campo en la ecuación (2.6.6), entonces el campo en un punto remoto ξ debido a esta fuente está dado por

$$f(t, \xi) = \frac{\sqrt{G(\xi)} * a \left(t - \left(\frac{|\xi|}{c} \right) \right) e^{j(\omega_0 t - 2\pi |\xi| / \lambda)}}{\sqrt{4\pi * |\xi|}} \quad (3.1.1)$$

Donde $|\xi|$ es la distancia hacia el punto ξ , λ es la longitud de onda correspondiente a la frecuencia ω_0 , c , es la velocidad de la luz y $G(\xi)$ es la ganancia de potencia en el transmisor en la dirección ξ [12]. La ecuación (3.1.1) describe un campo óptico que se propaga a la salida de la fuente como una onda esférica con amplitud decreciente. Sin embargo en el área localizada a la distancia z , donde $z \gg A^{1/2}$, todos los puntos sobre el área A están aproximadamente a la misma distancia de la fuente. Así $|\xi|$ es la misma respecto el área A y el campo que arriba a la misma área desde la fuente puntual es básicamente un campo de una onda plana. Esto es, el campo que emana desde la fuente puntual aparece como una onda plana cuando es observado por una pequeña área desde una distancia remota. La intensidad del campo en un punto ξ en el área A es entonces

$$I(t, \xi) = G_t \frac{\left| a \left(t - \frac{z}{c} \right) \right|^2}{4\pi z^2} \quad (3.1.2)$$

donde G_t es la ganancia óptica de transmisión en la dirección de A . Definiendo

$$P_s(t) = |a(t)|^2 \quad (3.1.3)$$

como la variación de potencia de la fuente puntual, así la ecuación (3.1.2) se reduce a

$$I(t, \xi) = G_t \frac{P_s(t - t_d)}{4\pi z^2} \quad (3.1.4)$$

Donde $t_d = z/c$ es el retardo de propagación desde la fuente hasta el punto ξ . Así la intensidad del campo producido por una fuente puntual óptica con una función envolvente $a(t)$ que se propaga a la salida del transmisor es proporcional a la función de ganancia del transmisor óptico y decrece con el cuadrado de la distancia.

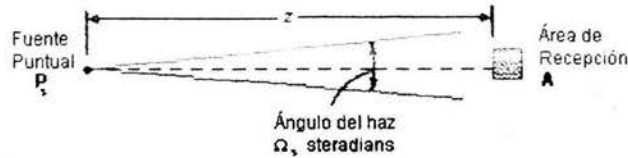


Figura 3.1. Enlace espacial.

Considerando la fuente puntual representada por el laser, que transmite una potencia constante de P_s a través de la óptica formadora de haz en un ángulo sólido Ω_s , como se muestra en la figura 3.1. A la distancia $|\xi| = z$, la intensidad del campo dentro del haz será

$$I(t, \xi) = \frac{G_t P_s}{4\pi z^2} \Rightarrow I(t, 50E3cm) = \frac{891.067E6 * 5mW}{4\pi(50E3cm)^2} = 141.8177 \mu W / cm^2 \quad (3.1.5)$$

Donde G_t es la ganancia del transmisor en la ecuación (2.5.4) [12]. El valor corresponde a los datos del sistema desarrollado. En el área de recepción A_r (llamada A anteriormente), la potencia del campo dentro del haz colectado, usando la ecuación (2.6.3), es

$$P_r = \left[\frac{G_t P_s}{4\pi z^2} \right] A_r \quad (3.1.6)$$

Se nota que la anterior expresión corresponde a la ecuación estándar del flujo de potencia asociado con cualquier campo electromagnético producido desde una fuente con ganancia G_t [12,29]. Aunque aún no se evalúa porque hasta aquí se desconoce el área del detector. En la práctica es común definir la ganancia de recepción relacionada con el área de recepción como [14]

$$G_r = \left(\frac{4\pi}{\lambda^2} \right) A_r \quad (3.1.7)$$

con esto la ecuación (3.1.6) se convierte en

$$P_r = P_s G_t (1/L_{FS}) G_r \quad (3.1.8)$$

donde

$$L_{FS} = \left(\frac{4\pi z}{\lambda} \right)^2 \quad (3.1.9)$$

La ecuación anterior representa las pérdidas de propagación asociadas con la transmisión de un campo electromagnético de longitud de onda λ a través de la distancia z en espacio libre. La ecuación del flujo

de potencia (3.1.6), es idéntica a las ecuaciones del cálculo de enlace, usadas en todos los análisis de enlace estándar de comunicaciones.

Si el área de recepción está inclinada respecto de la normal (es decir el campo de la fuente puntual llega con cierto ángulo), la ecuación (2.6.3) deberá ser usada con el ángulo θ , para determinar la potencia recibida. Esto incluye una pérdida de potencia en la ecuación (3.1.8) debido al coseno de θ . La pérdida es insignificante si el ángulo de arribo es pequeño, es decir cuando el campo llega cerca de la normal al área de recepción. Para el caso que se desarrolla se considera que el campo llega normal.

Cuando el medio de propagación no es el espacio libre, efectos adicionales deben ser incluidos en la propagación del campo. Esto es porque cuando se propaga a través de un enlace espacial no libre, tal como la atmósfera, la onda experimenta efectos que tienden a alterar el nivel de potencia y fase del campo en el frente de onda. Estas alteraciones dependen de la longitud de onda y son debido básicamente a interacciones con partículas no homogéneas y extrañas que integran el medio. Los efectos vienen a ser predominantes conforme la longitud de onda se aproxima al tamaño físico de esas partículas. Por esta razón, la distorsión atmosférica tiende a ser totalmente severa en el intervalo óptico, donde las longitudes de onda son proporcionales a las partículas y moléculas pequeñas. Por esto el canal espacial atmosférico representa el mayor obstáculo para este tipo de comunicación [34,38].

Básicamente la atmósfera causa la absorción y dispersión del campo óptico, el grado depende del tipo de condición atmosférica (cielo despejado, nublado, lluvia niebla, etc.). La absorción afecta la amplitud del frente de onda que se propaga. Los efectos en la amplitud se manifiestan como variaciones del campo en el tiempo e implican filtrado de frecuencia, pérdida y fluctuaciones de potencia. La dispersión causa efectos espaciales, que aparecen como variaciones en la dirección del haz, esparcimiento del haz, o variaciones de fase a través del frente de onda. En particular, esto altera la coherencia de la fase que normalmente existe en una onda plana en su frente de onda.

Para un estudio más profundo se deberá considerar que la estructura de la atmósfera tiende a ser de naturaleza aleatoria, los efectos de amplitud y fase se desarrollan como perturbaciones aleatorias que sólo pueden ser descritos como procesos estocásticos. Y están fuera del alcance de este trabajo.

Considerando lo anterior, las pérdidas atmosféricas (L_A) deberán ser cuantificadas al realizar los cálculos de enlace en la ecuación (3.1.8). Otras pérdidas también deberán ser consideradas, para una expresión más completa puede escribirse

$$P_{RX} = (P_{TX} G_{T \max}) \left(\frac{1}{L_T L_{FTX}} \right) \left(\frac{1}{L_{FS} L_A} \right) G_{R \max} \left(\frac{1}{L_R L_{FRX}} \right) \left(\frac{1}{L_{POL}} \right) \quad (3.1.10)$$

Donde P_{RX} es la potencia en la entrada del receptor; $P_T = P_{TX}/L_{FTX}$, P_{TX} es la potencia a la salida del transmisor; L_{FTX} son las pérdidas entre el transmisor y la antena; L_{FRX} son las pérdidas entre la antena y el receptor; L_T y L_R son las pérdidas de apuntamiento en el transmisor y receptor respectivamente; L_{POL} es pérdida de polarización [29,30].

El objetivo de este capítulo es conocer los efectos y cuantificar las pérdidas atmosféricas L_A , utilizando el menor número de variables. Y seleccionar la mejor longitud de onda para transmitir en la atmósfera. El menor número de variables es para el caso en que no se cuente con instrumentos que pueden medir el estado del clima y evitar complejos cálculos en programas también complejos, que arrojarían un resultado que no variaría mucho utilizando un método alternativo, considerando la distancia a la que se encontrarán el transmisor respecto del receptor. Lo que sigue muestra las consideraciones para resolver la atenuación atmosférica en la forma menos complicada de obtenerla.

3.2 Canal atmosférico.

La atmósfera de la tierra es una mezcla de muchos gases con variación en características de absorción, emisión y dispersión de radiación óptica. La cantidad de cada uno de los gases varía con la altitud, tiempo y espacio como una función de la región geográfica. La variación en la presión, temperatura y concentración de los gases de absorción son los factores principales en el cálculo de las trayectorias de transmisión atmosféricas. La presión es la única variable atmosférica cuya variación con el tiempo es casi siempre insignificante, debajo de 30 km de elevación para el cálculo de transmisiones.

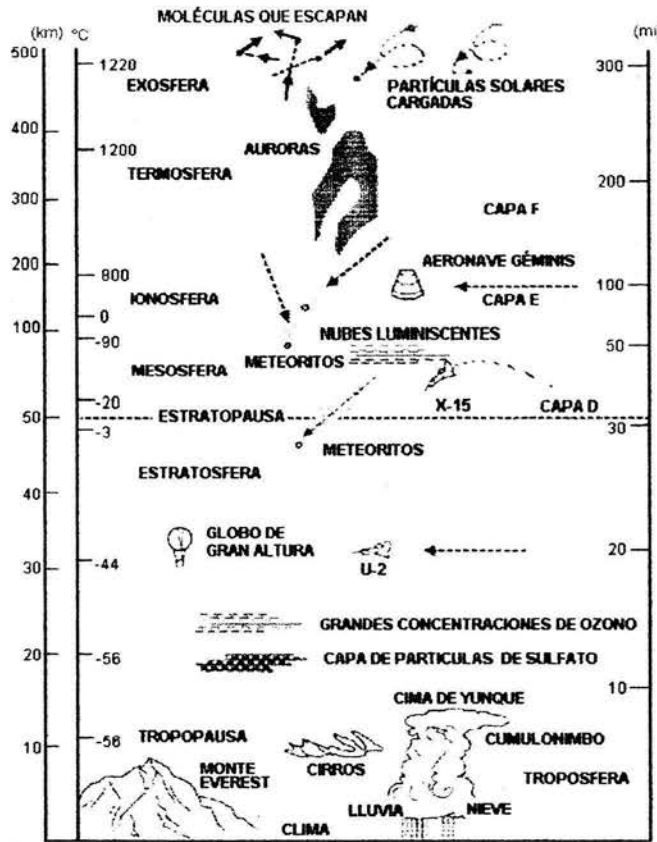


Figura 3.2. Estratificación de la atmósfera de la tierra.

Aunque resulta importante para predicciones del clima, la variación de la presión con la altitud es más crucial para determinar las transmisiones atmosféricas, especialmente en trayectoria vertical e inclinada. La presión vertical es prácticamente la misma para varias regiones del planeta. La variación de presión al nivel del mar, en escala global, es alrededor de 980 a 1040 milibares. La atmósfera se divide en varias capas, figura 3.2 [15], donde la variación de la temperatura depende de la altitud. La troposfera es la capa más baja de la atmósfera, caracterizada en general por un decrecimiento en la temperatura conforme se incrementa la altitud; casi toda formación de nubes ocurre en esta capa. La troposfera se extiende desde la superficie de la tierra a una altitud de 16 a 18 km en las regiones tropicales y de 7 a 10 km en las regiones polares. La frontera superior de la troposfera es conocida como la tropopausa,

donde se detiene el decremento de la temperatura y comienza el incremento. La temperatura en la tropopausa varía desde cerca de 220 K en los polos y cerca de 190 K en el ecuador.

Los gases contenidos en una atmósfera clara y su concentración se indican en la tabla 3.1. Los mayores constituyentes de la atmósfera < 25 km, referido obviamente a la troposfera, son moléculas de N₂ y O₂. Las siguientes concentraciones (mucho menores que N₂ y O₂) son vapor de agua, argón y dióxido de carbono. La mayor concentración de partículas está en la troposfera, la densidad de partículas decrece conforme la altitud alcanza la ionosfera. Las partículas atmosféricas interactúan con todos los campos de radiación que se propagan a través de ellas, causando efectos principales que están casi siempre dominados por la atenuación de la radiación incidente y distorsión del frente de onda, debido a los gases, partículas y también debido a la turbulencia y el fenómeno de brillantez de la atmósfera.

Tabla 3.1. Composición promedio de la troposfera a una altitud < 25km.

Gas	Fórmula Química	Porcentaje
Nitrógeno	N ₂	78.08%
Oxígeno	O ₂	20.95%
*Agua	H ₂ O	0 a 4%
Argón	Ar	0.93%
*Dióxido de carbono	CO ₂	0.0360%
Neón	Ne	0.0018%
Helio	He	0.0005%
*Metano	CH ₄	0.00017%
Hidrógeno	H ₂	0.00005%
*Óxido nitroso	N ₂ O	0.00003%
*Ozono	O ₃	0.000004%

* Gases variables.

La pérdida de potencia y distorsión es causada por la absorción y la dispersión de los campos de radiación debido a las partículas presentes. Estos efectos son más severos cuando la longitud de onda de la radiación se aproxima a las dimensiones de la sección transversal de las partículas. Esto es porque el tamaño de las partículas se encuentra en el intervalo de centímetros a micrómetros, por esta razón la atmósfera, especialmente la troposfera, es muy nociva a las transmisiones ópticas.

El efecto en la comunicación también depende del tipo de enlace. Los tipos básicos son: vertical, horizontal e inclinado. El vertical, caracteriza la comunicación tierra-espacio y viceversa; aquí la atmósfera produce un efecto integral respecto a la altitud involucrada. Además existen diferentes características para el enlace de subida y de bajada. Esto es, en un caso la fuente está muy cercana a la atmósfera y en el otro el receptor. En el enlace horizontal, se presentan los efectos más severos si se está cerca de la superficie del planeta, donde existe la mayor densidad de partículas. Fuera del alcance de la atmósfera el enlace es libre. El enlace horizontal viene siendo una combinación de los dos anteriores.

Las condiciones atmosféricas, consideradas como el estado del canal, pueden ser clasificadas en tres tipos básicos: cielo despejado, nublado y lluvia. *El canal con cielo despejado* es el más benigno, caracterizado por un gran alcance en la visibilidad, clima despejado y una atenuación relativamente baja. El cielo despejado, sin embargo, puede aún presentar remolinos y gradientes de temperatura (turbulencia en cielo despejado) que producen cambios en el índice de refracción de los campos incidentes. Estos cambios en el índice actúan como una lente óptica que reenfoca y reorienta la propagación del haz. *La condición atmosférica nublada* es la más perjudicial, está en el valor desde una ligera neblina y bruma hasta una densa nubosidad, cubriendo extensiones cercanas a tierra hasta grandes altitudes, se caracteriza por un incremento en la acumulación de vapor de agua y altos niveles de

atenuación. *La lluvia* representa la presencia de gotitas de agua de tamaño significativo, también produce severos efectos dependiendo de la proporción de pluviosidad y de la extensión de las nubes de lluvia.

Cuando un campo de radiación incide sobre las partículas de la atmósfera, una parte de su energía es absorbida y es redireccionado con un cierto ángulo. La absorción de las partículas produce una pérdida de potencia del campo y el cambio de dirección produce una dispersión de la energía. Además las partículas del entorno absorben y dispersan el campo redistribuido, produciendo un agregado de atenuación y dispersión sobre el campo que se propaga. Precisamente este proceso de dispersión se presenta cuando la luz del sol incide en una nube, hace que aparezca uniformemente iluminada cuando se observa desde abajo [34].

La figura 3.3 muestra una gráfica de la transmitividad del campo observada a varias longitudes de onda, cuando se propaga a través de la atmósfera despejada a un nivel de 1820 m sobre el nivel del mar. Una atenuación significativa se aprecia en ciertas longitudes de onda con ciertas moléculas. Aquí, se observa la importancia de seleccionar apropiadamente la longitud de onda para una banda de alta transmitividad, para el sistema de comunicación óptico. Aunque no es posible cambiar la física de la atmósfera, es posible escoger óptimamente una *región de alta transmitividad*, conocida como *ventana atmosférica*, de acuerdo a la longitud de onda que se transmitirá. Sin embargo también está limitado a los dispositivos que están disponibles comercialmente y la dificultad de construirlo físicamente.

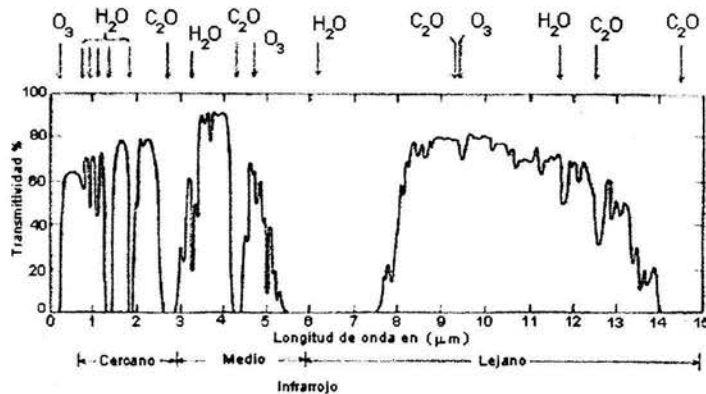


Figura 3.3. Transmitividad atmosférica medida sobre el nivel del mar a 1820 m, trayectoria horizontal [15].

Hay dos parámetros que son de importancia y que representan las condiciones atmosféricas. El tamaño de las partículas (dimensión de la sección transversal respecto a la longitud de onda) y la densidad de las partículas (concentración volumétrica de las partículas). Densidades bajas de partículas grandes tienden a obedecer la teoría de dispersión simple y producen básicamente atenuación casi siempre con dispersión y ángulos cercanos a la normal. Las altas densidades de pequeñas partículas tienden a obedecer la teoría de dispersión múltiple, lo que produce dispersión del haz y cambios de fase aleatorios a través del frente de onda que se propaga. Esto se conoce como la disolución del haz. La figura 3.4 muestra valores típicos del tamaño promedio de las partículas y las correspondientes densidades para varias nubes y condiciones de lluvia. Se observa que las condiciones varían desde altas densidades de pequeñas partículas durante neblina y bruma hasta bajas densidades con grandes concentraciones de partículas durante lluvia intensa. Dependiendo de la longitud de onda de comunicación respecto al tamaño de las partículas y del tipo de enlace, ciertas condiciones pueden producir efectos más severos que otras [12]. La figura 3.4 representa sólo valores promedios, se debe considerar que la atmósfera realmente experimenta continuamente cambios temporales en condiciones de vientos, altas temperaturas, la rotación del planeta y otras. Así, la atmósfera es un canal dinámico que continuamente está cambiando sus características durante el día, de día a día y de estación a estación.

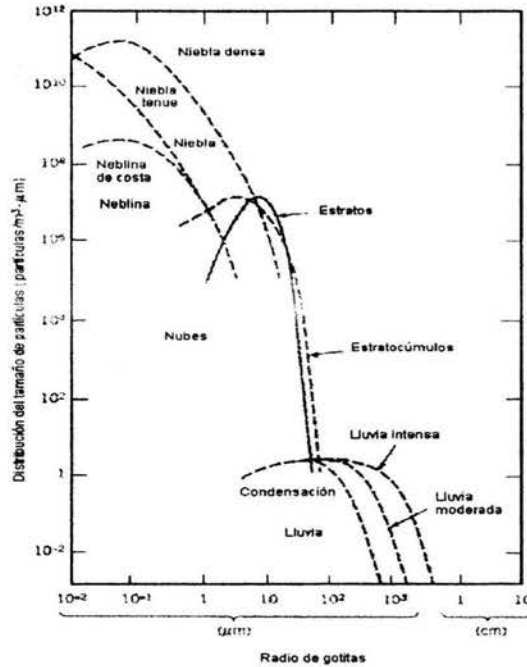


Figura 3.4. Nubes y distribución del tamaño de gotas en precipitación [34].

3.3 Efecto de la atmósfera en un haz óptico.

La pérdida de potencia, esparcimiento y disolución del haz dependen de las condiciones del canal observadas anteriormente. Pero también esos efectos en el haz dependen del propio haz, como se muestra en la figura 3.5. La figura 3.5a muestra la condición de espacio libre en la cual la fuente óptica produce un haz con ángulo θ_b y una potencia P_a transmitida sobre una distancia Z . Como se mencionó en la sección 3.1, en espacio libre el haz genera a la distancia Z un área (del frente del haz), expresada como $A_f = \pi(\theta_b Z)^2/4$ y una correspondiente intensidad de campo dentro del haz de P_a/A_f watts/área. En esa área del haz, un receptor coleccionará la intensidad del campo.

En la figura 3.5b se muestra la propagación del haz en un canal con cielo despejado, exponiendo posibles remolinos y gradiente de temperatura así como la turbulencia del campo. Puesto que el área del frente del haz es más pequeña que las dimensiones de la turbulencia (mostrada como plano) el campo del haz es atenuado por la transmitividad en cielo despejado, pero no es distorsionado. Excepto por posibles redireccionamientos del haz. Esto causa que el haz derive y sea desenfocado, en el plano del receptor, se observa como un desapuntamiento. La intensidad en el frente del haz, es ahora $P_a L_A/A_f$, donde L_A son las pérdidas de la transmitividad con cielo despejado dependiente de la longitud de onda y A_f es el área del frente de onda incluyendo el esparcimiento. Para la forma del haz (digamos un haz Gaussiano), la deriva del haz puede causar que el receptor opere en los bordes del haz, produciendo una pérdida de potencia adicional, aunque el transmisor este apuntado correctamente. Como las capas de turbulencia cambian (suben y bajan lentamente, también se inclinan) la deriva del haz causa que el haz que se apunta al receptor se pierda en el plano del mismo, produciendo que la potencia desaparezca un cierto tiempo. En un enlace de subida de gran alcance, el receptor está lejos de la turbulencia, la fuente puntual vista desde el receptor, parecerá tener un ligero esparcimiento del haz

(desenfocado), con una densidad de potencia fluctuante. En el enlace de bajada, el haz transmitido es ensanchado cuando alcanza la atmósfera y en diferentes puntos del frente del haz pueden observarse diferentes condiciones de turbulencia. Esto causa fluctuaciones de potencia y disolución del haz.

La figura 3.5(c) muestra la situación para el haz difractado que pasa a través de las nubes o lluvia. El canal aparece como una densa colección de partículas de vapor de agua que causan la absorción del haz y multiplican la dispersión. El haz es altamente atenuado y la distribución de partículas causa que el haz se localice con cambios de fase en su frente.

Un haz colimado se ensancha debido a múltiples dispersiones, decreciendo la densidad de potencia en el receptor. En suma, la fuente podría no aparecer como una fuente puntual y la radiación dispersada llegara al receptor desde muchos ángulos (modos) dando la apariencia de una fuente extendida o esparcida.

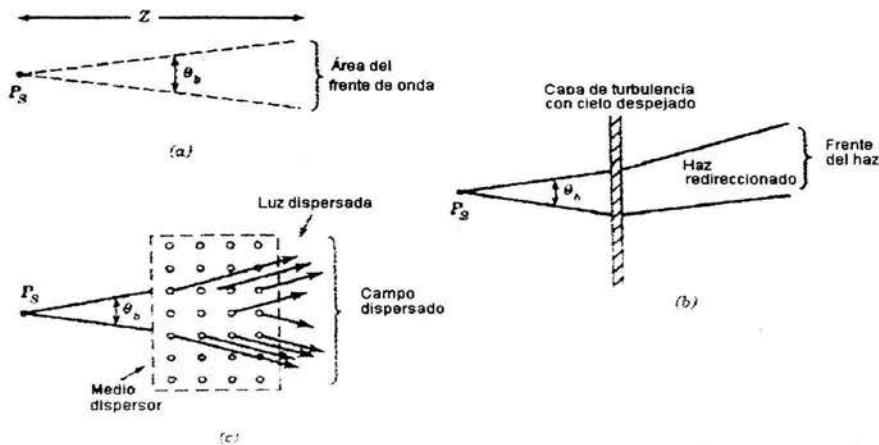


Figura 3.5. Formas del canal en: (a) espacio libre, (b) turbulencia, (c) medio con dispersión [35].

Las pérdidas de potencia en la propagación atmosférica sobre una distancia Z son consideradas cuando se escribe L_A en la ecuación (3.1.10) y se define como

$$L_A = e^{-\alpha_e Z} \quad (3.3.1)$$

Donde α_e es el coeficiente de pérdidas por extinción del canal en unidades recíprocas a la distancia. El coeficiente de extinción (o atenuación) está compuesto de dos partes

$$\alpha_e = \alpha_a + \alpha_{sc} \quad (3.3.2)$$

Donde α_a y α_{sc} son los coeficientes de absorción y dispersión, respectivamente. En algunos canales, α_e se puede deber completamente a la absorción (siempre esta presente), en este caso $\alpha_e = \alpha_a$. Otros canales pueden contener pérdidas adicionales de dispersión y será necesario sumar el término α_{sc} .

La expresión (3.3.1) también es conocida como la ley de Beer [12,35]. En donde, generalmente la transmisión, τ , de la radiación en la atmósfera, es una función de la distancia Z , y esta dada por

$$I_R / I_O = \tau = e^{(-\alpha_e Z)} \quad (3.3.3)$$

Donde I_R/I_O es la razón entre la intensidad detectada o recibida I_R , a la distancia Z , de la intensidad inicialmente emitida I_O y α_e el coeficiente de extinción, el cual puede especificarse aún más. Así, el coeficiente de extinción puede especificarse como la suma de cuatro parámetros, que relacionan la

absorción y dispersión con el aspecto molecular (m) y de aerosol (A); cada uno de los cuales aún sigue siendo función de la longitud de onda. De esta forma el coeficiente de atenuación esta dado como

$$\alpha_e = \alpha_{ma} + \alpha_{Aa} + \alpha_{msc} + \alpha_{Asc} \quad (3.3.4)$$

Existen varios regímenes de dispersión, dependiendo del tamaño característico de las partículas, (x_0), que la luz encuentra en su viaje hacia su destino. Una descripción está dada como $x_0 = 2\pi r/\lambda$, donde λ es la longitud de onda en la transmisión y r el radio de las partículas. Para $x_0 \ll 1$, la dispersión está dentro del régimen de Rayleigh; para $x_0 \approx 1$, la dispersión está dentro del régimen de Mie y para $x_0 \gg 1$, la dispersión puede ser manejada usando óptica geométrica. Comparando las longitudes de onda visibles, cercanas al infrarrojo e infrarrojas, que pueden usarse en sistemas ópticos atmosféricos, el radio promedio de las partículas de niebla es casi del mismo tamaño. Esta es la razón de que la niebla es el enemigo número uno de los haces ópticos. Las partículas de lluvia y la nieve, por otro lado, son grandes, de este modo presentan un menor obstáculo al haz que se propaga [12,41,42].

Dispersión de Rayleigh.

Cuando la radiación incide sobre los electrones de valencia de un átomo o molécula induce un desbalance en la carga o dipolo, provocando que oscilen a la frecuencia de la radiación incidente. Los electrones oscilantes reemiten la luz en forma de una onda dispersada. La fórmula clásica para la dispersión debida a la sección transversal es

$$\sigma_{sc} = \frac{fe^4 \lambda_0^4}{6\pi\epsilon_0^2 m^2 c^4} \frac{1}{\lambda^4} \quad (3.3.5)$$

Donde f es la frecuencia del oscilador, e es la carga del electrón, λ_0 es la longitud de onda correspondiente a la frecuencia natural, $\omega_0 = 2\pi c/\lambda_0$, ϵ_0 es la constante dieléctrica del medio, c es la velocidad de la luz y m es la masa de la entidad oscilante [41,42]. La dependencia de λ^4 y el tamaño de las partículas que se encuentran en la atmósfera implica que longitudes de onda cortas son mucho más dispersadas que longitudes de onda largas. La dispersión de Rayleigh es la razón de por qué el cielo es azul en un día soleado. Sin embargo si el sistema óptico se hace operar en longitudes de onda cercanas al infrarrojo, el impacto de la dispersión de Rayleigh sobre la transmisión de la señal puede no tomarse en cuenta. La dependencia de la sección transversal de las partículas en la dispersión de Rayleigh, respecto a la longitud de onda, en el intervalo espectral infrarrojo, se muestra en la figura 3.6.

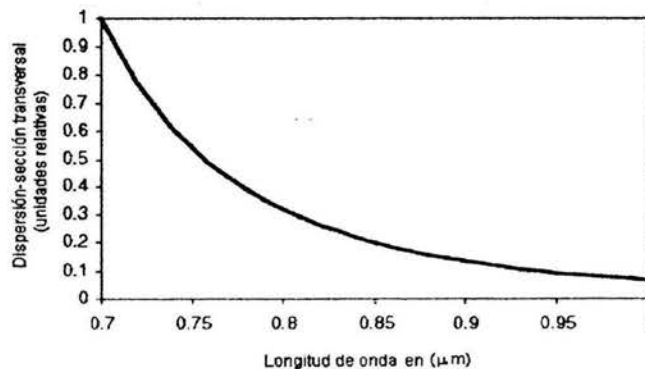


Figura 3.6. Dispersión de Rayleigh por sección transversal de partículas versus longitud de onda [39].

Dispersión de Mie.

El régimen de dispersión de Mie ocurre para partículas con tamaño cercano a la longitud de onda. Por lo tanto en el intervalo de longitudes de onda cercanas al infrarrojo, la niebla, neblina y partículas de contaminación (aerosol) son los mayores contribuyentes para el proceso de dispersión de Mie. El problema surge cuando se compara la teoría a los experimentos. Porque la absorción domina mucho más el espectro, los datos deben ser colectados en intervalos de longitudes de onda que ocurren en una ventana atmosférica, con la suposición de que sólo la dispersión toma lugar. Además, la distribución de partículas debe ser conocida. Para el aerosol, la distribución depende de la localización, tiempo, humedad relativa y velocidad del viento. Para propósitos prácticos, las condiciones de visibilidad son tomadas en cuenta para obtener el valor del coeficiente de extinción, debido a la dispersión de Mie. Para ello, términos como los siguientes deben conocerse.

Contraste. Se refiere a la intensidad de fondo menos la intensidad del objeto respecto de la intensidad de fondo $C = (I_B - I)/I_B$.

Contraste límite o contraste de umbral. El menor contraste, respecto a la brillantez perceptible, que una persona puede ver. Este valor del contraste varía de persona a persona, pero un valor típico es 2%.

Visibilidad (en la química atmosférica). Definido como la mayor distancia a la cual un objeto negro de dimensiones convenientes puede ser visto y reconocido frente al horizonte, o en el caso de observación nocturna, puede ser visto y reconocido si es iluminado en forma en que sería iluminado por la luz de día. El criterio de reconocimiento del objeto, no sólo es ver el objeto. Para medir el grado de transmisión de la luz se utilizan dispositivos como medidores de transmisión, telefotómetros y fotómetros solares. Los Nefelómetros, que integran las funciones de los dispositivos anteriores, son usados para medir la visibilidad debido a los dispersores que la luz encuentra a su paso como aerosoles.

Intervalo meteorológico. La distancia desde un objeto oscuro ideal a la cual el objeto tiene una razón de contraste de umbral del 2% frente a un fondo blanco.

Intervalo visual. Distancia a la cual una persona puede discernir un objeto oscuro ideal frente al horizonte (hablando del cielo).

Visibilidad prevaleciente. El mayor intervalo visual que una persona puede ver en cualquier lugar a lo largo de 180° de un arco horizontal alrededor del círculo del horizonte, pero no necesariamente en sectores continuos alrededor del círculo. Para las definiciones anteriores las referencias son [34,40].

Como la visibilidad es definida por el valor meteorológico puede relacionarse directamente a las propiedades ópticas de la atmósfera y al coeficiente de extinción. Para esto la visibilidad se precisa, con el fin de expresarla como la distancia para la cual el *contraste* de transmisión en la atmósfera es 2%, en referencia a la longitud de onda de 550 nm, que corresponde a la λ en la que el ojo humano tiene su mayor sensibilidad. Siendo función del coeficiente de extinción α_{ext} (no confundir con α_c), expresándose como

$$C = \frac{I_B - I}{I_B} = e^{-\alpha_{ext}x} \quad (3.3.6)$$

donde $C = 0.02$ a $\lambda = 550$ nm, x representa la distancia resultante conocida como el valor meteorológico, despejando

$$x = \frac{|\ln(0.02)|}{\alpha_{ext}(\lambda = 550nm)} = \frac{3.91}{\alpha_{ext}(550nm)} \quad (3.3.7)$$

En la expresión anterior, el valor meteorológico se iguala al valor visual y es conocida como la ecuación de Koschmieder; el proceso para obtener la expresión (3.3.6) puede consultarse en la referencia [45]. La relación para obtener α_{Asc} , relacionado con lo anterior es

$$\alpha_{Asc}(\lambda) = \alpha_{ext}(550nm) \left(\frac{\lambda nm}{550nm} \right)^{-\delta} = \frac{3.91}{V_R} \left(\frac{\lambda nm}{550nm} \right)^{-\delta} \quad \text{Donde} \quad (3.3.8)$$

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

δ es el coeficiente de Ångström, sus valores están en función del valor visual (V_R). La tabla 3.2 muestra valores típicos de valores meteorológicos, coeficiente de dispersión y la correspondiente condición climática para $\lambda = 550\text{nm}$ [37]. Realizada por el nefelómetro DR-4000 de la compañía MIE, los instrumentos se basan en la detección de la luz dispersada por el conjunto de partículas de aerosol, es decir detectan si el volumen es grande comparado con el inverso de la concentración del número de partículas. Rigurosamente, el coeficiente de dispersión debe ser determinado por la detección de la cantidad total dispersada por el aerosol, sobre 4π steradians. En la práctica, no obstante, esta condición de medición no es indispensable, de hecho, las mejores correlaciones entre el valor visual y la detección del nefelómetro son reportadas para ángulos de dispersión en el intervalo de 30° a 50° .

Tabla 3.2. Condiciones atmosféricas y valores visuales.

Condición del clima	Valor visual (km)	α_{Asc} (km^{-1})
Niebla densa	<0.05	>78
Niebla espesa	0.5-0.20	78-20
Niebla moderada	0.02-0.5	20-7.8
Niebla ligera	0.51-1	7.8-3.9
Niebla fina	1-2	3.9-2
Neblina	2-4	2-0.95
Neblina ligera	4-10	0.95-0.39
Despejado	10-20	0.39-0.2
Muy despejado	20-50	0.2-0.078
Excepcionalmente despejado	>50	<0.078
Aire puro (Rayleigh a 550 nm)	337	0.0116

Absorción.

Los átomos y moléculas están caracterizados por su índice de refracción. El índice refractivo complejo (o constante óptica) de una partícula es: $m = n + ik$, donde n es la parte real y k la parte imaginaria del índice refractivo; ambos dependen de la longitud de onda. Y está definido por la composición química de cada partícula. La parte real n , es responsable de la dispersión y la parte imaginaria k , es responsable de la absorción. Si k es igual a cero a una cierta longitud de onda, esa partícula no absorbe radiación en esa longitud de onda. La tabla 3.3 muestra algunos índices refractivos de aerosoles en la atmósfera a $\lambda = 550 \text{ nm}$ [34].

Tabla 3.3. Índices refractivos complejos.

Sustancia	n	k
Agua	1.33	0
Hematites	2.6	1.0
Carbón elemental	1.96	0.66
Carbón orgánico	1.55	0
Cloruro de sodio	1.544	0

Nota: La hematites es un componente del polvo mineral, principal absorbente de luz.

La relación de la parte imaginaria del índice refractivo con el coeficiente de absorción es

$$\alpha_a = \frac{4\pi k}{\lambda} = \sigma_a N_a \quad (3.3.9)$$

Donde σ_a es absorción de la sección transversal y N_a es la concentración de las partículas de absorción [34]. En otras palabras, el coeficiente de absorción es una función de la fuerza de absorción de un tipo de partículas, así como una función de la densidad de las partículas. En la expresión (3.3.9) el coeficiente de absorción α_a representa a $\alpha_{a,a}$ y a $\alpha_{a,m}$; dependiendo si se utiliza para obtener la absorción debido al aerosol o moléculas. Debe recordarse que el aerosol se refiere a la suspensión de partículas muy finas, sólidas o más frecuentemente líquidas en un gas. Y molecular se refiere a la porción más pequeña de un cuerpo que puede existir en estado libre sin perder las propiedades de la sustancia original.

Absorbentes atmosféricos.

La abundancia de especies de absorción determina que tan fuertemente podrá ser atenuado el campo. Estas especies se dividieron desde la ecuación (3.3.4), en dos clases generales: absorbentes moleculares y de aerosol. La figura 3.7 muestra el espectro de transmisión para condiciones de cielo despejado con una concentración de aerosol urbano estándar, con una visibilidad de 5 km. Esta gráfica se generó usando el programa MODTRAN (es un método numérico), desarrollado por el laboratorio de geofísica de la fuerza aérea estadounidense (AFGL), cabe decir que no proporciona el software. La base de datos contiene parámetros de siete moléculas atmosféricas: H₂O, CO₂, O₃, N₂O, CO, CH₄ y O₂ [15,43,44].

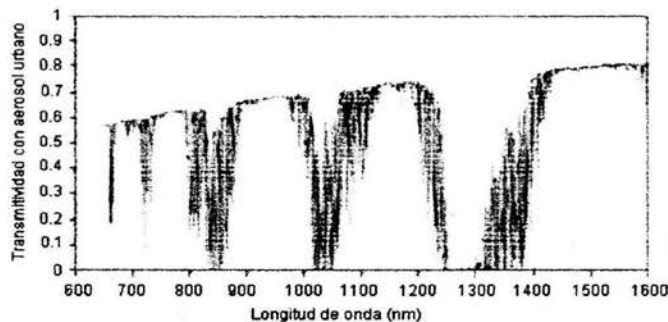


Figura 3.7. Transmitividad como una función de λ , con aerosol urbano y visibilidad = 5 Km.

En el infrarrojo cercano, el vapor de agua es el principal absorbente molecular, con muchas líneas de absorción que atenúan los campos ópticos. Arriba de 2 μm , el vapor de agua y el dióxido de carbono juegan un papel importante. Las transiciones vibracionales y rotacionales determinan cuánta energía es fácilmente absorbida, pero un gran número de permutaciones incrementa notablemente el número de líneas generadas por el MODTRAN. La figura 3.8a muestra la transmitividad en cielo despejado solo para el vapor de agua. Se observa que el vapor de agua domina la transmitividad con cielo despejado en el infrarrojo cercano. Un mayor número de líneas permitiría observar que no habría una ventana atmosférica para diodos láser comúnmente utilizados en el cercano infrarrojo, como 790 nm y 850 nm. La figura 3.8b muestra la transmitividad del dióxido de carbono. Aparecen esporádicos picos resonantes muy agudos, en una gráfica casi sin absorción.

El aerosol ocurre naturalmente en forma de polvo de meteoritos, partículas de sal marina, polvo del desierto y restos de erupciones volcánicas. También son creadas como resultado conversiones

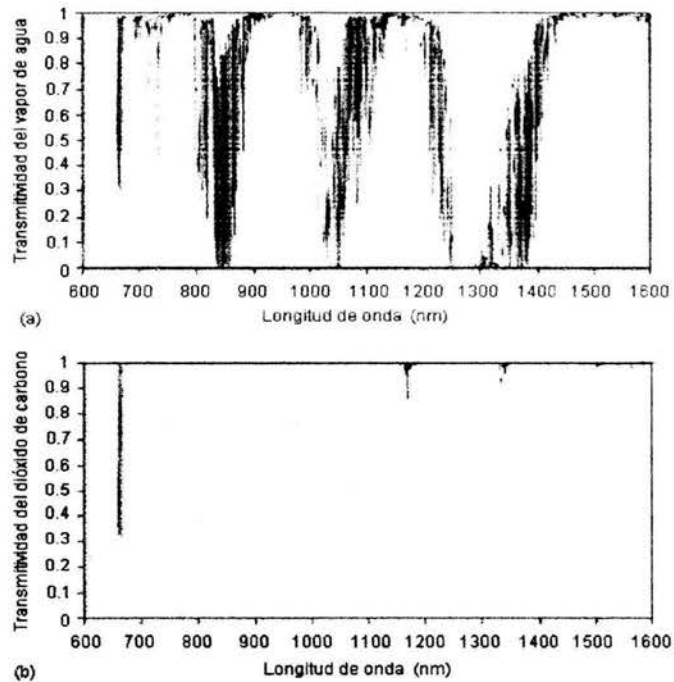


Figura 3.8. Transmitividad de: (a) vapor de agua, (b) dióxido de carbono; calculadas con MODTRAN [15,43].

químicas hechas por el hombre de partículas en estado gaseoso a sólido y líquido, y como desperdicios industriales. El tamaño de las partículas se encuentra en el intervalo de polvo fino menor a $0.1 \mu\text{m}$ a partículas gigantes mayores a $10.0 \mu\text{m}$. Algunas estimaciones determinan que el 80% de la masa de aerosol está contenida en los kilómetros más bajos de la atmósfera, es decir está confinada a la troposfera, por eso resulta complicado usarla como canal de campos ópticos. El radio de esas partículas al ser semejantes a la longitud de onda en el infrarrojo definitivamente presenta un gran problema. Aunque las partículas que absorben en el infrarrojo por ejemplo el carbono y el hierro tienen muchas líneas de absorción, pero su abundancia en la atmósfera es normalmente limitada. La figura 3.9 muestra la transmitividad para cielo despejado con aerosoles urbanos.

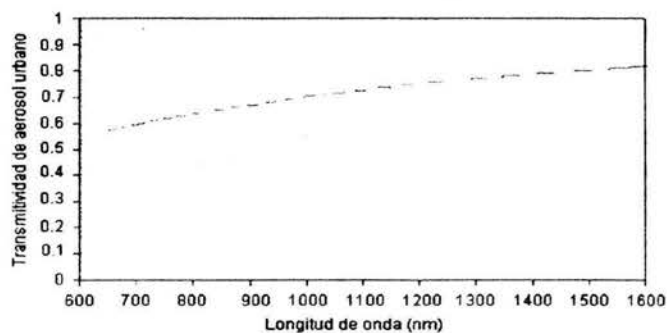


Figura 3.9. Transmitividad solo del aerosol urbano, calculada con MODTRAN [43,44].

La comparación de las figuras 3.8 y 3.9, muestra cómo la transmitividad de la atmósfera es afectada por las partículas de los aerosoles. Algo que cabe decir es que el suelo produce más aerosol que el océano y el hemisferio norte produce más del 61% de la cantidad total de aerosoles de todo el planeta, aunque se debe incluir que los países más contaminantes como las potencias económicas y militares se encuentran en ese hemisferio.

Turbulencia.

El desierto parecería ser el lugar perfecto para un sistema de comunicación óptico atmosférico. Esto puede ser cierto en lo que respecta a la atenuación. Sin embargo en el calor, el clima seco, la turbulencia puede causar problemas con la transmisión del campo. Así como la tierra es calentada por el sol, con el aire sucede lo mismo; en donde algunas celdas o bolsas de aire se calientan más que otras. Esto causa cambios en el índice de refracción, lo cual cambia la trayectoria de la luz mientras se propaga a través del aire. Esto es porque las bolsas de aire no son estables en el tiempo o en el espacio, el cambio en el índice de refracción se presenta seguido de un movimiento aleatorio. Observado externamente, esto se asemeja a un comportamiento turbulento.

Los haces de laser experimentan 3 efectos bajo la turbulencia. En el *primero*, el haz puede ser desviado aleatoriamente a través del cambiante índice refractivo de las celdas de aire. Este es un fenómeno conocido como "haz errante". Porque la refracción a través de un medio como el aire se trata en forma similar a la luz que pasa a través de cualquier otro medio refractivo tal como una lente de vidrio, la luz puede ser enfocada o desenfocada aleatoriamente, siguiendo los cambios del índice de refracción en la trayectoria de propagación del haz. *Segundo*, la fase del frente del haz puede variar, produciendo fluctuaciones en la intensidad o titilación (centelleo de la luz). *Tercero*, el haz se puede extender más de lo que predice la teoría de difracción.

Una buena medida de la turbulencia es el coeficiente de la estructura del índice refractivo, C_n^2 , también llamado coeficiente de la estructura atmosférica. Debido a que el aire necesita un cierto tiempo para calentarse, la turbulencia es típicamente mayor a la mitad de la tarde ($C_n^2 = 10^{-13} \text{ m}^{-2/3}$) y más débil una hora después del amanecer y atardecer ($C_n^2 = 10^{-17} \text{ m}^{-2/3}$). C_n^2 por lo general es más mayor cerca del suelo y decrece con la altitud. Cabe decir que C_n^2 esta relacionado con otro parámetro importante, el de la estructura de la temperatura, C_T^2 , la expresión es la siguiente

$$C_n^2 = \left[79 * 10^{-6} \frac{P}{T} \right]^2 C_T^2 \quad (3.3.10)$$

Donde P es la presión atmosférica en milibares y T es la temperatura en grados Kelvin [1,15]. Como se mencionó el valor del coeficiente de la estructura atmosférica, C_n^2 , varía como una función de la altitud por encima del nivel del suelo. Por lo general el valor es máximo al nivel del suelo y decrece con la altitud. Hufnagel y Stanley, ver referencia [46] dan la siguiente expresión para C_n^2 como

$$C_n^2 = 4.2 * 10^{-14} h^{*1/3} e^{(-h/h_0)} \quad (3.3.11)$$

Donde h es la altura sobre el nivel del suelo, en metros y h_0 es una altura de referencia igual a 3200 m. Para la mayoría de las aplicaciones cercanas al nivel del suelo, el valor de C_n^2 puede por lo general considerarse constante.

Haz errante.

Para un haz en la presencia de grandes celdas de turbulencia comparadas con el diámetro del haz, la óptica geométrica puede ser usada para describir la varianza (o también llamada variancia) radial, σ_r , como una función de la longitud de onda y la distancia, L , como sigue

$$\sigma_r^2 = 1.83 C_n^2 \lambda^{-1/6} L^{17/6} \quad (3.3.12)$$

La relación implica que a grandes longitudes de onda será menor la desviación que a longitudes de onda cortas, aunque la dependencia en la longitud de onda es baja. A pesar de que el haz de un laser es estrecho y el seguimiento sea un gran problema, el ritmo de las fluctuaciones es lento (menor a 1 KHz o dos) tal que un sistema de seguimiento puede ser usado.

Titulación.

Cuando vemos una ilusión óptica o espejismo que parece un lago en medio de un estacionamiento o carretera de asfalto, se experimenta el efecto de las titilaciones atmosféricas. De los tres efectos debidos a la turbulencia, la titulación es la que más afecta a la propagación de un haz laser. La interferencia aleatoria con el frente de onda causa picos y descensos, resultando en saturación o pérdida de señal en el receptor. En un haz "calentado" la sección transversal puede llegar a un tamaño cerca de 3 cm, para un haz con $\lambda = 850 \text{ nm}$ a 1 km de distancia. Muchos trabajos fueron hechos en este tópic para aplicaciones semejantes en telescopios y enlaces entre estaciones terrenas a satélites, donde la mayoría de las titilaciones pueden ser observadas cercanas a la superficie de la tierra. Para los sistemas que operen horizontalmente en la atmósfera, cercanos a la superficie de la tierra, experimentarán el máximo nivel de titilaciones posibles.

Los efectos de titilaciones para pequeñas fluctuaciones, siguen una distribución logarítmica normal, caracterizada por la varianza, σ_i , para una onda plana esta dada por la siguiente expresión:

$$\sigma_i^2 = 1.23 C_n^2 k^{7/6} L^{11/6} \tag{3.3.13}$$

Donde $k = 2\pi/\lambda$ [43]. Esta expresión sugiere que longitudes de onda grandes podrían experimentar una menor varianza, los otros factores ya se mencionaron anteriormente. Para un sistema estrecho, el haz diverge ligeramente, la expresión de una onda plana es más apropiada que una esférica. Aún si el frente de onda es curvado cuando alcanza al detector, el haz transmitido es mucho más grande que el detector, así el frente de onda puede efectivamente ser tratado como plano.

La expresión para la varianza para grandes fluctuaciones es

$$\sigma_{alta}^2 = 1.0 + 0.86(\sigma_r^2)^{-2/5} \tag{3.3.14}$$

La expresión anterior sugiere que longitudes de onda cortas pueden experimentar una menor varianza [15].

Para instalar un sistema óptico en una ciudad, la trayectoria del haz debe ser mayor a 5 m, arriba de las calles de la ciudad u otras fuentes potenciales de severas titilaciones. La figura 3.10 ilustra los efectos de las fluctuaciones aleatorias del índice refractivo en la propagación de un haz laser para dos casos.

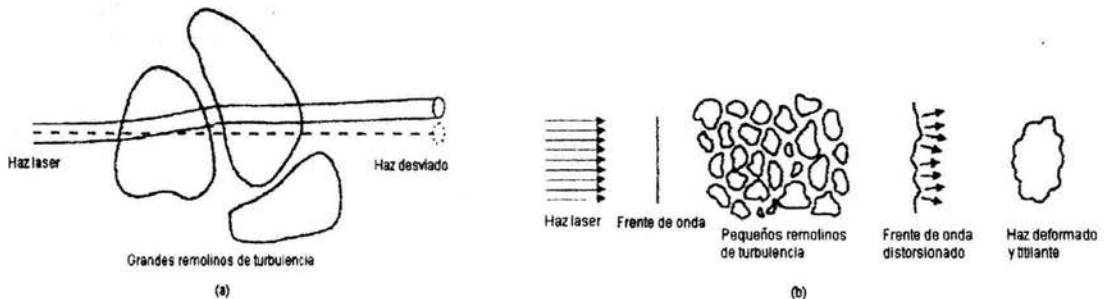


Figura 3.10. Efectos de turbulencia atmosférica sobre un haz laser: (a) los remolinos de turbulencia > diámetro del haz, (b) los remolinos de turbulencia < diámetro del haz.

Para minimizar los efectos de titulación en la trayectoria de transmisión, el sistema óptico no debe ser instalado cerca de superficies calientes. Los techos con alquitrán (se utiliza en algunos impermeabilizantes), experimentan elevados niveles de titulación en los días de verano, por ello no son lugares apropiados para instalar un sistema óptico. Debido a que la titulación decrece con la altitud, es recomendable que un sistema óptico sea instalado un poco más alto respecto al nivel de una azotea ($\approx 1\text{m}$ a 1.5m) y alejarse de los muros si se instala en un lugar con medio ambiente desértico. Obviamente lo anterior es para sistemas ópticos fijos, pero para un pequeño robot explorador solo se puede contar con un excelente control automático de ganancia (AGC), en el receptor, ya que por lo general se encontrará a nivel del suelo.

Extensión del haz:

El tamaño del haz puede ser caracterizado por el radio efectivo, a_r , la distancia desde el centro del haz ($r_z = 0$) hasta donde la intensidad media ha decrecido por $1/e$. El radio efectivo está dado por

$$a_r = 2.01(\lambda^{-1/5} C_n^{6/5} r_z^{8/5}) \quad (3.3.15)$$

En la expresión anterior se observa que la dependencia de la longitud de onda no es fuerte [15,42]. Frecuentemente se observa que el tamaño de la huella es el doble que el diámetro de un haz limitado por la difracción. Muchos sistemas ópticos que se han hecho incurrir en una dispersión de haz de aproximadamente 1m por kilómetro de distancia. En un mundo perfecto sin la presencia de atenuantes ambientales, la dispersión del haz estaría sólo limitada a la variable de la distancia.

3.4 El clima y cuantificación de L_A .

Hasta aquí, la discusión en este capítulo ha sido un poco teórica, pero de ello se establece lo siguiente. Uno de los tópicos prácticos de mayor interés para un diseñador y constructores de sistemas ópticos en la atmósfera es el clima.

Lluvia.

La lluvia tiene un impacto reductor en la distancia de un sistema óptico atmosférico (SOA), aunque este impacto es significativamente menor que el producido por la niebla. Esto es porque el radio de las gotas de lluvia ($200\text{-}2000\ \mu\text{m}$) es significativamente mayor que la longitud de onda que se puede utilizar en un diodo laser para un SOA, considerando a λ entre ($670\ \text{nm} - 1500\ \text{nm}$).

Los valores de atenuación típica por lluvia son moderados. Por ejemplo, para una pluviosidad de $2.5\ \text{cm/hora}$, puede observarse una atenuación de $6\ \text{dB/km}$ de la potencia óptica transmitida. Para ello puede hacerse que un sistema opere con un margen de enlace de $25\ \text{dB}$ y que penetre la lluvia relativamente sin que sea un obstáculo. Este puede ser el caso si un SOA es desplegado en un área metropolitana donde la distancia entre edificios en muchos casos es menor a $1\ \text{km}$. Si por ejemplo, el sistema es desplegado en una distancia de 500m bajo las mismas condiciones de lluvia, la atenuación sería de sólo $3\ \text{dB/km}$. Sin embargo, cuando la proporción de lluvia se incrementa dramáticamente más allá de un aguacero ($> 10\ \text{cm/hora}$), el nivel de atenuación por lluvia se hace muy notable a pesar de las cortas distancias en áreas metropolitanas. Lo bueno es que este tipo de aguaceros dura poco tiempo (minutos). Un interesante punto es que las tecnologías inalámbricas de RF que usan frecuencias superiores a $10\ \text{GHz}$ son impactadas desfavorablemente por el clima y poco impactadas por la niebla. Esto es porque esta más cerca de igualar la longitud de onda de RF, al radio de las gotitas de lluvia y ambos son mayores que las gotitas de humedad en la niebla. Las frecuencias más bajas de RF en los valores de $2.4\ \text{GHz}$ y $5.8\ \text{GHz}$ son relativamente poco afectadas por la lluvia o niebla, aunque existe mucha interferencia, porque no hay una precisa regulación en esas frecuencias.

Nieve.

Los copos de nieve vienen a ser cristales de hielo con cierta variedad de forma y tamaño. En general, no obstante, la nieve tiende a ser mayor que la lluvia. Las condiciones de pérdida total de visibilidad durante una tormenta de nieve atenúan el haz laser; respecto a la dispersión no representa un gran problema para un SOA, esto es porque el tamaño de los copos de nieve resulta muy grande comparado con la longitud de onda de operación. El impacto de la caída de una nieve ligera a una tormenta de nieve y una pérdida de visibilidad total durante la misma se aproxima a condiciones de una lluvia ligera a una niebla moderada, con una atenuación potencial de aproximadamente 3 dB/km a 30 dB/km.

Niebla.

De todos los fenómenos climáticos la niebla resulta ser el más perjudicial para un SOA, porque está compuesta de pequeñas gotitas de agua, con radios cercanos al tamaño de las longitudes de onda infrarrojas. La distribución del tamaño de las partículas varía para diferentes tipos de niebla. Las condiciones del clima son referidas típicamente como niebla cuando el intervalo de visibilidad está entre 0-2000 metros. Porque las condiciones neblinosas son un poco difíciles de describir por medios físicos, palabras descriptivas como "niebla densa" o "niebla ligera" son algunas veces usadas para caracterizar la apariencia de la niebla. Cuando la visibilidad es mayor que 2000 metros, la condición es frecuentemente referida como nebulosa o brumosa. La tabla 3.4 relaciona la visibilidad y las diferentes condiciones de niebla [34]. La dispersión es el mecanismo dominante de las pérdidas debidas a la niebla. Incluso para condiciones de niebla moderada, resulta altamente atenuante de la luz en el infrarrojo sobre distancias cortas. La atenuación esperada en la trayectoria en dB/km y su correlación con la visibilidad también se muestra en la misma tabla. En la misma, se observa claramente que la lluvia es mucho menos impactante en las pérdidas de trayectoria de un SOA cuando se compara con la niebla. Por ejemplo, un medio con un aguacero resulta menos atenuante que una niebla ligera. Los valores se obtienen aplicando la expresión (3.3.8) y sustituyendo α_{Asc} por α_e , en la ecuación (3.3.1) en dB ($10 * \text{Log}(L_A)$).

Tabla 3.4. Visibilidad y pérdidas para diferentes condiciones del clima.

Condición del clima	Precipitación		Cantidad mm/hr	Visibilidad km	L_A dB/km
Niebla densa				0 - 0.050	-271.65
Niebla espesa				0.20	-59.57
Niebla moderada	Nieve			0.50	-20.99
Niebla ligera	Nieve	Aguacero	100	0.70 - 1	-12.65
Niebla fina	Nieve	Lluvia fuerte	25	1.9	-4.22
				2.0	-3.96
Neblina	Nieve	Lluvia media	12.5	2.8	-2.58
				4.0	-1.62
Neblina ligera	Nieve	Lluvia ligera	2.5	5.9	-0.96
				10.0	-0.44
Despejado	Nieve	Llovizna	0.25	18.1	-0.24
				20	-0.22
Muy despejado				23	-0.19
				50	-0.06

Aunque la visibilidad es más comúnmente usada para caracterizar las condiciones de neblinosas, otros métodos tales como la medición del tamaño y densidad de las partículas intentan describir las condiciones de niebla en una forma más cuantitativa. Es posible usar mediciones de visibilidad hechas en aeropuertos, con bases de datos de varios años, las mediciones permiten caracterizar diferentes regiones y derivar su estadística. Pero no proporcionan información dinámica de

microclimas en las ciudades o cercas de lagos y riveras los cuales inducen condiciones neblinosas. Para tener dinamismo es preferible contar con un nefelómetro, el problema es que resultan costosos, como para que sirva a un solo enlace de SOA. La distribución de la densidad de las partículas de niebla también varía con la altura, lo cual hace que el modelado de la niebla sea aún más complejo.

Línea de vista.

Los SOA requieren línea de vista para operar. La línea de vista significa que el transmisor y el receptor puedan “verse”, en donde se encuentran localizados. Debido a que el haz laser se propaga y expande en un modo lineal, el criterio de línea de vista es menos estricto cuando se compara a los sistemas de microondas que requieren un espacio libre adicional a la trayectoria para la extensión de las zonas de Fresnel [14]. Para facilitar el encontrar el haz de un punto remoto de observación mayores a 1 km, puede ser necesario usar binoculares o un telescopio para localizar la huella desde el punto de observación.

Otros factores para considerarse.

Para instalar un SOA, también debe considerarse cuál es el tipo aplicación. Por ejemplo si se usará para tráfico de datos de descargas nocturnas de baja velocidad o transmisión de datos de video de alta velocidad ininterrumpido; si la distancia entre sitios de instalación es grande y si el lugar es notoriamente neblinoso. Estos factores influirán en la selección de los componentes que integren el SOA. Para el caso que aquí se desarrolla la distancia es corta, la velocidad de transmisión es muy baja y el lugar en el que se podría instalar el SOA será función de la visibilidad, que a su vez será función de las condiciones climáticas.

Una baja visibilidad decrece la efectividad del SOA. Una solución para el impacto negativo de la visibilidad es acortar la distancia entre las terminales de un SOA. Otra solución es usar múltiples haces.

Distancia.

La distancia impacta el desempeño de un SOA en tres formas. *Primera*, aún en condiciones de clima despejado, el haz diverge y el elemento detector recibe menos potencia. Para un haz circular, las pérdidas geométricas de la trayectoria se incrementan por 6 dB cuando la distancia se incrementa por un factor de 2. *Segunda*, las pérdidas totales de transmisión del haz se incrementan con el aumento de la distancia. *Tercera*, los efectos de titulación se acumulan en una mayor distancia. Por lo tanto, para que el valor del margen de titilaciones decaiga podría incrementarse la potencia en el cálculo total de enlace, para mantener un valor predefinido de la tasa de errores de bits transmitidos (Bit Error Rate, BER).

Ancho de banda.

En un SOA, dos elementos pueden limitar el ancho de banda total del sistema. Estos elementos son la fuente de transmisión y el fotodetector. Como se vio en el capítulo anterior, si se utilizara un LED, el ancho de banda estaría limitado típicamente a 155 Mbps. Pero como se utiliza un laser modulado directamente podría operar arriba de 2.5 Gbps. Y para velocidades de 10 Gbps o mayores sería preferible usar moduladores externos.

Con respecto al fotodetector, diodos Si-Pin y Si-APD soportan velocidades superiores a 1.250 Gbps, algunos disponibles comercialmente y baratos, los más lentos. Para la operación en 1500 nm, los detectores de InGaAs podrían ser usados, pero son más costosos. También es necesario considerar que para altas velocidades de transmisión (la duración del bit es más corta), la cantidad de luz que puede ser colectada por el receptor y convertida en electrones (a una corriente eléctrica) es mucho menor y la sensibilidad de un receptor se vuelve una función de la velocidad de transmisión (bit rate). En términos generales, esto significa que para altas velocidades de transmisión, menor es la sensibilidad. Algunos valores típicos de sensibilidad son $-43 \text{ dB}_m @ 155 \text{ Mbps}$ y $-34 \text{ dB}_m @ 622 \text{ Mbps}$. Cuando el sistema

excede su límite de sensibilidad, el ruido térmico (también llamado ruido Johnson) impacta la tasa de errores de los bits transmitidos. Esto se tomará en cuenta en el siguiente capítulo, el receptor.

3.5 Selección de longitud de onda.

Para seleccionar la mejor longitud de onda en un SOA, se deben considerar varios factores. Primero la longitud de onda debe corresponder a aquellas que no son fuertemente atenuadas por la atmósfera, debe estar en una ventana atmosférica, como se vio anteriormente. Respecto a la dispersión, la dispersión de MIE es por mucho el factor dominante de la atenuación de un haz infrarrojo a través de la atmósfera bajo niebla. Sin embargo, respecto a la absorción en densas áreas urbanas con altos contenidos de aerosol, es muy poco el beneficio que una longitud de onda diferente puede brindar; a excepción de 1250 nm a 1300 nm, donde la transmitividad con aerosol urbano es casi nula, como se muestra en las figuras 3.7, 3.8a y 3.9. Otros factores como la disponibilidad de componentes y el precio, la distancia de transmisión requerida y consideraciones de seguridad para los ojos de humanos y animales no humanos deben ser tomadas en cuenta. Para el último factor, se puede explicar un poco más en qué consiste, considerando la biofísica del ojo humano.

Los haces laser con $\lambda = 800$ nm están en el infrarrojo cercano y por lo tanto invisibles, todavía semejantes a las longitudes de onda visibles la luz pasa a través de la cornea y el cristalino y es enfocada en un diminuto haz dentro de la retina. Esto es ilustrado en la figura 3.11a, lo cual se aplica para longitudes de onda visibles y cercanas al infrarrojo en el intervalo de 400 a 1400 nm. El haz de luz colimada que entra al ojo, en esas longitudes de onda, es un peligro para la retina, esa luz es concentrada en una región y multiplicada por un factor de 100 000 veces cuando impacta la retina. Es un peligro porque la retina no detecta dolor y de este modo la luz invisible no induce un reflejo de parpadeo, a 800 nm la retina puede ser dañada permanentemente antes de que la víctima tome conciencia del peligro de la iluminación. En contraste, la figura 3.11b muestra que un haz laser con $\lambda > 1400$ nm, es absorbido por la cornea y el cristalino, y no se enfoca dentro de la retina [8,47].

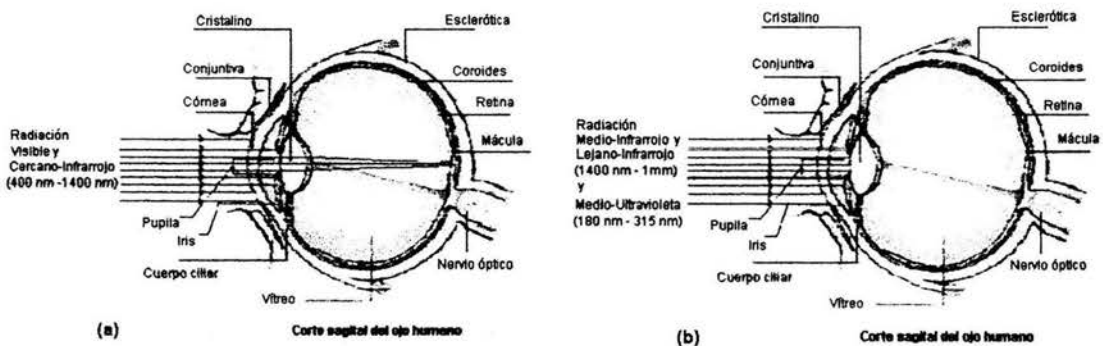


Figura 3.11. Características de absorción y transmisión de la luz en el ojo humano, (a) para λ visible y cercano-infrarrojo, (b) para λ en medio-infrarrojo, lejano-infrarrojo y medio-ultravioleta.

Sumario

Al principio del capítulo, en el canal espacial óptico, se mostró como se utilizarían los parámetros del transmisor para la expresión de la potencia recibida, importante para realizar los cálculos de enlace, además se pretendía saber cuál era la mejor longitud de onda (λ) para transmitirla en la atmósfera. Para cuantificar las pérdidas en la atmósfera, fue necesario conocer de qué se integraba la atmósfera, esto se consideró en el canal atmosférico. Conociendo las características de la atmósfera, se buscó saber cuál era el efecto sobre un haz de laser que se propagaría a través de ella. Se encontró que las pérdidas atmosféricas estaban en función de la distancia y un coeficiente de extinción α_c , el cual resultaba predominado por α_{Asc} , coeficiente de dispersión de aerosoles, para facilitar el cálculo de L_A bajo condiciones comunes del clima, que a su vez es función de la visibilidad y λ . Con ello se logra tener el menor número de variables y una estimación aceptable para L_A .

Respecto a la mejor λ , se debe conocer el sitio donde se instalará y si es fijo el SCOA o es móvil. Para protección humana resulta mejor usar $\lambda \geq 1400$ nm, esto es para el caso en que el transmisor no pueda ser colocado en un lugar fuera del alcance de las personas o de algún otro animal no humano, que pueda ser dañado por este tipo de radiación laser; cuando se usa una potencia considerable, es decir, para clases IIIb y superiores, con longitudes de onda menores a 1400 nm.

4.1 Receptor óptico – Sección de entrada.

4.1.1 Enfoque del campo óptico.

En un receptor óptico, el campo de luz entrante en un sistema espacial óptico es generalmente colectado o enfocado por una sección óptica frente a la superficie del detector, como se vio en la figura 1.4a. El campo enfocado por una lente óptica puede ser descrito usando el diagrama de la figura 4.1. El campo colectado a la entrada de la lente es definido en el plano de abertura (plano del receptor), y el campo enfocado es definido en el plano focal (plano del detector). El plano focal está localizado a la distancia d_f detrás del plano de abertura, donde d_f es la distancia focal de la lente. La lente óptica, físicamente localizada en el plano de abertura, reorienta el campo de luz entrante sobre el plano focal, donde se localizará el fotodetector. El campo producido en el plano focal frecuentemente es llamado el campo difractado. Para un diseño aceptable del receptor la lente debe permitir la difracción de Fraunhofer (o de campo lejano) en el plano focal. Así, si $f_r(t, \mathbf{r})$ es el campo recibido en el plano de abertura y si $f_d(t, u, v)$ es el campo difractado en el plano focal, entonces los dos campos están relacionados por

$$f_d(t, u, v) = \frac{\Gamma(u, v)}{\lambda d_f} \int_A f_r(t, x, y) \exp \left[-j \frac{2\pi}{\lambda d_f} (xu + yv) \right] dx dy \quad (4.1.1)$$

donde

$$\Gamma(u, v) = \frac{1}{j} \exp \left[j \left(\frac{\pi}{\lambda d_f} \right) (u^2 + v^2) \right] \quad (4.1.2)$$

es el factor de fase, $\mathbf{r} = (x, y)$ son las coordenadas del campo en el plano de abertura y (u, v) son las coordenadas del campo en el plano focal [12].

Consideremos una onda plana normal incidiendo en la lente receptora de área A . Desde la sección 2.6, el campo recibido es entonces

$$f_r(t, x, y) = a(t) e^{j\omega_0 t} \rightarrow (x, y) \in A \quad (4.1.3)$$

El patrón de difracción resultante en el plano focal es obtenido directamente de la ecuación (4.1.1) como

$$f_d(t, u, v) = a(t) e^{j\omega_0 t} \Gamma(u, v) f_{d0}(u, v) \quad (4.1.4)$$

donde $f_{d0}(u, v)$ es la integral espacial

$$f_{d0}(u, v) = \frac{1}{\lambda d_f} \int_A \exp \left[-j \left(\frac{2\pi}{\lambda d_f} \right) (xu + yv) \right] dx dy \quad (4.1.5)$$

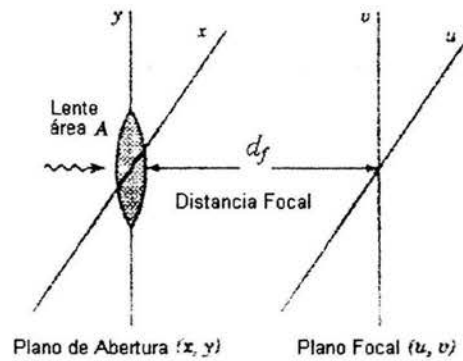


Figura 4.1. Geometría de la óptica del receptor.

Se observa que el patrón de difracción es simplemente el producto de la función envolvente variante con el tiempo y de la función espacial definida por el factor de fase $\Gamma(u, v)$ y la transformada bidimensional de $f_{d0}(u, v)$. Así la distribución del campo en el plano focal producido por la llegada, en forma normal, del campo de una onda plana es determinado evaluando la integral bidimensional en la ecuación (4.1.4). La integración depende de la forma del área de apertura del receptor. Para el caso que se desarrolla esa área es circular. Cuando se usa una lente circular con diámetro d , la transformada en la ecuación (4.1.5) se evalúa primero convirtiéndola a coordenadas polares. Esto resulta en

$$f_{d0} = \left(\frac{1}{\lambda d_f} \right) 2\pi \int_0^{d/2} r J_0 \left(\frac{\pi r \rho}{\lambda d_f} \right) dr = \left(\frac{\pi d^2 / 4}{\lambda d_f} \right) \left[\frac{2J_1(\pi d \rho / \lambda d_f)}{(\pi d \rho / \lambda d_f)} \right] \quad (4.1.6)$$

donde $\rho = (u^2 + v^2)^{1/2}$ y $J_0(x)$ y $J_1(x)$ son funciones Bessel. Considerando una lente con $d = 30 \text{ mm}$ y $\lambda = 670 \text{ nm}$, λ es la que emite el diodo láser en el transmisor. Para ρ , se utiliza un fotodiodo cuadrado con $l = 2.73 \text{ mm}$. Resolviendo la ecuación anterior se tiene

$$f_{d0}(1.36 \text{ mm}, 1.36 \text{ mm}) = \left(\frac{\pi * 30E - 3m^2 / 4}{670E - 9m * 30E - 3m} \right) \left[\frac{2 * 0.018}{9.0515E3} \right]$$

La magnitud del patrón de difracción es mostrada en la figura 4.2, como una función de la distancia radial ρ [26].

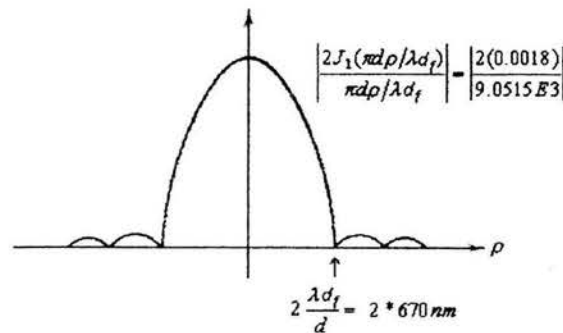


Figura 4.2. Patrón de difracción (Airy) de la lente circular.

El campo difractado en la figura anterior es el patrón de Airy, de la teoría de difracción óptica [12,26]. El patrón difractado ocupa una altura de aproximadamente $A/\lambda d_f$ y una anchura de aproximadamente $2\lambda d_f/d$ (referido al mayor lóbulo) en el plano focal. Por lo general la distancia focal se aproxima al diámetro de la lente (d_f/d es el número $f/\#$, relacionado con la abertura relativa).

La figura 4.3 muestra la fuente del transmisor considerada como una fuente puntual que produce el campo de una onda plana modulada, como la descrita por la ecuación (4.1.3), que incide sobre la abertura del receptor. La lente enfoca el campo a un sitio con un patrón Airy, de acuerdo a las ecuaciones anteriores y que contiene a la envolvente que varía con el tiempo como el campo recibido. Se considera que el punto en el plano focal es la imagen de la fuente puntual. Es decir, el plano focal está reproduciendo el patrón espacial de la fuente dentro del patrón difractado de la lente. Se nota que puesto el detector en el plano focal sólo necesita coleccionar el patrón Airy para “ver” la fuente puntual y la envolvente moduladora.

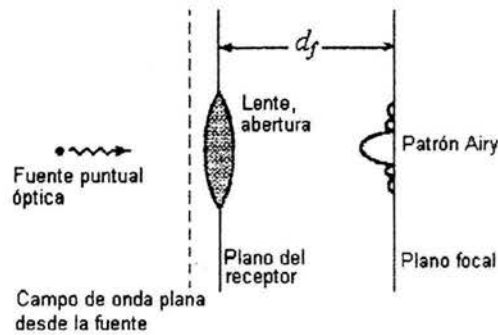


Figura 4.3. Imagen de la fuente puntual en el receptor.

Lo anterior es aplicable cuando el campo incide normal a la superficie del detector, en un enlace fijo puede considerarse así, pero si el haz sufre desviación, como se observó en el capítulo anterior o si el sistema óptico es móvil, entonces puede considerarse lo siguiente: suponiendo que la onda plana arriba fuera de la normal al receptor con un vector \mathbf{z} , como en la figura 4.4a. De la ecuación (2.6.10), el campo recibido sobre la lente del receptor es descrita por

$$f_r(t, \mathbf{x}, \mathbf{y}) = a(t)e^{j\omega_0 t} e^{-j\mathbf{z}^* \cdot \mathbf{r}} = a(t)e^{j\omega_0 t} \exp[-j(xz_x + yz_y)] \quad (4.1.7)$$

donde z_x y z_y son la coordenadas x y y de \mathbf{z} . Con pequeños ángulos de aproximación, se escribe $z_x = (2\pi/\lambda)\theta_x$, $z_y = (2\pi/\lambda)\theta_y$, donde (θ_x, θ_y) son los sub-ángulos de llegada del vector de campo \mathbf{z} respecto a la normal vistos en la figura 2.26d. La difracción del patrón espacial ya resulta más complicada y es

$$f_d(t, u, v) = a(t)e^{j\omega_0 t} \left(\frac{\Gamma(u, v)}{\lambda f_c} \right) * \int_A \exp \left[-j \left(\frac{2\pi}{\lambda} \right) (x\theta_x + y\theta_y) \right] \exp \left[-j \left(\frac{2\pi}{\lambda f_c} \right) (xu + yv) \right] dx dy$$

$$f_d(t, u, v) = a(t)e^{j\omega_0 t} \Gamma(u, v) f_{d0}(u + u_0, v + v_0) \quad (4.1.8)$$

donde $f_{d0}(u, v)$ está dada en la ecuación (4.1.4) y $u_0 = d_f \theta_x$, $v_0 = d_f \theta_y$. Así, fuera de ángulo la onda plana incidente genera un cambio en la posición del patrón difractado en el plano focal. La localización del patrón cambiado se determina extendiendo la línea en la dirección de arriba de la onda plana del campo a través del centro de la abertura de la lente hasta el punto donde intercepta al plano focal.

Suponiendo que dos fuentes como en la figura 4.4b donde cada una produce un patrón Airy que incide en el plano focal, pueden ser distinguidos ya que están suficientemente separados. Y se

considerarán indistinguibles si un patrón está localizado dentro del otro. Los patrones tienen un ancho de aproximadamente 2λ , dos patrones son indistinguibles si se traslapan por un ancho igual a λ . Esto se

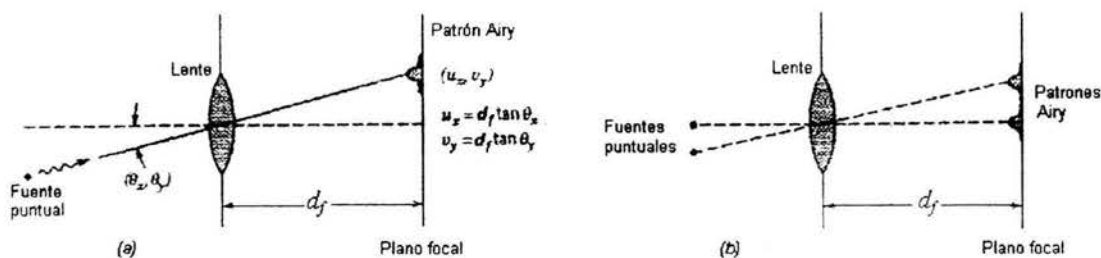


Figura 4.4. Imágenes desplazadas en el plano focal: (a) por una fuente, (b) por dos fuentes.

cumple si los campos de las fuentes puntuales llegan con un ángulo menor a

$$\theta_{dl} \approx \frac{\lambda}{d_f} \quad (4.1.9)$$

con ello se define un ángulo sólido de llegada para el que serán indistinguibles

$$\Omega_{dl} \cong \frac{\pi}{4} \left(\frac{\lambda}{d_f} \right)^2 \quad (4.1.10)$$

con la condición que se asumió de que $d_f \cong d$, donde d es el diámetro circular de la lente,

$$\Omega_{dl} \approx \left(\frac{\pi}{4} \right)^2 \left(\frac{\lambda^2}{A} \right) = 391.739E - 12 \text{ sr} \quad (4.1.11)$$

donde A es el área de apertura del receptor. Esto es llamado el *campo visual limitado por la difracción de la apertura óptica* y define el ángulo sólido en el cual todas las ondas planas que llegan, con cierto ángulo, superpondrán sus patrones Airy tal que serán indistinguibles, como se muestra en la figura 4.5. Así Ω_{dl} define la capacidad de resolución de la apertura óptica a la longitud de onda λ y solo depende del área de la apertura.

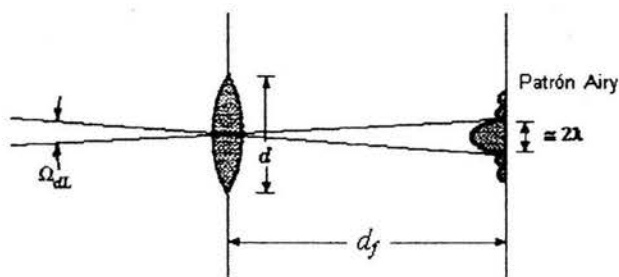


Figura 4.5. Geometría del campo visual limitado por la difracción.

4.1.2 Detección de potencia y campo visual del receptor.

Con las lentes en el receptor óptico el campo en la abertura es proyectado sobre el plano focal donde se encuentra el fotodetector; este último responde al campo proyectado en su superficie. Dos parámetros importantes son: la cantidad la potencia en el plano del detector y el campo visual del detector. La potencia del campo se determina aplicando el teorema de Parseval, con $f_1(x,y) \leftrightarrow F_1(u,v)$ y $f_2(x,y) \leftrightarrow F_2(u,v)$ sean dos pares de transformadas, el teorema de Parseval, establece

$$\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} |f_1(x, y)|^2 dx dy = \left(\frac{1}{2\pi} \right)^2 \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} |F_1(u, v)|^2 du dv \quad (4.1.12)$$

con $f_1 = f_2$ [28]. Esto relaciona las integrales del campo en la abertura y del campo enfocado de una lente óptica, con sus propias transformadas. Aplicando la definición de potencia en la ecuación (2.6.3) con

$$\text{Potencia del campo en el plano focal en el tiempo } t = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} |f_d(t, u, v)|^2 du, dv \quad (4.1.13)$$

utilizando que el campo difractado es

$$f_d(t, u, v) = \frac{\Gamma(u, v)}{\lambda d_f} F_r \left(t, \frac{2\pi u}{\lambda d_f}, \frac{2\pi v}{\lambda d_f} \right) \quad (4.1.14)$$

donde F_r es la transformada de Fourier del campo recibido [12]. Usando esto en la ecuación (4.1.13) se convierte en

$$\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} |f_d(t, u, v)|^2 du dv = \left(\frac{1}{\lambda d_f} \right)^2 \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} |F_r(t, \omega_1, \omega_2)|^2 d\omega_1 d\omega_2 \quad (4.1.15)$$

donde $F_r(t, \omega_1, \omega_2)$ es la transformada de Fourier inversa de $f_i(t, x, y)$ sobre el área de abertura \mathcal{A} . Por la aplicación de la ecuación de la ecuación (4.1.12), la última integral es idéntica a

$$\int_{\mathcal{A}} |f_r(t, x, y)|^2 dx dy = \text{Potencia del campo en el área de abertura en el tiempo } t \quad (4.1.16)$$

Esto significa que la potencia colectada del campo en el plano focal es idéntica a la potencia colectada en el área de abertura del receptor, debida al campo recibido. Así, la potencia es preservada en el enfoque del campo recibido hacia el plano focal. Un detector situado en el plano focal colectará la potencia en la abertura, el detector debe ser suficientemente grande para que abarque el campo enfocado. Por lo anterior, los niveles de potencia del detector pueden ser calculados directamente en la lente del receptor, sin que sea necesario calcular el campo difractado. De esta forma, sólo es necesario especificar el área de la lente de abertura así como el área del detector y aplicar directamente las ecuaciones del flujo de potencia propuestas en la sección 3.1.

La detección de potencia en el plano focal se basa en el hecho de que el detector abarca completamente el campo enfocado sin importar la dirección de la cual llegan. Para un detector dado, se puede determinar exactamente cuales direcciones del campo recibido son en realidad detectadas. Considerando la figura 4.6, la cual muestra un detector circular de diámetro d_d en el plano focal de una lente de área circular \mathcal{A} y longitud focal d_f . De los ángulos de llegada y el desplazamiento de los patrones Airy en la figura 4.6, se observa que sólo la imagen sobre la superficie del detector (ignorando los efectos en los extremos), el campo llega con ángulos que están dentro del ángulo sólido

$$\Omega_{fv} = \frac{\pi \left(\frac{d_d}{d_f} \right)^2}{4} = \frac{A_d}{d_f^2} \quad (4.1.17)$$

donde A_d es el área del detector. El parámetro Ω_{fv} define el rango de los ángulos de llegada, observados por la superficie de detección. Así, Ω_{fv} determina cuánta de la luz entrante del campo puede en realidad ser detectada y a eso se le llama *campo visual del receptor*. Lo último es por lo tanto el ángulo sólido, visto desde el receptor, dentro del cual todas las ondas planas que llegan proyectarán su patrón de difracción sobre el detector. Recordando que todas las ondas planas que superponen su patrón de difracción son en esencia indistinguibles en términos de la dirección de arriba. Así, el mínimo campo visual absoluto que se tiene es el ángulo limitado por la difracción en la ecuación (4.1.10). Esto podría requerir una superficie de detección cuya área es del orden de $\pi\lambda^2$.

Pero realmente las áreas de los detectores son mucho más grandes que $\pi\lambda^2$, así que $\Omega_{fv} \gg \Omega_{dl}$. De este modo los receptores ópticos colectan los campos que llegan en ángulos mucho más amplios que los de difracción. Si consideramos que cada uno Ω_{dl} como una dirección de llegada distinguible o modo ortogonal espacial, entonces el receptor tendrá

$$\begin{aligned} \text{Número de modos} &= \frac{\Omega_{fv}}{\Omega_{dl}} = \frac{(A_d / d_f^2)}{(\pi/4)^2 (\lambda^2 / A)} \approx \left(\frac{4}{\pi} \right) \left(\frac{A_d}{\lambda^2} \right) \\ &\approx 1.273 \left(\frac{5.853E-6 \text{ m}^2}{(670E-9 \text{ m})^2} \right) = 16.602E6 \text{ modos} \end{aligned} \quad (4.1.18)$$

Puesto que $A_d \gg \lambda^2$, el receptor óptico colecta muchos modos del campo. En el sistema que se desarrolla, se supone un detector con un área circular, con $d_d = 3 \text{ mm}$, el área circular es $A_d = \pi * (d_d/2)^2 = 7.068 \text{ mm}^2$ y la longitud de onda utilizada por el transmisor es $\lambda = 670 \text{ nm}$. Aún con el área del detector tan pequeña como los 7.068 mm^2 del detector, el receptor óptico tiene muchos modos.

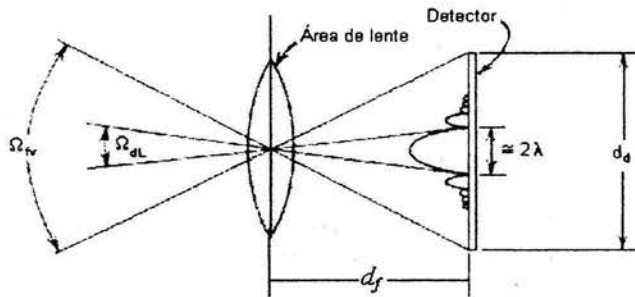


Figura 4.6. Campo visual del receptor y su relación con las áreas de lente y detector.

Lo anterior contrasta con las antenas de RF que típicamente tienen alimentadores (aberturas) de corneta (o bocina) que son del orden de su propia longitud de onda, produciendo aproximadamente, sólo de 1 a 10 modos. Así los campos ópticos tienen una dimensión mucho mayor en su caracterización del detector.

El fotodetector responde a toda la radiación enfocada sobre su superficie fotoemisora (que emite electrones por la acción de la luz). Así, el campo visual del detector Ω_{fv} dado por la ecuación (4.1.17) depende del área del detector y de la distancia focal d_f más que del área de recepción de la lente

A_r . Esto también contrasta con los sistemas de RF donde el campo visual del receptor depende de λ^2/A_r cuando está limitado por la difracción. Así, el campo visual del sistema óptico puede ser ajustado independientemente de A_r . Típicamente, la longitud focal de la lente del receptor es aproximadamente tomada como la raíz cuadrada de A_r (es decir $d_f \cong \sqrt{A_r}$) [12]. De este modo, la distancia focal utilizando una lente plana convexa en la abertura de 30 mm la distancia focal será $d_f = 26.58 \text{ mm}$. La ecuación (4.1.17) se evalúa entonces y da

$$\Omega_{fv} = \frac{\pi}{4} \left(\frac{3\text{mm}}{26.58\text{mm}} \right)^2 = \frac{A_d}{d_f^2} \approx \frac{A_d}{A_r} = 10.005 \text{E} - 3 \text{sr}$$

En la figura 4.6 también puede usarse una lente plana-convexa, como se menciono, para limitar el campo visual del detector, esto se ilustra en la figura 4.7. Considerada a la inversa representa la configuración de una fuente emisora.

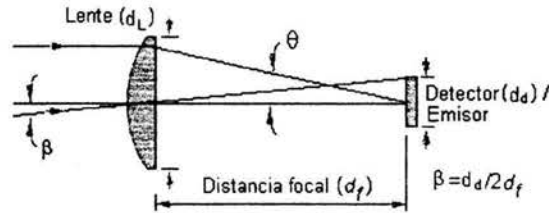


Figura 4.7. Lente plana-convexa usada para limitar el campo visual del detector.

Es importante conocer cuánta luz está siendo transmitida o recibida, en este caso, típicamente la capacidad de coleccionar luz de una lente es cuantificada por las siguientes expresiones aplicadas a la lente de 30 mm se tiene [26]

$$f/\# \text{ (número } f) = d_f \text{ (distancia focal de la lente)} \div d_L \text{ (diámetro de la lente)} \quad (4.1.19)$$

$$= 26.58\text{mm} \div 30\text{mm} = 0.886$$

$$NA \text{ (apertura numérica)} = 0.5 \div f/\# = 0.5 \div 0.886 = 0.564 \quad (4.1.20)$$

En la figura 4.7, θ ilustra cómo la apertura numérica controla el ángulo de luz aceptado por la lente. Conforme el $f/\#$ decrece, θ (el ángulo de aceptación) se incrementa y la lente es capaz de recolectar más luz. Otro parámetro de importancia es el rendimiento (TP, Throughput). Cuando se usa una lente para llevar la luz desde un emisor hasta un detector, es importante considerar el TP, que es una medida cuantitativa de la energía de la luz transmitida. Esto es porque los emisores y detectores son áreas y no puntos, el diámetro de la lente afecta el TP aún cuando el $f/\#$ permanece constante. Referido a la figura 4.7, el cálculo para determinar el TP de la lente es [13]

$$X = \frac{d_d}{2f_c}, \quad Y = \frac{2f_c}{d_L}, \quad Z = 1 + (1 + X^2) \times Y^2 \quad G = 0.5 \times \left(Z - \sqrt{Z^2 - 4X^2Y^2} \right)$$

$$TP = G \times \pi^2 \times (d_L / 2)^2 \quad (4.1.21)$$

aplicando lo anterior a la lente plano-convexa de 30 mm se tiene

$$X = 0.0513, \quad Y = 1.772, \quad Z = 4.146, \quad G = 1.996\text{E}-3 \quad TP = 4.433 \text{ mm}^2 \text{ sr.}$$

Respecto al ángulo θ , en la figura 4.7 se expresa como

$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{r_L}{EFL}\right) \quad (4.1.22)$$

donde r_L es el radio de la lente, EFL (Effective Focal Length) es la longitud focal efectiva, proporcionada por el fabricante de la lente. Si se pretende que el detector intercepte el cono de luz entrante a la distancia en que el área de la sección transversal de ese cono tenga las mismas dimensiones que el área del detector, entonces, la distancia focal adecuada, d_{ad} se expresa como

$$d_{ad} = EFL - d_i = EFL - \left(\frac{r_d}{\tan \theta}\right) \quad (4.1.23)$$

donde r_d es el radio del detector y θ es el ángulo calculado en la ecuación (4.1.22) y d_i es la distancia desde el detector al foco de la lente. Al evaluar la ecuación (4.1.17) se utilizó la aproximación

$$d_f \approx \sqrt{A_r} \quad (4.1.24)$$

por lo general se usa cuando se desconoce la EFL, ya que entre lentes con el mismo diámetro de apertura y del mismo tipo por ejemplo plana-convexa, la EFL puede ser de 50, 60, 75, 100 y 120 mm a elegir, según las necesidades del diseñador. Por ello la posición del detector en muchos casos se confina a la distancia expresada por la ecuación (4.1.14). Aunque de este modo la potencia en la lente de apertura no será igual a la potencia en la superficie del detector. Esto se observa en la figura 4.8.

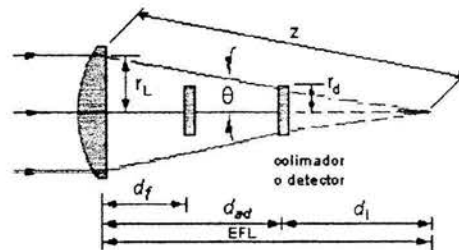


Figura 4.8. Consideración de la distancia focal y la posición del detector.

La lente plana-convexa que se utiliza de 30 mm de diámetro con un $EFL = 50$ mm, considerando el diámetro del detector de 3 mm se tiene

$$z = 52.201 \text{ mm} \quad \theta = 0.2914 \text{ rad} \quad f_{ad} = 45 \text{ mm} \quad \Omega_{fv} \approx A_d / f_{ad}^2 = 3.4906 E - 3 \text{ sr}$$

para todos los cálculos anteriores la distancia focal EFL si se conoce es preferible usarla y obtener la d_{ad} . También resulta conveniente colocar una lente colimadora en d_{ad} y así generar haces paralelos hacia el detector de esta forma el campo incidirá normal a la superficie del detector.

En la construcción física se desea que el diámetro sea el menor posible con el mayor TP, en casi todos los casos, por ejemplo para lentes de 6 mm, 12 mm y 25 mm con un $f/1$, conectadas a una guía de luz con diámetro de $\frac{1}{4}$ " y $NA = 0.55$. Aplicando la ecuación (4.1.21) se tiene $TP_6 = 16.77 \text{ mm}^2 \text{ sr}$, $TP_{12} = 19.04 \text{ mm}^2 \text{ sr}$, $TP_{25} = 19.69 \text{ mm}^2 \text{ sr}$. Esto indica que la lente de 12 mm da el mejor balance entre un diámetro pequeño y un buen rendimiento o TP. Es obvio que la lente utilizada no tiene un buen rendimiento, pero es posible utilizarla en una antena galileana, acoplando otra lente plano-cóncava y dar un aumento mayor al utilizarse a la distancia de 500 m, como se muestra en la figura 4.8. Un inconveniente para usar lentes pequeñas o cualquier otra, es su costo, por ejemplo las lentes plano convexas de 6 mm tienen un costo de \$ 14.40 USD, de 12 mm \$15.10 USD y la de 25 mm \$18.40 USD

de 1-49 unidades, tipo de vidrio BK7. Al costo anterior es necesario agregar el costo de envío aproximadamente \$ 70 USD. Los precios son referidos al catálogo de Edmund Scientific, óptica e instrumentos ópticos del 2003.

Antena de recepción.

La antena de recepción es prácticamente un telescopio en casi todos los casos, puede ser reflexiva o refractiva; que es la que se ha estado tratando, ahí la antena de lente convergente colecta la energía óptica sobre la abertura con diámetro d , enfoca el campo con un diámetro un poco más pequeño que el área del fotodetector para permitir imprecisiones de apuntamiento del receptor. Los tipos más comunes se muestran en la figura 4.9. La lente plana-convexa que enfoca el campo en el receptor, también puede sustituirse por una lente biconvexa o una lente acromática para corregir aberraciones, teniendo el mismo resultado. Lo anterior también puede aplicarse a la óptica del transmisor. Agregando una lente plana-cóncava a la lente plana-convexa se forma una antena galileana o telescopio galileano, el cual a su salida también generará haces paralelos y será afocal. El enfoque del campo también puede hacerse por óptica de “pliegue” en la cual la combinación de espejos primarios y secundarios son usados para generar la imagen del campo, como se muestra en la figura 4.9c y d. Este método es comúnmente usado en telescopios de mayor complejidad y en binoculares.

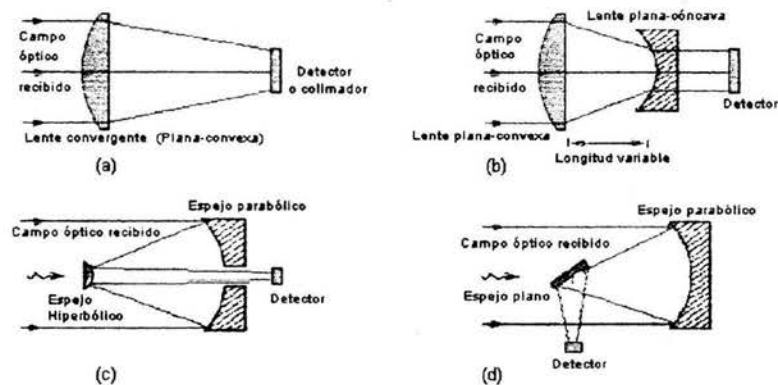


Figura 4.9. Antenas receptoras ópticas: (a) de lente convergente, (b) galileana, (c) de Cassegrain, (d) de Newton.

En la figura anterior los dos primeros corresponden a óptica refractiva, el Cassegrain y el de Newton a óptica reflexiva, al igual que un Schmidt y Caudé. Son telescopios comúnmente usados y no sufren de aberración cromática, pero resultan ser más costosos. Ahí, el índice de refracción relativo de la lente y el medio en que se encuentran n_{lm} , es dependiente de la longitud de onda. Pero ya que la distancia focal de una lente simple varía con $n_{lm}(\lambda)$, esto significa que la distancia focal es una función de la longitud de onda y los colores constitutivos de la luz blanca enfocarán en diferentes puntos en el espacio. El defecto resultante se conoce como *aberración cromática*. A fin de que la imagen esté libre de esta coloración, se combinan lentes positivas y negativas hechas de diferente vidrio para formar lentes acromáticas. En forma de doblete y triplete cementadas que son comparativamente más caras, por ejemplo un doblete de 30 mm de diámetro y 50 mm de EFL, con vidrios de BaFN10-SF10, tiene un precio de \$ 43.70 USD. Por estas razones, en la óptica del sistema desarrollado se utilizan lentes simples.

4.1.3 Flujo de potencia.

Del concepto de la ecuación (4.1.16) y conociendo las características de la antena receptora se aplican las ecuaciones del flujo de potencia de la sección 3.1 y de las características del transmisor; de la ecuación (3.1.6) se tiene

$$P_r = \left[\frac{G_t P_s}{4\pi z^2} \right] A_r = \left[\frac{891.067E6 \times 5E - 3W}{4\pi(500m)^2} \right] 706.858E - 6 m^2 = 1.001E - 3 W = 89.499 dB$$

la anterior se refiere a la potencia recibida sin pérdidas; de la ecuación (3.1.7) se tiene

$$G_{Rm\acute{a}x} = \left[\frac{4\pi}{\lambda^2} \right] A_r = \left[\frac{4\pi}{670nm} \right] 706.8583E - 6 m^2 = 102.963 dB$$

la ecuación (3.1.10) contiene todas las pérdidas a considerar, evaluándola se tiene

$$P_{RX} = (P_{TX} G_{Tm\acute{a}x}) \left(\frac{1}{L_T L_{FTX}} \right) \left(\frac{1}{L_{FS} L_a} \right) G_{Rm\acute{a}x} \left(\frac{1}{L_R L_{FRX}} \right) \left(\frac{1}{L_{Pol}} \right)$$

donde la ecuación (3.1.9) expresa las pérdidas en espacio libre como

$$L_{FS} = \left(\frac{4\pi z}{\lambda} \right)^2 = \left(\frac{4\pi \times (500m)^2}{670nm} \right) = 199.442 dB$$

las pérdidas atmosféricas expresada por la ecuación (3.3.1) y especificado el coeficiente de extinción por la ecuación (3.3.4) pero dominado por la extinción de Mie expresado por la ecuación (3.3.8), para la cual se considera un rango visual $V_R = 1$ km, por lo que se usa el criterio de $V_R < 6$ km, así

$$\alpha_{Asc}(\lambda) = \frac{3.912}{V_R} \left(\frac{\lambda nm}{550nm} \right)^{-\delta} = \frac{3.912}{1km} \left(\frac{670nm}{550nm} \right)^{-0.585 \times (1km)^{1/3}} = 1.23305E - 3$$

$$L_a = e^{-\alpha_a z} \cong e^{-\alpha_{Asc} z} \Rightarrow L_a dB \cong 10 \text{Log}_{10} \left(e^{-\alpha_{Asc} z} \right) = -2.6775 dB$$

para las pérdidas por apuntamiento del transmisor y del receptor se considera el sistema fijo y no móvil, como se planteo en el capítulo 1, de esta forma

$$L_T = 12(\alpha_T / \theta_{3dB})^2 \Rightarrow 0dB \quad L_R = 12(\alpha_R / \theta_{3dB}) \Rightarrow 0dB \quad \text{con} \quad 0 \leq \alpha_{T/R} \leq \frac{\theta_{3dB}}{2}$$

lo anterior se muestra en la figura 4.10. Las pérdidas de alimentación entre la salida de potencia y la antena es despreciable puesto que no se utiliza ninguna guía de luz como una fibra óptica, ya que las distancia son cortas. El mismo caso se aplica para el receptor y se observa en la figura 4.10. Así

$$P_{TX} = P_T L_{LFTX} (W) \Rightarrow 0dB \quad P_{RX} = P_R / L_{FRX} (W) \Rightarrow 0dB$$

Las pérdidas por polarización están dadas por

$$L_{Pol} = \begin{cases} \text{a) } 20 \log(\cos \gamma) & \text{a) } \gamma \text{ es el ángulo entre los dos planos de polarización.} \\ \text{b) } 3dB & \text{b) El campo está polarizado circularmente.} \end{cases}$$

En el capítulo 2 se asumió que en $a(t) = a_x(t)1_x + a_y(t)1_y$, $a_x(t)$ y $a_y(t)$ son los componentes de polarización compleja multiplicados por $(1_x, 1_y)$, un vector unitario en el plano (x,y) ; si a) $|a_x(t)| = |a_y(t)|$ y están 90° fuera de fase uno del otro, el campo está polarizado circularmente; b) si ambos están en fase, o uno es cero, el campo está polarizado linealmente. Se ha venido asumiendo que los campos están polarizados linealmente, debido a esto $\gamma = 0$ entonces

$$L_{Pol} = 20 \log(\cos \gamma) = 0 \text{ dB}$$

La ecuación (3.1.10) también puede escribirse como

$$P_{RX} \text{ (dB)} = P_{TX} + G_{Tm\acute{a}x} + G_{Rm\acute{a}x} - [L_T + L_{FTX} + L_{FS} + L_a + L_R + L_{FRX} + L_{Pol}] \quad (4.1.25)$$

$$= 668.532 E - 6 W = -31.748 \text{ dB}_W$$

donde cada uno de los sumandos esta expresado en decibeles, de la ecuación (2.5.4) se obtuvo $G_{Tm\acute{a}x} = 89.4991 \text{ dB}$; la distancia de enlace es 500 m.

4.1.4 Filtros.

Filtro óptico.

En la mayoría de los receptores de comunicaciones espaciales ópticos, los filtros ópticos son usados en la sección de entrada durante el enfoque de la luz, como se indicó en la figura 1.4a. Un filtro óptico es un material o elemento colocado en la trayectoria de haz óptico para control de la transmitividad de varias longitudes de onda. Al igual que en cualquier sistema de comunicaciones el filtro usado en la etapa de entrada, tiene como objetivo quitar tanta luz indeseable como sea posible durante la recepción de la fuente del campo de luz. De esta forma los filtros ópticos son diseñados con una conveniente selección de pasa-bandas (con alta transmitividad) y rechazo de bandas (baja transmitividad) con respecto a las longitudes de onda ópticas. En los sistemas de fibra óptica, los filtros en los receptores, son usados básicamente en sistemas multiplexados por división de frecuencia, donde las múltiples señales son separadas sobre una banda de longitudes de onda y transmitidas simultáneamente sobre la fibra. Los filtros son usados para quitar las porciones indeseadas del espectro de la señal, así como el ruido.

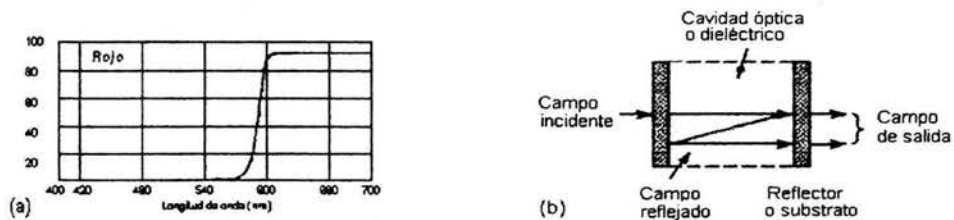


Figura 4.10. Filtros: (a) respuesta del filtro de absorción para el rojo, (b) filtro de interferencia de una sección.

Los tipos básicos de filtros ópticos son: *el filtro de absorción* y *filtro de interferencia*. *El filtro de absorción* es generalmente un material de color que reviste y se acopla a la superficie de la lente o del fotodetector para absorber (o dispersar o reflejar) la luz incidente de ciertas longitudes de onda. La características del filtrado depende del tipo del material y espesor del recubrimiento. La figura 4.10a muestra la respuesta de un filtro de absorción para el rojo; se nota que la banda del filtro tienden a ser amplia, asemejándose a un filtro pasa-bajas, respecto a la frecuencia, a excepción de filtros para colores

como el verde y el magenta, para el primero se asemeja a un filtro pasa-banda y el segundo a un supresor de banda con diferente transmitividad T [51]. Aunque, combinando filtros pasa-altas y pasa-bajas en cascada, traslapando su respuesta, se puede obtener un filtro estrecho. El costo de los filtros de absorción oscila entre los \$14, \$18 y \$20 USD, con diámetros de 12.5 mm, 25 y 50 mm respectivamente. Kodak también tiene filtros de este tipo pero son más costosos. Los precios son basados en el catálogo de óptica e instrumentos ópticos de "Edmund Scientific 2003" [51].

Para el sistema desarrollado se utiliza un filtro de este tipo, para el rojo, puesto que las longitudes de onda que se está empleando es de 670 nm, y otras posibles son de 850 nm y 905 nm; aunque no abarca 1550 nm que es la más recomendable para proteger la vista de personas cercanas a la fuente de emisión resulta útil. Usar un filtro de absorción hace que el sistema siga siendo económico, pero para el desarrollo del prototipo se utiliza una alternativa. En muchos sistemas que tienen comunicación por infrarrojos y que no tienen incorporado el filtro en el emisor y el detector, usan entonces un filtro acoplado, cuyo comportamiento es muy cercano al filtro de absorción para rojo. Este tipo de filtro es mucho más barato, cerca de \$2 USD, ya que se produce en grandes cantidades para televisiones o equipos de audio con control remoto. Uno de este tipo es el que se utiliza para la construcción del prototipo para el cual $\Delta\lambda \cong 360$ nm con $T \cong 90\%$. La figura 4.11b muestra la ubicación del filtro, la posición es la más cercana al detector, aunque en este caso se pone antes y lo más cercano al colimador, con el fin de atenuar los haces incidentes indeseados, ya que llegarán mucho más débiles al ser absorbidos por las paredes del tubo negro que porta al sistema óptico. Además si no se usa un colimador puede acoplarse directamente el detector, tal como se planteo al principio.

Los filtros de interferencia son dispositivos colocados en el frente del fotodetector dentro del cual el campo propagado es enfocado. Los filtros de interferencia hacen uso de la reflexión, de esta forma ciertas longitudes de onda se refuerzan o cancelan para dar el filtraje seleccionado, como se muestra en la figura 4.10b. El dispositivo puede diseñarse con forma de una cavidad óptica que sólo mantiene la reflexión interna a ciertas longitudes de onda, mientras produce una cancelación de fase a otras. Un filtro de interferencia con cavidad óptica muy popular es el de Fabry-Perot, el dispositivo usa espejos metálicos de reflexión para formar la cavidad. Tal dispositivo tiene la capacidad de ser sintonizados en un rango de longitudes de onda para centrar el filtro pasa-banda. Es común encontrar los filtros de interferencia de varias capas aunque inducen una disminución en la transmitividad. Debido a que los filtros de interferencia usan una combinación de cambio de fase, puede lograrse un filtro relativamente estrecho, especialmente cuando se usan múltiples secciones en cascada como en la figura 4.10b, con ello se logra un ancho de banda del orden de 10 nm con una transmitividad alrededor del 60%. A medida que se incrementan las etapas en cascada también se incrementa la pérdida de potencia (se atenúa) en la banda deseada. A todo esto se suma su costo, de \$60 a \$95 USD [51], lo que hace difícil de considerarlo para el prototipo.

Filtro espacial.

El filtro espacial como se vio en la figura 1.4a, la lente y el contenedor del sistema óptico sirven para bloquear o desviar la luz indeseada que entra al detector. La naturaleza intrínsecamente finita de todas las lentes demanda que ellas colecten sólo una fracción de la energía emitida por una fuente puntual. Por consiguiente la limitación física presentada por la periferia de una lente simple determina cuáles rayos entrarán al sistema óptico para finalmente generar una imagen del haz laser. Al respecto, el diámetro libre o no obstruido de la lente funciona como una abertura a la cual fluye la energía. Cualquier elemento, sea el borde de la lente o un diafragma separado, que determina la cantidad de luz que llega a la imagen, es el diafragma de abertura, abreviado como (DA) La posición del diafragma es conveniente colocarla después del primer elemento óptico. Evidentemente ello determinará la capacidad de colectar luz de la lente en su conjunto. Como se muestra en la figura 4.11, los rayos de luz oblicuos pueden entrar a un sistema de este tipo. Estos, sin embargo, son general y deliberadamente limitados a fin de controlar la calidad de lo que aparecerá en el plano imagen. El elemento que limita el

tamaño o extensión angular del objeto cuya imagen podrá formar el sistema es el diafragma de campo o (DC), el cual determina el campo de vista del instrumento, figura 4.11a. De esta forma, mientras que el diafragma de apertura controla el número de rayos de un punto objeto que llegan al plano imagen, el diafragma de campo obstruirá o no esos rayos en su totalidad. Ni el extremo superior ni el inferior del objeto en la figura 4.11a pasa el diafragma de campo. Si se abre el diafragma de apertura circular, el sistema aceptará un cono de energía más grande y al hacerlo aumentará la irradiancia de cada punto en el plano imagen, donde se encuentra el detector. En contraste, si se abre el diafragma de campo pasarían los extremos del objeto, que previamente habían sido bloqueados, para formar parte de la imagen en la entrada del sistema óptico.

A veces la energía óptica indeseada podrá entrar a través de la lente y será reflejada en las paredes internas del contenedor del sistema óptico. Estas reflexiones pueden ser reducidas o eliminadas agregando diafragmas de apertura y de campo pero que servirán más bien como deflectores (df), como se muestra en la figura 4.11b. El tamaño y el lugar debe ser tal que el cono del flujo de luz generado por la lente de apertura no sea alterado. La colocación del deflector como se muestra, evita que la luz extraviada entre con un ángulo mayor que $\frac{1}{2}$ del campo visual. En la misma figura se muestra que el escudo metálico colocado alrededor del circuito electrónico, donde se encuentra el detector, usado para reducir las interferencias electromagnéticas (EMI, electromagnetic interference), puede servir también como el diafragma de campo o deflector de campo (dfc). El escudo metálico en esta área requerirá un color negro opaco para reducir las reflexiones del lado de la lente. La caja contenedora del sistema óptico puede sustituirse por un tubo, como en los telescopios, también revestido con un color negro opaco que ayudará a absorber los rayos de luz indeseados que entran al sistema.

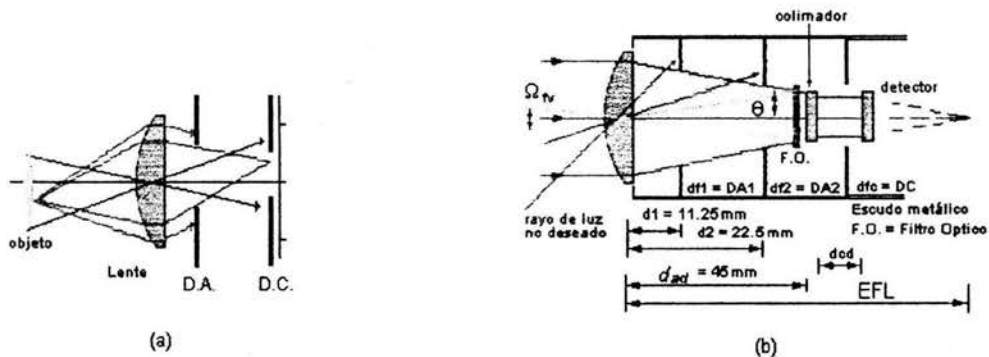


Figura 4.11. Diafragmas: (a) de apertura y campo, (b) consideración de deflectores para el sistema desarrollado.

La geometría involucrada aquí, depende del tamaño de apertura de la lente, la distancia focal y del área activa del fotodiodo. En el sistema desarrollado se agrega un colimador, el cual puede ser una lente biconvexa o una lente plana-cóncava (debido a que el objetivo es una lente plana convexa); el fin de agregarlo es para que el detector montado en la tarjeta del circuito impreso tenga flexibilidad de acercarse o alejarse algunos milímetros sin que varíe la potencia en la superficie del detector, la distancia es definida como d_{cd} , lo anterior será posible porque el sistema óptico será afocal. La posición de los deflectores en este caso se hace arbitraria, se hace en forma simétrica; basándose en el hecho de $d_{obj}=45\text{mm}$ el primer deflector se sitúa en 11.25 mm y el segundo a 22.5 mm medido desde la lente de apertura. Debido a lo arbitrario en muchos sistemas ópticos no se usan tales deflectores porque solo sirven para ciertos ángulos de incidencia. Por lo general se usan sólo el tubo con un interior negro opaco y un diafragma o deflector de campo.

En los cálculos anteriores se consideró un detector circular con 3 mm de diámetro, si se coloca un colimador de las mismas dimensiones las consideraciones anteriores no se afectarían.

4.1.5 Radiación de fondo.

Además de la potencia de la fuente deseada, en la recepción de un sistema espacial se observa una luz de fondo que también es colectada como una radiación indeseable que puede caer dentro de los rangos espaciales y de frecuencia del detector. La radiación de fondo colectada es procesada a la par de la señal deseada lo que presentará una degradación en el desempeño del sistema. Por ello es de importancia la cantidad de potencia de la radiación de fondo colectada. La determinación de la potencia, sin embargo, requiere un modelo preciso de la fuente de tal radiación. En un modelo aceptable se considera que el fondo será generado desde fuentes de radiación uniformes. Estas fuentes se dividen en dos tipos básicos: (1) fondo extendido, se asume que ocupa el fondo entero y por lo tanto está presente en cualquier campo visual del receptor; (2) discreta o puntual, es más localizable (u orientable) y son más intensas, pueden o no estar en el campo visual del receptor. En un sistema espacial, como el que se desarrolla, la principal fuente de fondo extendido el cielo y las fuentes localizables corresponden a estrellas, planetas, la luna, el sol etc. En un ambiente interior, el reflejo de las paredes viene a ser el fondo extendido y las fuentes localizables pueden ser las luces de la habitación, superficies reflejantes o algo semejante.

En el sistema que se desarrolla, su uso es proyectado a exteriores, como se ha venido tratando y el peor caso sería utilizarlo durante el día para el cual el ruido óptico de fondo a considerar es el cielo.

Los radiadores extendidos de fondo son frecuentemente descritos por su *función de radiancia* (*luminancia, resplandor*) *espectral*, $W(\lambda)$, en algunas referencias aparece como $L(\lambda)$, definida como la potencia radiada a la longitud de onda λ por período en un ancho de banda, dentro de un ángulo sólido unitario por unidad de área de la fuente. Si la lente de recepción ocupa un área A , a la distancia Z desde la fuente, figura 4.12, ello representa un ángulo sólido, medido desde la fuente, de aproximadamente A/Z^2 sr. Si la fuente de radiación tiene un área A_s , entonces la potencia total colectada depende de la porción de área de la fuente que contiene el campo visual del receptor, Ω_{fv} . Así la potencia de fondo colectada en el receptor en un ancho de banda de longitud de onda $\Delta\lambda$ respecto de λ es

$$P_b = W(\lambda)(\Delta\lambda)(\Omega_{fv}Z^2)(A/Z^2) \quad \text{si} \quad A_s > \Omega_{fv}Z^2 \quad (4.1.26)$$

$$= W(\lambda)(\Delta\lambda)A_s(A/Z^2) \quad \text{si} \quad A_s < \Omega_{fv}Z^2.$$

Definiendo Ω_s como el ángulo sólido de la fuente visto desde el receptor, entonces $\Omega_s \cong A_s/Z^2$, y puede escribirse (4.1.26) como

$$P_b = W(\lambda)(\Delta\lambda)\Omega_{fv}A \quad \text{si} \quad \Omega_{fv} < \Omega_s \quad (4.1.27a)$$

$$= W(\lambda)(\Delta\lambda)\Omega_s A \quad \text{si} \quad \Omega_s < \Omega_{fv} \quad (4.1.27b)$$

Así, si la fuente de fondo es extendida y abarca el campo visual del receptor, la potencia de fondo está dada por la ecuación (4.1.27) y sólo depende del área del receptor, el campo visual y el ancho de banda.

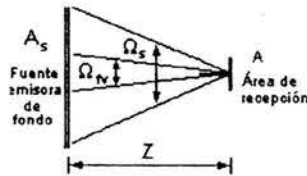


Figura 4.12. Modelo de la fuente de ruido de fondo.

En particular notemos que P_b no depende del valor Z . También podemos observar que P_b en la ecuación (4.1.27a) se incrementa linealmente con Ω_s hasta que la fuente es completamente abarcada, al punto en el cual la ecuación (4.1.27b) es válida y P_b permanece constante con Ω_s .

Para una fuente puntual orientada, produciendo un campo ruidoso para la cual la ecuación (4.1.27b) es cierta, es conveniente definir la *irradiancia* de la fuente a la longitud de onda λ como el producto

$$E_e(\lambda) = W(\lambda)\Omega_s \quad (4.1.28)$$

La potencia puede entonces ser calculada directamente desde la expresión anterior como

$$P_b = E_e(\lambda)(\Delta\lambda)A \quad \text{si} \quad \Omega_s < \Omega_{fp} \quad (4.1.29)$$

sin que se tenga que especificar el ángulo de la fuente Ω_s . Así los niveles de potencia de fondo desde una fuente extendida o una fuente localizable u orientada pueden ser obtenidos conociendo sus funciones de radiancia e irradiancia según sea el caso.

La mayoría de las fuentes de fondo son descritas por el modelo de radiación del *cuerpo negro* en el cual la irradiancia está dada por

$$W(\lambda) = \frac{c^2 h}{\lambda^5} \left[\frac{1}{e^{hc/(\lambda kT)} - 1} \right] \quad (4.1.30)$$

donde c es la velocidad de la luz, h es la constante de Planck, k es la constante de Boltzman y T es la temperatura de la radiación en grados Kelvin [12,13].

Lo más importante en un enlace espacial, como el que se desarrolla, es la luz del cielo diurno. El cielo difuso durante el día (porción del cielo observada cuando se mira a lo lejos el sol) es producido básicamente por la dispersión de la luz solar debido a las partículas de la atmósfera (como se trató en el capítulo 3). Puesto que la dispersión es mínima para las longitudes de onda cortas, frecuentemente vemos el cielo azul durante el día. La figura 4.13a muestra una gráfica típica de radiancia del cielo diurno nublado y soleado, medida desde una altura de 1000m sobre el nivel del mar por un espectro-radiómetro, el "FieldSpec Pro VNIR" de la compañía "Analytical Spectral Devices" [52]. Los espectro-radiómetros son aplicados en sensores ópticos remotos, oceanografía, silvicultura y fisiología de las plantas. El perfil de la radiancia es típicamente de modos múltiples, teniendo un modo básico que se muestra directamente en la dispersión de la energía solar. Un modo secundario causa la re-radiación de la energía de la tierra por la atmósfera y casi se asemeja a un cuerpo negro a una temperatura de 300° K, para ciertos valores de λ . Durante la noche la dispersión atmosférica es básicamente excitada por la luna y fuentes galácticas y casi siempre el orden de magnitud es mucho menor respecto al del día, como se muestra en la figura 4.13b [52]. Evidentemente hay una ventaja de realizar un enlace espacial óptico durante la noche que en el día.

Usando las características del sistema que se desarrolla y la gráfica de la figura 4.13 con cielo despejado, que aunque no representa el peor caso (es decir no representa la condición extrema de operación, que es cuando el cielo está nublado) si es la condición más frecuente a la que estará funcionando el sistema. De la gráfica se observa que la radiancia para $\lambda = 670$, $L_{\lambda=670\text{nm}} \cong 0.012 \text{ W}/(\text{m}^2 \text{ nm sr})$. Cabe decir que para conocer la radiancia en el sitio donde se instalará el sistema sería necesario tener un espectro-radiómetro para tomar la gráfica de la radiancia en un día soleado, el problema es el costo del equipo que puede oscilar entre \$ 2300 a \$ 10000 USD, aunque lo tuviera alguna institución educativa resulta complicado el préstamo de dicho equipo para subirlo a una azotea y realizar mediciones. Por esto resulta más fácil tomar gráficas de la radiancia o en su caso la irradiancia, hechas a ciertas alturas y en caso nublado o despejado.

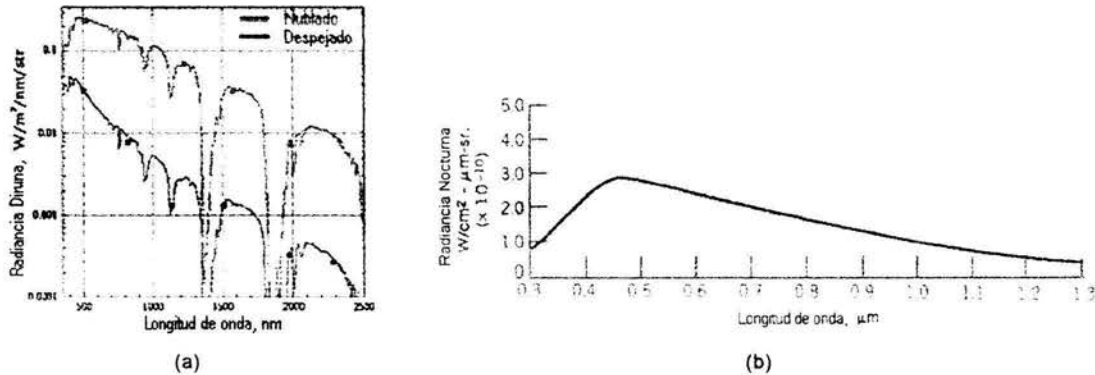


Figura 4.13. Radiancia: (a) durante el día con cielo despejado y nublado, (b) nocturna [52].

Respecto al filtro óptico que se usa y se comporta como el filtro para el rojo como el de la figura 4.10a, cae cerca de los 900 nm para $T \cong 90\%$. Ello produce un $\Delta\lambda \cong 300\text{nm}$, muy amplio, lo más conveniente es usar un filtro de interferencia de acuerdo a la longitud de onda conveniente, por ejemplo el de 1550 nm con $\Delta\lambda = 10.5\text{ nm}$ aunque su transmitividad $T \cong 50\%$. Para el campo visual se utiliza la distancia focal adecuada, d_{ad} .

Finalmente aplicando la ecuación (4.1.27a) con

$$\begin{aligned}
 P_b &= L_{\lambda=670\text{nm}} \cdot A_r \cdot \Delta\lambda \cdot \Omega_{fv} \\
 &= 0.012 \frac{W}{m^2 \cdot nm \cdot sr} \cdot (706.858E - 6 m^2) \cdot (300 nm) \cdot (3.498E - 3 sr) \\
 &= 8.901E - 6 W = -50.505 dB_W
 \end{aligned} \tag{4.1.31}$$

tal valor resulta significativo, tomando en cuenta la potencia que se usa en el transmisor. Ahora supongamos que se usa un filtro de interferencia para la misma longitud de onda, solo que ahora $\Delta\lambda=10.5\text{ nm}$, con ello se tiene

$$P_b = 311.599E - 9 W = -65.064 dB_W \tag{4.1.32}$$

el valor anterior resulta muy conveniente, aunque también debe recordarse que la $T = 50\%$.

La aproximación anterior de la potencia del fondo durante el día será utilizada en cálculos posteriores que involucrarán a la probabilidad de error del sistema.

4.2 Fotodetector.

Los detectores prácticos son de dos tipos: dispositivos de foto-tubos, que utilizan un tubo en vacío para su construcción y dispositivos de estado sólido que utilizan el efecto de juntura. El dispositivo más conveniente es el fotodiodo, por su bajo costo, este es un dispositivo de juntura PN de estado sólido (comúnmente llamado un diodo PIN), en el cual el material que proporcionará los huecos (referido al par: electrón-hueco) es seleccionado para que responda a la longitud de onda de la luz. Un diodo PIN tiene una pequeña área colectora (en mm), una baja corriente de oscuridad y un amplio ancho de banda, debido al corto tiempo de transito de los huecos. El fotodiodo de avalancha (APD, avalanche photodiode) es un diodo de estado sólido con un material de juntura que proporciona una ganancia de corriente por ionización repetida. Un APD proporciona valores medios de ganancia en el

rango de 50 a 300. Los fotodetectores de estado sólido usan componentes como silicón, germanio y arseniuro de galio para el material de juntura. Estos materiales son principalmente sensibles a la luz visible y tienen un tiempo de tránsito extremadamente corto, lo que permite un gran ancho de banda y una rápida respuesta del detector. Hay otro material que puede ser usado en la construcción de fotodiodos PIN en el cercano IR. El InGaAs, además del Ge tienen sensibilidades espectrales pico alrededor de 1600 a 1300 nm, respectivamente. Estos dos tipos de fotodiodos son aplicados en receptores de fibra óptica debido a que la fibra de vidrio presenta la menor atenuación, debida a la absorción, en esta región del espectro. Este tipo de fotodiodo resulta excelente para utilizar longitud de onda de 1500 nm y evitar daños a los ojos de humanos y otros animales no humanos. La tabla 4.1 resume algunos valores de parámetros típicos asociados con varios detectores [12,13,15].

Tabla 4.1. Parámetros para detectores .

Tipo de Detector	Ganancia, \bar{g}	Factor de exceso de ruido, F^a	Ancho de banda	Corriente de oscuridad promedio amp/cm ²
Fototubo	1	1	500 MHz	10^{-12}
PMT	10^3 - 10^5	$1+\xi^2$	100 MHz	10^{-11}
Diodo PIN	1	1	1-5 GHz	10^{-13}
APD	50-200	$\gamma\bar{g} + (2 - (1/\bar{g}))\bar{g}(1-\gamma)$	1-5 GHz	10^{-14}

^a ξ = Factor de dispersión de PMT ; γ = Coeficiente de ionización de APD.
PMT se refiere a un tubo fotomultiplicador (photomultiplier tube).

La conversión de un campo óptico a un flujo de electrones y la reproducción de electrones debido a la foto-multiplicación son de naturaleza probabilística y la salida del fotodetector siempre se desarrolla como un proceso aleatorio de la corriente en el tiempo. El efecto total induce una aleatoriedad en la fotodetección cuando se responde a cualquier campo óptico, ya sea estocástico o no. La aleatoriedad del detector es tomada en cuenta para el modelado del sistema.

El proceso de la corriente de salida fotodetectada es descrito matemáticamente por la superposición de los efectos de corrientes individuales de cada electrón liberado. Mientras un electrón se mueve dentro de un material fotosensible, ello produce una función de respuesta de corriente $h(t)$. Físicamente, cada electrón se mueve en un período de tiempo corto. Así, esa corriente de respuesta $h(t)$ también tendrá una duración finita de tiempo, existente sólo mientras el electrón esté en movimiento. La forma de $h(t)$ depende de la velocidad del electrón durante la transición. En todos los casos el área bajo la función de respuesta es una constante, puesto que la integral de $h(t)$ es el cambio en la carga eléctrica durante el movimiento del electrón. Así,

$$\int_0^{\infty} h(t) dt = 1.602E - 19 \text{ coulombs} = \text{carga de un electrón} \quad (4.2.1)$$

En un fotomultiplicador, la liberación de un electrón produce el movimiento de muchos otros electrones. Si el fotomultiplicador es ideal, exactamente g electrones son colectados por cada electrón liberado debido a la foto-emisión y cada $h(t)$ efectivamente se convierte en $gh(t)$. Así la corriente de salida se incrementa por el factor g , esto es llamado la ganancia del fotomultiplicador. En una foto-multiplicación, el número de electrones secundarios g por cada electrón liberado es aleatorio y g debe ser tratada como una variable aleatoria. Como resultado, g tendrá una densidad de probabilidad y una media particular \bar{g} , así como otros momentos. La razón de la ganancia cuadrática media \bar{g}^2 respecto del cuadrado de la media $(\bar{g})^2$ es llamado el factor de exceso de ruido (excess noise factor) del fotomultiplicador y es denotado por

$$F = \overline{g^2} / \bar{g}^2 \quad (4.2.2)$$

El factor de exceso de ruido es una indicación de la aleatoriedad de un fotomultiplicador y más adelante aparecerá como un parámetro importante en el cálculo de la probabilidad de error del sistema. Un fotomultiplicador ideal (no aleatorio) de ganancia g podrá tener $\bar{g} = g$ y $\overline{g^2} = (g)^2$, así que $F = 1$.

El tipo de detector que se usa en el sistema que se desarrolla es un diodo PIN, debido a su bajo costo, resulta excelente para usarse en el prototipo.

Ahora bien, como el elemento detector y en este caso el fotodiodo, es el primer componente del receptor electro-óptico que debe seleccionarse, se consideraron los siguientes parámetros del fotodiodo para una adecuada elección.

Rango espectral. Este es el parámetro más importante para un detector. El fotodiodo debe ser sensible a la radiación incidente para que produzca la foto-corriente. Así, la respuesta espectral pico del fotodiodo debe ser lo más cercana posible a la radiación que se quiere detectar. El diodo laser que se utiliza es el HL 6724MG que opera en 670 nm, pero en el capítulo 3 se observó que pueden ser utilizadas otras longitudes de onda con mejores resultados. Otro tipo de lasers que resultan económicos por su aplicación en otras áreas operan en esas longitudes de onda, como 790 nm, 850 nm, 905 nm, 1300 nm y 1550 nm. Un solo fotodiodo no puede abarcar todo ese intervalo, pero se escoge uno que abarque la longitud de onda de prueba (670 nm) y algunas más. Se selecciona el fotodiodo **BPW 34B**, de la compañía "OSRAM" cuyo intervalo espectral es de 350 nm a 1100 nm, con sensibilidad espectral máxima en 850 nm, para 670 nm la sensibilidad espectral es alrededor del 90% [48]. Utilizando filtros ópticos externos hace factible que este mismo fotodiodo sea utilizado con diversos lasers a diferentes longitudes de onda.

Área sensible a la radiación. Indica cuánta luz en el fotodiodo será convertida a corriente. Puesto que la lente colimadora más pequeña fue de 3 mm y se deseaba que el sistema fuera afocal para dar un margen de movimiento al fotodiodo en el circuito impreso al ser acoplado, resulta entonces conveniente que la superficie del fotodiodo se aproxime a los 3mm. El BPW 34B es cuadrado con 2.73 mm por lado.

Empaque. Es conveniente elegir un fotodiodo sin lente y sin algún tipo de filtro, es usual en algunos fotodiodos aplicar un filtro de "luz de día", pero en este caso no resulta conveniente.

Sensibilidad espectral. Es una medida de la cantidad de foto-corriente generada por el fotodetector por unidad de potencia óptica que entra. Para el BPW 34B es 0.2 A/W (suele expresarse también en $\mu\text{A}/\text{mW}/\text{cm}^2$) con $\lambda = 400\text{nm}$.

Eficiencia cuántica. Este parámetro es una medición del porcentaje de potencia óptica incidente que resulta en la foto-corriente I_p , dentro del fotodiodo. La eficiencia cuántica varía con la longitud de onda, así que cuando se selecciona el fotodiodo para detectar la luz deseada, la eficiencia debe ser máxima o estar cerca. El factor de conversión (es la eficiencia cuántica) debe conocerse para el diseño del circuito electrónico al que se conecta el fotodiodo, ya que puede resultar insuficiente la foto-corriente entregada por el foto-diodo. La eficiencia cuántica se expresa como

$$I_p = \frac{e\eta P_o}{hf} \quad (4.2.3)$$

en donde e es la carga del electrón, P_o es la potencia óptica incidente, h es la constante de Planck, f es la frecuencia del campo incidente y η es el factor de conversión conocido como la eficiencia cuántica del dispositivo [15]; para el BPW 34B $\eta = 0.62$ [48]. Utilizando la expresión anterior se calcula la foto-corriente en el fotodiodo, con P_o como la P_{RX} a 500 m desde el transmisor; incluyendo la pérdida debida al filtro óptico que presenta una transmitividad del 90 %, se tiene que $P_o = 0.9 P_{RX}$ considerado esto se tiene

$$I_p = \frac{(1.602E - 19C)(0.62)(0.9 \times 668.532 \mu W)}{(6.625E - 34W \cdot s / Hz)(3E8m / s) / 670nm} = 201.4589 \mu A$$

que resulta en un buen nivel de corriente que puede ser procesado con facilidad.

Capacitancia. Este parámetro afecta el ancho de banda del dispositivo. La capacitancia de juntura del dispositivo se disminuye al utilizarlo en modo de polarización inversa, como en la mayoría de los casos. La resistividad del semiconductor causa una resistencia en serie con el fotodiodo y asociada con la capacitancia cuando se conectan a una resistencia de carga la constante RC determina el ancho de banda del dispositivo $B = 1/(2\pi RC)$. Esa constante actúa como un filtro pasa bajas que limita la respuesta en el tiempo. El fabricante proporciona el tiempo de ascenso y descenso medidos del 10 al 90% de un pulso para el cual $\tau \approx 0.35/f_c$, en donde f_c es la frecuencia de corte o ancho de banda. Esta frecuencia de corte corresponde al punto donde la foto-corriente decrece a 3 dB respecto a una respuesta de baja frecuencia. La especificación del BPW 34B da un tiempo de ascenso y descenso (del 10 al 90 %) de 25 ns. Para producir esta salida primero se polariza inversamente y se puede añadir un resistor en serie de 1 k Ω , para ello se encuentra que $f_c = 0.35 / \tau_{90} = 0.35 / 25 \text{ ns} = 14 \text{ MHz}$. Aunque, puesto que el transmisor es un diodo laser que mantiene un cierto nivel de predisposición en la emisión de potencia óptica para aprovechar la capacidad de gran velocidad de transmisión, por esto, no es un problema para el sistema que se desarrolla.

Corriente en oscuridad. Es la corriente que fluye en el fotodiodo (polarizado inversamente) en la ausencia de luz. La cantidad de corriente en oscuridad se incrementa con el voltaje. Cuando se usa el fotodiodo en un modo fotovoltaico, no se presenta corriente de oscuridad. Esto permite una mayor sensibilidad del dispositivo debido a que se reduce el ruido. Para el BPW 34b la corriente en oscuridad es de 2 nA [48].

Fuentes de ruido en el fotodiodo.

La última consideración es una fuente de ruido en un fotodiodo. El ruido presente en el fotodiodo da el límite más bajo de la señal detectada. Puesto que los fotodiodos no tienen una ganancia interna, la señal de la foto-corriente debe ser convertida a un voltaje y entonces ser amplificada electrónicamente. El ruido se presenta como una corriente generada durante este proceso. Las fuentes de ruido que se consideran son: a) *ruido en oscuridad*, b) *ruido de disparo* y c) *ruido térmico*. Cuando opera un fotodiodo en modo de polarización inversa, la corriente debida al ruido generado es una combinación de las tres fuentes de ruido.

Ruido en oscuridad. Este ruido resulta de la corriente de fuga producida cuando un fotodiodo opera con polarización inversa. Esta corriente I_d fluye por el fotodiodo cuando no hay luz incidente en la superficie del fotodiodo. La expresión para este ruido es

$$i_n = \sqrt{2eBI_d} = \sqrt{2 \cdot 1.602E - 19C \cdot 14MHz \cdot 2nA} = 94.716pA \quad (4.2.4)$$

En la expresión anterior I_d es la corriente en oscuridad, B es el ancho de banda y e es la carga del electrón [15]. La operación del fotodiodo en modo fotovoltaico resulta en que este ruido se aproxime a cero puesto que I_d no existe. La reducción del ruido permite una mayor sensibilidad debido a que la razón señal-a-ruido se incrementa.

Ruido de disparo. El ruido se origina por la variación de la corriente causada por los cambios de velocidad en el movimiento de los electrones de cátodo a ánodo. Es decir, resulta cuando los fotones generan pares electrón-hueco en el material del detector; puesto que los fotones arriban al fotodiodo en un modo aleatorio, esta condición resulta en una naturaleza estadística en la producción de los pares electrón-hueco. De esta forma el ruido es dependiente de la señal y proporcional a la cantidad de luz incidente en el fotodiodo. Este ruido se muestra como una fluctuación en la foto-corriente. Así, la corriente de ruido de disparo existe en los casos en que el fotodiodo está en modo predispuerto o no.

El modo predispuesto es el que se utiliza aquí, puesto que el laser mantiene un cierto nivel de emisión. La corriente del ruido de disparo está dada por la siguiente expresión, donde I_p es debida a la potencia recibida y B es el ancho de banda del dispositivo [15].

$$i_{sh} = \sqrt{2eI_p B} = \sqrt{2 \cdot 1.602E - 19C \cdot 201.458\mu A \cdot 14MHz} = 30.060 nA \quad (4.2.5)$$

Ruido térmico. Este ruido resulta del movimiento aleatorio de los electrones, que produce calor, en el material del circuito. Así el ruido térmico no depende de la corriente de la señal de entrada y se encuentra en cualquier resistor pasivo lineal. La resistencia en derivación con el fotodiodo es una fuente de este ruido. En un circuito típico el fotodiodo usa un resistor de carga con el fin de producir una señal de voltaje; por lo general el resistor de carga tiene un valor mucho más pequeño de resistencia que la impedancia de entrada del amplificador. Así, el mismo resistor de carga debe ser considerado como otra fuente de ruido. El ruido térmico se expresa como una corriente de ruido, dada por

$$i_T = \sqrt{4KTB / R_{SH}} = \sqrt{(4(1.379E - 23W / (^{\circ}K \cdot Hz)) \cdot 300^{\circ}K \cdot 14MHz) / 7M\Omega} \quad (4.2.6)$$

$$= 181.923 pA$$

donde **K** es la constante de Boltzmann, **T** es la temperatura absoluta en grados Kelvin y R_{SH} es la resistencia en derivación del fotodiodo [15]; se considera que es de $7 M\Omega$. Cuando se considera el ruido causado por la resistencia de carga, se reemplaza R_{SH} por R_L . Como se puede observar, el ruido puede ser reducido usando un valor grande en el resistor de carga. Aunque al hacer eso se reduce el ancho de banda del detector.

La corriente total de ruido en el detector se expresa como

$$i_{To} = \sqrt{i_n^2 + i_{SH}^2 + i_T^2} = \sqrt{(94.716 pA)^2 + (30.060 nA)^2 + (181.923 pA)^2} \quad (4.2.7)$$

$$= 30.0607 nA$$

De lo anterior se observa que el ruido de disparo es el factor dominante en el ruido total presente. Pero considerando que la R_L utilizada por el fabricante es de 50Ω para obtener f_c de 14 MHz, para lo cual el ruido térmico será

$$i_T = \sqrt{4KTB / R_L} = \sqrt{(4(1.379E - 23W / (^{\circ}K \cdot Hz)) \cdot 300^{\circ}K \cdot 14MHz) / 50\Omega} = 68.069 nA$$

de lo anterior se observa que el factor dominante ahora será el ruido térmico.

Otro parámetro muy útil del detector es la "Potencia Equivalente del Ruido" (Noise Equivalent Power, NEP) el cual da una aproximación del más bajo límite de detección del fotodiodo. Este parámetro indica la potencia óptica necesaria para producir una razón señal a ruido de uno; para el BPW 34B, $NEP = 1.3E-13 W/\sqrt{Hz}$.

Todo esto resulta de gran importancia para el diseño de la siguiente etapa del circuito de recepción, aunque en el sistema que se desarrolla se debe recordar que se utiliza un circuito que tiene la función de recibir la fotocorriente, amplificarla y convertirla a voltaje. La importancia de conocer los parámetros de la etapa de fotodetección también resulta útil cuando se opte por usar otro circuito diferente al CS 8130CS.

4.3 Recepción en el transceptor.

El uso del transceptor y sus modos de operación fueron introducidos en el capítulo 2, sección 4, respecto a la trayectoria de transmisión. En la figura 2.18 se muestra el diagrama general del CS 8130. En donde la trayectoria de recepción es

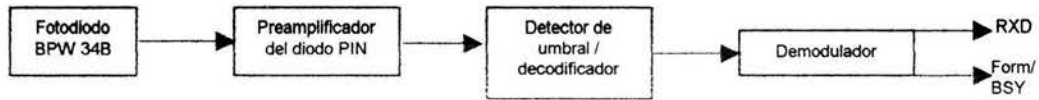


Figura 4.14. Trayectoria de recepción del CS 8130.

Trayectoria de recepción.

El fotodiodo BPW 34B se conecta directamente al preamplificador del CS 8130 en las terminales PINA y PINC, donde se opera al fotodiodo en modo foto-conductivo usando un amplificador operacional. Una compensación para la luz ambiente de DC es aplicada a la foto-corriente del fotodiodo. Los cambios en la foto-corriente debidos a la luz ambiente son amplificados y comparados a un nivel de umbral. Si la foto-corriente es mayor que el umbral predispuesto, la salida es puesta a la condición de “luz”. Si la foto-corriente es menor que el umbral predispuesto, la salida es puesta a la condición de “no luz”. La corriente de umbral es programable. Esto permite al usuario del sistema hacer la elección entre la inmunidad al ruido y la confiabilidad en la distancia de transmisión del enlace. El amplificador del diodo PIN tiene características de un filtro pasa banda, para limitar los efectos de interferencia. La señal lógica resultante además es clasificada, dependiendo del formato seleccionado.

El transceptor está dotado con una característica de autodetección. Si el modo de autodetección está activado y el *modo 3, ASK de 38 KHz*, está deshabilitado, la salida FORM/BSY indica el formato de los datos que están llegando. Si la salida está en alto, entonces el dato que llega está en formato IrDA/HPSIR. Si es bajo, el dato está en formato ASK igualando la frecuencia de modulación programada.

Modo de recepción 1 (IrDA).

Para el modo 1a, un circuito lógico es puesto para detectar pulsos con anchos de 1.6 μ s. Para el modo 1b, un circuito lógico detecta los pulsos con anchos de 3/16 del período de un bit respecto de la velocidad de transmisión. Para el modo 1c, un circuito lógico detecta los pulsos con anchos $\geq 1.6 \mu$ s y $\leq 3/16$ del período de un bit, respecto de la velocidad de transmisión. La figura 2.19 muestra la actividad óptica de recepción.

Modo de recepción 2 (ASK 500 KHz).

Para el modo 2, un circuito lógico detecta las secuencias de “luz” y “no luz” las cuales igualan la portadora de 500 KHz esperada. El software de control debe configurar al sistema para que se valide un rango de la frecuencia entrante desde 461 KHz hasta 614 KHz.

La transición de los datos tiene un retraso respecto de la actividad óptica de entrada por tres ciclos de modulación. Esto da tiempo al circuito detector de modulación para que verifique la frecuencia de modulación correcta. La figura 2.20 muestra la actividad óptica del modo 2.

Modo de recepción 3 (ASK 38 KHz).

La frecuencia para la modulación es puesta por el software de control. La tolerancia sobre la frecuencia esperada es programada también en el software de control referido a la sensibilidad de recepción de ASK (RATS) que se mostrará en el siguiente capítulo. La RATS pone el tiempo de la ventana en que el demodulador aceptará datos válidos en ese período. Cuando la frecuencia nominal este en 38 KHz el demodulador aceptará frecuencias en el intervalo de 34.78 KHz hasta 41.88 KHz. La figura 2.21 muestra la recepción óptica del modo 3.

Hay dos modos de recepción de datos para 38 KHz: modo "sobremuestreo" y modo con "período T programado". Para el modo de "sobremuestreo", primero se escoge la velocidad de la UART al CS 8130, típicamente 115.2 Kbps. Entonces en el software de control se pone la distribución del tiempo de recepción de 38 KHz a una velocidad que sea menor a un 80% respecto de la velocidad de la UART. El CS 8130 comenzará muestreando los datos ópticos demodulados a la velocidad de muestreo del modo de recepción (38 KHz). La cadena de muestras es reunida en caracteres, con un bit de inicio y un bit de paro, y serán transmitidos a la UART vía RXD a la velocidad de la UART. El software del sistema (este puede ser el software de control o un software de usuario) podrá concatenar los caracteres sucesivos y reconstruir la cadena entrante de bits.

El modo de "período T programado" requiere que el período del bit de inicio de la portadora modulada sea conocido. El período es programado en el software de control para la distribución del tiempo de la recepción de 38 KHz. La velocidad de la UART al CS 8130 deberá ser puesta por lo menos 20 % mayor que $1/T$. El CS 8130 usará ahora el borde de los datos ópticos entrantes demodulados para indicar el estado de cada uno de los bits. Para periodos continuos de bajo o alto, el CS 8130 muestreará el nivel en el centro del período de cada uno de los bits entrantes (usando T como el período del bit). Cualquier transición iniciará el marcador de tiempo que es usado para el proceso de muestreo, de ese modo se eliminan errores causados por la distribución del tiempo de muestreo que es diferente al período del bit entrante. Los caracteres son reunidos y enviados a la UART cada 8 bits, como se muestra en la figura 4.15.

Si el período T no es conocido, es posible medir T usando el modo: de "sobremuestreo" y entonces cambiar al modo: "período T programado" para reducir el procesamiento en el CPU huésped.

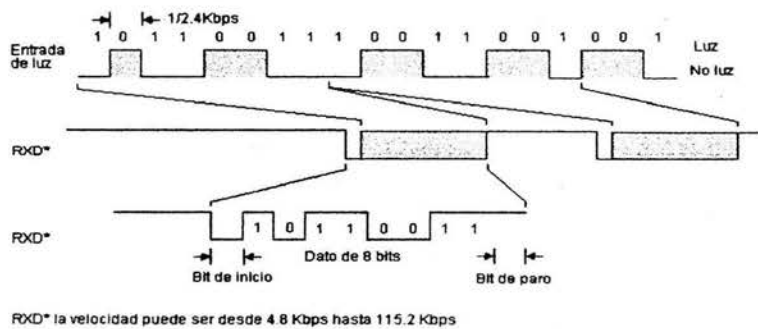


Figura 4.15. Formato de datos recibidos en modo 3.

4.4 Modelo de detección directa.

El desarrollo del sistema está dentro de un sistema de detección directa, el CS 8130 se encarga de realizar las funciones para modulación y demodulación con los esquemas de IrDA y ASK. Para encontrar el desempeño del sistema, es decir cuál es la expectativa de la tasa de errores del sistema se usa el modelo de detección directa o no coherente, que es lo que hace el CS 8130. El modelo típico de un sistema de comunicación de detección directa es como el de la figura 4.16; en la cual están basadas las figuras 1.9 y 1.10.

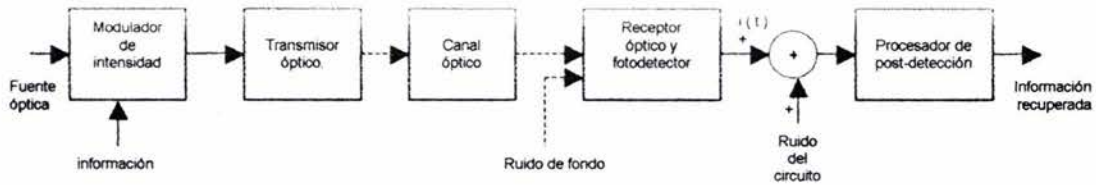


Figura 4.16. Modelo del sistema de detección directa.

La información deseada se modula en intensidad sobre la fuente óptica y transmitida hasta el receptor por el espacio, en este caso atmosférico, esto es lo que se ha hecho. El receptor óptico colecta el campo en el área de recepción. Después de procesarse en la sección de entrada del receptor (el enfoque y el filtraje) el campo colectado es proyectado por las lentes al plano focal donde se encuentra el fotodetector. En el caso de un sistema espacial, como este, la radiación de fondo también es colectada y enfocada junto con el campo transmitido. El fotodetector viene siendo básicamente un dispositivo detector de potencia que responde al campo instantáneo. Su salida aparece como un proceso de ruido de disparo proporcional a la potencia recibida instantánea. Esa salida de ruido de disparo representa la señal óptica demodulada (recuérdese que es una portadora óptica la que se usa). Para que el receptor recupere la señal deseada, es necesario que la información transmitida sea asociada con la variación de la intensidad del campo transmitido. La forma de onda de la información puede estar directamente modulada sobre la intensidad del campo transmitido, o puede estar previamente modulada con una subportadora hacia la modulación de la intensidad óptica. En el último caso, además del procesamiento de recepción es necesario, seguido de la detección óptica, recuperar la forma de onda de información. En el diseño de un apropiado proceso de post-detección primero se obtienen las características de la salida fotodetectada.

El campo sobre el área de abertura A se escribe como la suma de la fuente del campo de la señal $f_s(t, \mathbf{r})$ y el fondo representado por un campo de ruido en la entrada $f_b(t, \mathbf{r})$, así

$$f_r(t, \mathbf{r}) = f_s(t, \mathbf{r}) + f_b(t, \mathbf{r}) \quad \mathbf{r} \in A \quad (4.4.1)$$

Para un campo de una fuente puntual laser modulada en intensidad, $f_s(t, \mathbf{r})$ es una onda plana cuya intensidad es modulada en el transmisor para producir

$$|f_s(t, \mathbf{r})|^2 = I_s [1 + \beta m(t)] \quad \mathbf{r} \in A \quad \text{W/area} \quad (4.4.2)$$

donde I_s es la intensidad promedio recibida, $m(t)$ es la modulación de la señal y β es el índice de modulación o factor de escala. El factor β es la fracción de I_s que representa el rango lineal de la característica de potencia de salida del transmisor laser y directamente escala la forma de onda de modulación. Puesto que la intensidad del campo en la ecuación (4.4.2) es una función de tiempo positiva, $[1 + \beta m(t)] \geq 0$ para toda t , entonces

$$\beta|m(t)| \leq 1 \tag{4.4.3}$$

para mantener la modulación lineal. Puesto que $\beta \leq 1$, la forma de onda de modulación $m(t)$ debe ser escalada para que satisfaga la ecuación (4.4.3), esto se hizo en el capítulo 2, ver figura 2.16.

El campo de ruido en la entrada, es debido al ruido de fondo en el sistema espacial, representa la luz colectada por el receptor sobre una banda óptica B_o .

4.4.1 Modelo del receptor.

El detector es cargado por la impedancia de salida R_L , produciendo una señal de voltaje (modo foto-conductivo) que puede ser filtrada o amplificada por el procesador de señal, figura 4.17. La impedancia R_L es la impedancia de carga o puede representar la impedancia de entrada del-circuito de post-detección. Frecuentemente la resistencia R_L está en paralelo con la capacitancia en derivación que está presente cargando al detector. En el amplificador con filtro lineal se asume que la función de filtraje tiene un ancho de banda suficientemente grande para cubrir el proceso de modulación $m(t)$ y una ganancia de voltaje arbitraria G . El efecto de cualquier filtraje de post-detección en la modulación es determinado por el análisis del circuito.

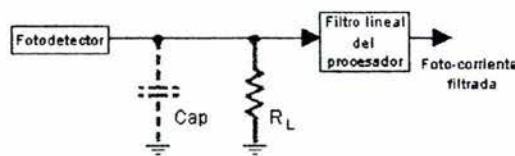


Figura 4.17. Modelo del filtraje a la salida del fotodetector.

La foto-corriente tiene sumada la corriente de oscuridad del fotodetector y el ruido de disparo. A la salida del detector se suma la corriente del ruido térmico causada por la resistencia R_L que se combina con la corriente del detector. El ruido térmico tiene un espectro bilateral

$$N_{oc} = \frac{2kT^o}{R_L} \text{ A}^2/\text{Hz} \tag{4.4.5}$$

donde T^o es la temperatura en grados Kelvin y k es la constante de Boltzmann [15]. Como se mencionó antes, esto representa el ruido térmico estándar asociado con cualquier circuito electrónico.

La combinación de la corriente del detector, la corriente de oscuridad y el ruido térmico produce la salida total de corriente $y(t)$ (en la sección 4.2 se calculó i_{T0}). Esta corriente es equivalente a la generada por el modelo del receptor descrito en la siguiente figura

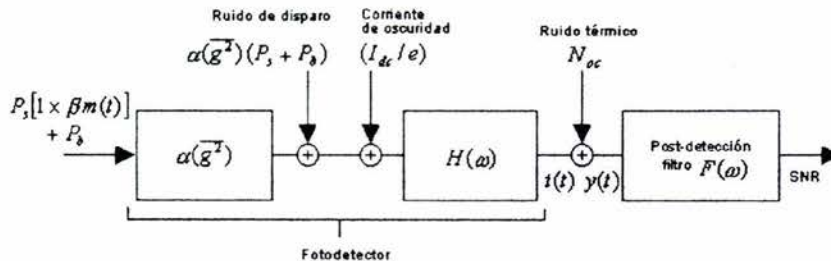


Figura 4.18. Modelo equivalente del receptor óptico para detección directa.

Donde la densidad espectral de potencia de $y(t)$ es

$$S_y(\omega) = |H(\omega)|^2 \left\{ (\alpha \bar{g})^2 (P_s + P_b)^2 + (I_{dc}/e)^2 \right\} 2\pi \delta(\omega) + (\alpha \bar{g})^2 (P_s \beta)^2 S_m(\omega) + \alpha \bar{g}^2 (P_s + P_b) + (I_{dc}/e) \} + N_{oc} \quad (4.4.6)$$

donde P_s es la potencia de la señal; P_b es la potencia del fondo; I_{dc} corriente de oscuridad (dark current); e la carga del electrón; $H(\omega)$ (para detectores con amplio ancho de banda $H(\omega) \cong e$) es la transformada de Fourier de $h(t)$, que es la función-electrón modelada como pulsos rectangulares cortos de anchura τ y amplitud e/τ y $S(\omega)$ la densidad espectral de $m(t)$. Y α es una constante de proporcionalidad definida como: (η/hf) debido a que el efecto foto-eléctrico requiere la absorción de una cantidad de energía hf , del campo en el orden que se liberan electrones, donde f es la frecuencia del campo y h es la constante de Plank; η es la eficiencia cuántica del detector [12]. Esto combina los espectros de los componentes individuales a la salida del detector. El proceso para obtener cada uno de los espectros no será mostrado aquí debido a su extensión, para ello puede consultarse la referencia [2]. Se observa que si la corriente de salida es amplificada con cierta ganancia G , cada término de la ecuación (4.4.6) será multiplicado por G^2 . Aunque esa ganancia no es dada por el fabricante del CS 8130. En particular, el término que involucra la ganancia de foto-multiplicación \bar{g} es multiplicada por la ganancia del filtro. Si la corriente de oscuridad y el ruido térmico fueran insignificantes, la amplificación de post-detección, sería por lo tanto equivalente a un incremento efectivo en la ganancia de foto-multiplicación, pero no lo son.

4.4.2 Razón señal a ruido en el receptor.

La razón señal a ruido S/R (SNR, Signal-to-Noise Ratio) seguida de la fotodetección en el receptor detección directa puede calcularse haciendo lo siguiente. Asumiendo que se usa un filtro ideal $F(\omega)$, figura 4.19a, para extraer la modulación de la fuente $m(t)$, teniendo el filtro una función de transferencia con amplitud unitaria sobre un ancho de banda B_m del espectro de la señal $S_m(\omega)$, como en la figura 4.19b. La S/R a la salida del filtro puede ser determinada calculando las potencias de la señal y del ruido del espectro filtrado de $y(t)$ en la ecuación (4.4.6). No se toma en cuenta la contribución de dc para SNR debido a que la corriente de dc puede ser removida fácilmente y no contribuir a ninguna de las potencias. La potencia de la señal a la salida del filtro $F(\omega)$ será

$$P_{so} = \frac{1}{2\pi} \int_{-2\pi B_m}^{2\pi B_m} \left[|H(\omega)|^2 (\alpha \bar{g} \beta P_s)^2 S_m(\omega) \right] \cdot |F(\omega)|^2 d\omega \quad (4.4.7)$$

$$= (\alpha \bar{g} \beta P_s)^2 \frac{1}{2\pi} \int_{-2\pi B_m}^{2\pi B_m} S_m(\omega) \cdot 1 d\omega = (\alpha \bar{g} \beta P_s)^2 P_m$$

donde P_m es la potencia total en el espectro de $S_m(\omega)$. Se asume que $\beta^2 P_m \leq 1$, porque $\beta |m(t)| \leq 1$ debido a la limitación de la modulación en intensidad. El ruido a la salida del filtro se determina de las contribuciones del ruido de disparo (con una contribución constante de la corriente de oscuridad I_{dc}) y el ruido térmico. Ignorando los términos de dc, la potencia del ruido es

$$P_{no} = \frac{1}{2\pi} \int_{-2\pi B_m}^{2\pi B_m} \left[|H(\omega)|^2 \left(\alpha \bar{g}^2 (P_s + P_b) + \frac{I_{dc}}{e} \right) + N_{oc} \right] \cdot |F(\omega)|^2 d\omega \quad (4.4.8)$$

$$= 2B_m \left\{ \alpha \bar{g}^2 e^2 (P_s + P_b) + e I_{dc} \right\} + N_{oc}$$

Así la relación S/R fotodetectada en el ancho de banda de modulación es

$$S/R = \frac{P_{so}}{P_{no}} = \frac{(\alpha \beta e \bar{g} P_s)^2 P_m}{\left[\alpha e^2 \bar{g}^2 (P_s + P_b) + e I_{dc} + N_{oc} \right] 2B_m} \quad (4.4.9)$$

El resultado se mantiene para cualquier señal de modulación $m(t)$ puesto que el filtro $F(\omega)$ está sintonizado idealmente (pasa sin distorsión, aunque para el CS 8130 puede no ser así) y el espectro de $S_m(\omega)$ está dentro del ancho de banda de $H(\omega)$. La razón S/R en la ecuación (4.4.9) frecuentemente es llamada la S/R electrónica o de post-detección, como la contra parte a la S/R óptica en la entrada del receptor (P_s/P_b) que ocurre en la abertura de entrada.

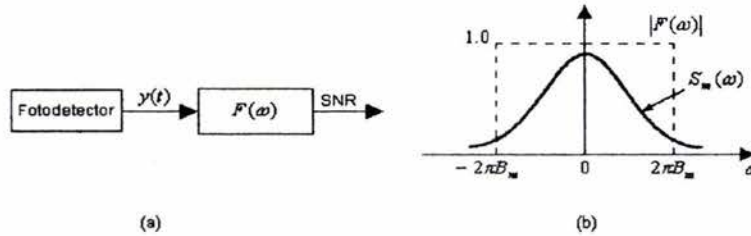


Figura 4.19. Filtro a la salida del fotodetector.

Cuando la corriente de oscuridad y el ruido térmico son insignificantes en la ecuación (4.4.9), el detector sólo está limitado por el ruido de disparo.

$$S/R = \frac{(\alpha P_s)^2 (\beta^2 P_m)}{F \alpha (P_s + P_b) 2B_m} \quad (4.4.10)$$

Si la potencia de fondo P_b es relativamente fuerte respecto de la potencia de la señal laser recibida (una baja S/R óptica en la entrada) y suponiendo que la S/R sólo está limitada por el ruido de disparo se tiene

$$S/R \cong \left[\frac{\alpha P_s (\beta^2 P_m)}{F \alpha 2B_m} \right] \left(\frac{P_s}{P_m} \right) \quad (4.4.11)$$

de la expresión anterior se nota que un valor bajo de la relación óptica (P_s/P_b) no necesariamente significa una baja S/R fotodetectada.

En el caso de que $P_s \gg P_b$ y asumiendo que $\beta^2 P_m = 1$ y $F = 1$ en la ecuación (4.4.10) resulta

$$(S/R)_{QL} = \frac{\alpha P_s}{2B_m} \quad (4.4.12)$$

y es llamada la razón S/R del detector limitada por el *ruido cuántico*; significa el máximo valor de S/R obtenible durante la fotodetección. Cuando se debilita el ruido de fondo del circuito, la máxima S/R se aproxima a la S/R limitada cuánticamente. Esto es por las propiedades inherentes del ruido de disparo en el proceso de detección; precisamente esa característica es la que distingue a los sistemas de comunicación óptica de su contraparte de microondas. Esto se examina sustituyendo $\alpha = hf$ en la expresión anterior, así

$$(S/R)_{QL} = \frac{\eta P_s}{(hf)2B_m} \quad (4.4.13)$$

esta ecuación tiene la apariencia de una S/R en la cual la potencia de la señal está dada por ηP_s , considerando que el ruido aparece como una potencia acumulativa en el ancho de banda de modulación B_m debido al aspecto bilateral del ruido de hf . Al último término también se le llama cantidad espectral cuántica. Desde el punto de vista de la S/R, el sistema óptico parece tener agregado un ruido cuántico aditivo durante la detección, aún sin ruido de fondo y del circuito. Este ruido cuántico tiene un nivel espectral que es proporcional a la frecuencia óptica f y pone un límite básico al desempeño del detector. Se nota que el factor de eficiencia η del detector, directamente multiplica la $(S/R)_{QL}$, los detectores con una baja eficiencia producirán valores reducidos de esta razón. Esta es la razón de por qué la eficiencia del detector es importante para el desempeño de un enlace total.

La cantidad de ruido cuántico en la expresión (4.4.13) se evalúa directamente. Dando $F = 1$ para un fotodiodo, $\eta = 0.62$ para el BPW 34B y la longitud de onda óptica usada es de $\lambda = 670$ nm; el ruido cuántico efectivo y la constante de proporcionalidad son

$$hf = 2.9639E - 19W \cdot s (=1J) = -185.281 \text{ dB}_{W/Hz} \quad (4.4.14)$$

$$\alpha = \frac{\eta}{hf} = \frac{0.62}{(6.6256E - 34W \cdot s / Hz)(447.462E12 \text{ Hz})} = 2.0912E18 \text{ (J)}^{-1} \quad (4.4.15)$$

Un receptor de RF a una temperatura de ruido (especifica la potencia de ruido térmico en una resistencia de entrada) de 1000 °K produce una cantidad de ruido térmico de aproximadamente -199 dB_{W/Hz} [29]. Así el nivel de ruido cuántico óptico es por lo general mayor que los niveles típicos de ruido en RF. Para lograr una $(S/R)_{QL} = 10$ dB en un ancho de banda de $B_m = 14$ MHz, se necesitaría recibir una potencia óptica de $P_s \cong -100.809$ dB_W, o aproximadamente $82.989E-12$ W. Obviamente, es muy pequeña la potencia óptica necesaria para establecer una razonable $(S/R)_{QL}$.

La $(S/R)_{QL}$ limitada al ruido cuántico en la ecuación (4.4.12) también puede ser interpretada de la siguiente forma: el numerador se reconoce como el flujo de foto-electrones en el detector debido al promedio de la potencia del campo P_r . Así la $(S/R)_{QL}$ es equivalente al número foto-electrones producidos en un período de tiempo $1/(2B_m)$ segundos. La S/R de detección directa general en la ecuación (4.4.9) se puede describir en términos de la $(S/R)_{QL}$, sustituyendo se tiene

$$S/R = (S/R)_{QL} (\beta^2 P_m) \left[F \left(1 + \frac{P_b}{P_s} \right) + \frac{I_{dc}}{(\bar{g})^2 e \alpha P_s F} + \frac{N_{oc}}{(ge)^2 \alpha P_s F} \right]^{-1} \quad (4.4.16)$$

Debido a que $\beta^2 P_m \leq 1$, el término en el paréntesis cuadrado actúa como un factor de pérdida que reduce la S/R debajo de la máxima $(S/R)_{QL}$. El término $\beta^2 P_m$ es una pérdida de efectividad en la modulación cuando la modulación en intensidad no puede usar plenamente la potencia disponible, respecto al paréntesis cuadrado la pérdida es debida a una fuente de ruido adicional en el receptor.

4.4.3 Probabilidad de error en el receptor.

La forma de enviar la información en el CS 8130 es por una transmisión digital, en la cual el mensaje deseado en símbolos binarios (bits) es transmitido como un campo de luz modulado. El receptor tiene ahora la tarea de detectar y decodificar los símbolos transmitidos desde el campo óptico

recibido. El criterio de desempeño está basado en la precisión de decodificación de estos símbolos más que en la S/R.

La transmisión de los bits digitales sobre el enlace óptico puede hacerse en base a bit por bit (codificación binaria) o en base a una palabra de bits (codificación en bloque); el CS 8130 utiliza una codificación.

Sistema óptico-binario digital.

El diagrama a bloques general de un sistema óptico transmitiendo bits es mostrado en la figura 4.20. Cada uno de los bits (denotado con los símbolos 0 y 1) son enviados individualmente por la transmisión de uno de dos campos ópticos para representar cada uno de los bits. Cada uno de los campos de cada bit tiene una longitud de tiempo finita, de T_b segundos, así que el dato de un bit es enviado cada T_b segundos. Por lo tanto el sistema transmite a la velocidad (bit rate)

$$R_b = 1/T_b \text{ bits/seg (bps)} \quad (4.4.17)$$

El campo óptico del bit que es transmitido hacia el receptor óptico es representado como un campo de luz modulado. En el caso del sistema espacial, este campo de luz es transmitido como un haz óptico hacia la lente de recepción.

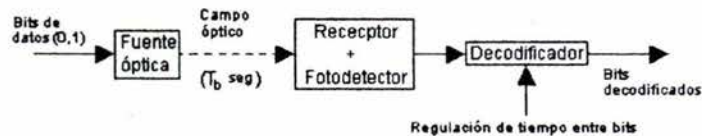


Figura 4.20. Modelo del sistema de comunicación óptico digital.

En el receptor después de la fotodetección la salida en curso es procesada para determinar la duración de cada bit transmitido durante el intervalo de T_b segundos. Puesto que la operación de codificación es conocida en el receptor, una decisión correcta del bit puede hacerse decidiendo cuál de los dos campos ópticos fue recibido. La secuencia resultante de los bits decodificados entonces representa la versión recibida de los bits transmitidos. Por lo tanto la correcta transmisión del bit está directamente relacionada a la capacidad de reconocer el campo óptico fotodetectado. La luz de fondo, los campos de ruido a la entrada y el ruido del detector en la fotodetección (los objetos que pueden cruzarse interrumpirán el haz en el sistema espacial y con ello la comunicación), causarán errores en la decodificación de los bits, degradando el desempeño. Así, la probabilidad de que un bit sea decodificado erróneamente (probabilidad de error) viene a ser una importante medición del desempeño del sistema digital.

La modulación de un bit óptico es clasificado como una onda continua (OC) o pulsada. En un sistema pulsado, los bits son transmitidos pulsando la fuente de luz (por lo general un LED). En uno de OC, como el sistema desarrollado, los bits son modulados sobre la fuente laser que continuamente está emitiendo luz. Lo anterior se menciona porque el CS 8130 en su forma más básica puede aplicarse a un LED, y por lo tanto será pulsada. Por lo general la modulación pulsada casi siempre se usa con detección directa, mientras que la modulación de OC se usa con detección directa o heterodina.

Observando la salida de datos a transmitir en el modo 1 (IrDA) del CS 8130 en la figura 2.19 y el circuito modulador en el diodo laser de la figura 2.15 cada bit transmitido pulsa la fuente de luz hacia un nivel mayor y luego a uno menor durante el tiempo de cada bit. El menor nivel es continuo, para que el diodo laser opere en su región lineal, superada su corriente de umbral. Este tipo de señalización óptica corresponde a un "parpadeo" de la fuente de luz para la codificación digital y que puede representarse como una modulación pulsada de encendido-apagado (OOK, On-Off Keying) en el

receptor de detección directa. Con una codificación inversa, porque un "1" corresponde al menor nivel de luz y un "0" corresponde al nivel máximo de luz emitida por la fuente.

En el receptor la decodificación es realizada determinando la presencia o la ausencia del campo pulsado recibido durante el tiempo de cada bit. Esto se logra, integrando en el intervalo de tiempo de un bit, a la salida del fotodetector y determinando si la muestra de corriente integrada está arriba o debajo de cierto valor de umbral. Puesto que la integración de la foto-corriente es una medida de la energía del campo recibido, la decodificación de un OOK está basada en si la energía del campo recibido es lo suficientemente intensa. El valor del umbral es seleccionado para dar el mejor desempeño de decodificación, es decir da una baja probabilidad de que sucedan errores al interpretar los bits. En el CS 8130 ese umbral puede ser modificado por el usuario. La probabilidad de error depende en el receptor de las características de fotodetección.

Lo que a continuación se realiza es una suposición del funcionamiento del filtro del CS 8130, debido a que el fabricante no proporciona esa información, ni tampoco la del integrador para el tiempo de un bit. Haciendo referencia a la figura 4.19a, la probabilidad de error depende de la S/R en un momento dado; suponiendo que el filtro acoplado es un sistema invariable con el tiempo que maximiza la razón señal pico a raíz cuadrática media de ruido en presencia de ruido blanco (considerando así a las fuentes de ruido anteriores en el ancho de banda del filtro). Suponiendo que los niveles binarios son equiprobables, la probabilidad de error de un OOK binario es [28]

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{E}{2\eta_s}}\right) \quad (4.4.18)$$

donde E es la energía de $m(t)$ a la salida del filtro acoplado y $\eta_s/2$ es la densidad espectral de potencia (bilateral) del ruido blanco a la entrada del filtro. La anterior ecuación expresa que la señal OOK utiliza toda la energía para transportar un estado binario (en este caso un "0"). Poniendo la anterior expresión en términos más familiares, haciendo la potencia media de la señal $S = E^2/2$ y la potencia media del ruido $N = \sigma^2 = \overline{n_s^2(t)} = E\eta_s/2$ (σ^2 es la varianza, suponiendo ruido con distribución gaussiana y media cero a la salida del filtro), para seguir el procedimiento completo puede consultarse la referencia [28, 49], por lo tanto se tiene

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{S}{2N}}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{\sqrt{S/2N}}{\sqrt{2}}\right) = P_{eIrDA} \quad (4.4.19)$$

El resultado obtenido en la ecuación (4.4.9) puede sustituirse en la ecuación anterior y obtener la $P_{OOK} = P_{eIrDA}$. Aunque debe tenerse presente que el resultado es a la salida del filtro acoplado. Y no respecto a la salida de integración de tiempo finito después de post-detección. Este tipo de procesador es común en sistemas de decodificación y adquisición, donde los intervalos de integración son cronometrados para el tiempo específico de un bit y períodos de adquisición; para este caso el integrador reemplaza el filtro acoplado de la figura 4.19. No se hace este tipo de análisis debido a las razones anteriores.

Sistema modulado en intensidad con subportadora digital.

Un sistema de detección directa de OC se puede diseñar primero modulando digitalmente una subportadora de RF y después modulando la intensidad de la portadora óptica con la subportadora de RF, después de esto se transmite como un haz de luz espacial, como se muestra en la figura 4.21a. Después de la fotodetección en el receptor, la subportadora es decodificada por un circuito electrónico estándar de RF para recuperar los bits de datos, figura 4.21b. En la codificación de la subportadora puede usarse algún esquema de modulación (ASK, FSK, PSK, QAM) y alguna técnica de codificación (M-ario). El sistema es similar a un sistema con subportadora (AM, FM o PM) modulado en intensidad.

Observando las figuras 2.20 y 2.21, para los modos 2 y 3 del CS 8130 junto con el circuito de la figura 2.15, la codificación de la OC usará la modulación en intensidad en el sistema de detección directa, la modulación de los bits sobre la subportadora se aplicará a la portadora óptica que será modulada digitalmente en amplitud (ASK, Amplitud Shift Keying) pero invertida, es decir el pulso de RF referido a la “marca” representa al “0” binario y el “espacio” que representa un “1” binario. Después de la fotodetección, la corriente de salida pasará al decodificador de ASK.

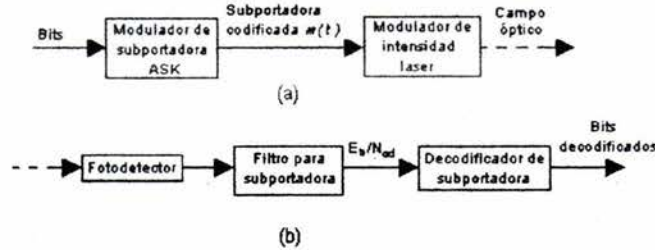


Figura 4.21. Detección directa con subportadora digital: (a) transmisor, (b) receptor.

Si se usa un filtro acoplado para la detección óptima de la subportadora de ASK, para iguales probabilidades de unos y ceros y ruido blanco con función densidad probabilística simétrica, el umbral óptimo de decisión se ajustará a $E/2$. Por lo tanto, el cálculo de la probabilidad neta de error se reduce al de un sistema OOK de banda básica. Para ruido blanco con distribución Gaussiana se encuentra que

$$P_{eASK} = Q\left(\sqrt{\frac{E}{2\eta_s}}\right) \quad (4.4.20)$$

con el fin de comparación con otros sistemas $E_b/2 = ST_b$ y $N = \eta_s B_2$, donde E_b es la energía de un bit, B_2 es el ancho de banda de un sistema binario considerado anteriormente como B_m a la salida del filtro acoplado y T_b es el tiempo de un bit; que a su vez $B_2 = 1/2T_b$ y $T_b = 1/R_b$ donde R_b es la velocidad de transmisión (bit rate) [28]. De esta forma la ecuación (4.4.20) en términos de la S/R es

$$P_{eASK} = Q\left(\sqrt{\frac{S}{2N}}\right) \quad (4.4.21)$$

de las expresiones (4.4.20) y (4.4.21) se observa que el sistema ASK es equivalente a un sistema OOK de banda básica en términos de la S/R para una probabilidad de error dada. También se deben cumplir ciertas restricciones como $|m(t)| \leq 1$ con $P_m \leq 1$ para satisfacer los requerimientos de modulación en intensidad.

Conociendo la probabilidad de error para el OOK de banda básica y la ASK con filtro acoplado, se sustituye la S/R de la ecuación (4.4.9) en la ecuación (4.4.19) o (4.4.21), resultando

$$P_{eIrDA} = P_{eASK} = Q\left(\sqrt{\frac{(\alpha\beta e\bar{g}P_s)^2}{4[\alpha\bar{g}^2 e^2(P_s + P_b) + eI_{dc} + N_{oc}]R_b}}\right) \quad (4.4.22)$$

$$= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{\sqrt{4 \left[\frac{(\alpha \bar{g} e \beta P_s)^2}{\sqrt{2}} \right] R_b}}{\sqrt{2}} \right)$$

La detección por filtro acoplado del ASK es esencialmente sincrónica. También puede usarse detección de envolvente que es más simple de realizar, de esta forma probabilidad neta de error con unos y ceros equiprobables es

$$P_e = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{S}{4N}\right) + \frac{1}{2} Q\left(\sqrt{\frac{S}{2N}}\right) \quad (4.4.23)$$

la expresión anterior también puede evaluarse para conseguir una aproximación [28], ya que como se menciono al principio de esta sección no se conoce con detalle la forma de detección en el CS 8130 .

A continuación se evalúa la estimación de la probabilidad de error en la decodificación usando la ecuación (4.4.22), con los parámetros conocidos del sistema para IrDA y ASK con filtro acoplado. Y con detección de envolvente para ASK, ecuación (4.4.23). De esta forma se tiene:

$\lambda = 670 \text{ nm};$	<i>emitida por el laser HL 6724MG.</i>	
$\alpha = \eta / (hf) = 2.09116E-18 \text{ J}^{-1};$	<i>de la ecuación (4.4.15).</i>	
$\beta = 0.9;$	<i>de la ecuación (4.4.3) β es m en la ecuación (2.3.6).</i>	
$\bar{g}^2 = 1, \bar{g} = 1;$	<i>con $F = 1$ de acuerdo a la tabla 4.1 y la ecuación (4.5.2).</i>	
$e = 1.602E-19 \text{ C};$	<i>es la carga del electrón.</i>	
$R_b = 115.2E3 \text{ bps};$	<i>máxima velocidad de transmisión en IrDA.</i>	
$R_{b2} = 38.4E3 \text{ bps};$	<i>máxima velocidad de transmisión en ASK de 500 KHz.</i>	
$I_{dc} = 2 \mu A;$	<i>fotodiodo BPW 34B.</i>	
$N_w = (2 * k * T^0) / R_L = 164.46506E-24 \text{ W} / (\Delta\Omega * \text{Hz});$	<i>de la ecuación (4.4.5) con $R_L = 50 \Omega$ y $T^0 = (273.16 + T^{\circ}\text{C}) = T^{\circ}\text{K} = (273.16 + 25) = 298.16 \text{ }^{\circ}\text{K}$, k es la constante de Boltzman = $1.379E-23 \text{ W} / (^{\circ}\text{K} * \text{Hz})$.</i>	
$P_{b1} = 311.599E-9 \text{ W};$	$L_{670\text{nm}} = 0.012 \text{ W} / (\text{m}^2 \text{ nm sr})$	<i>para cielo despejado¹.</i>
$P_{b2} = 8.901E-6 \text{ W};$	$L_{670\text{nm}} = 0.2 \text{ W} / (\text{m}^2 \text{ nm sr})$	<i>para cielo despejado².</i>
$P_i = P_{RXF} = (T_r / 100) * P_{RX};$	P_{RX} evaluada en la ecuación (4.1.3.1) ³ .	

¹ La potencia de fondo considerada con cielo despejado se considera el uso de un filtro de interferencia con un ancho de banda de 10.5 nm.

² Para P_{b2} se considera el "filtro" usado con ancho de banda de aproximadamente 300 nm.

³ Cabe indicar que para obtener P_i se hace que $P_i = P_{RXF}$ tome valores en un intervalo que resulta límite para el enlace, esto puede interpretarse como si la fuente se alejara del receptor, la fuente emite menos potencia o en este caso específico en que transmisor y receptor están fijos significa que el contenido en la troposfera debido a contaminantes y /o condiciones climáticas impiden un buen enlace, absorbiendo y dispersando la luz laser de la fuente. T_r es la transmitividad del filtro y P_{RXF} es la potencia recibida y filtrada.

Con lo anterior la gráfica para P_{IrDA} se muestra en la figura 4.22, en la cual se muestra la diferencia del filtro óptico usado, aunque no es apreciable debido a que el ruido del propio receptor, con los valores asignados es grande. La figura 4.23 muestra P_{IrDA} con la potencia del fondo en función de cielo despejado (clear sky) y cielo nublado (cloudy sky).

Si se usa ASK de 500 KHz, la máxima velocidad de transmisión es de 38.4 Kbps y la P_{ASK} se muestra en la figura 4.24; comparando el uso de detección con filtro acoplado y detección de envolvente.

En el capítulo 2, se planteo el hecho de seleccionar una longitud de onda apropiada para transmitir en la atmósfera y en el capítulo 3 se observo cuál podría ser mejor tomando en cuenta un factor de protección a los ojos de seres vivos que pasarán cerca de la fuente óptica, se encontró que $\lambda \geq 1400$ nm era recomendable. Pero si la potencia de transmisión es baja y el lugar cercano al transmisor no es accesible con facilidad, entonces podrían usarse otras longitudes de onda más comerciales como: 790 nm y 850 nm (usadas en lectoras laser de CD, su costo es bajo); 905 nm y 1550 nm (usadas en fibra óptica, su costo es mayor). Si se utilizarán esas longitudes de onda en el sistema, las características cambiantes para obtener la probabilidad de error se muestran enseguida.

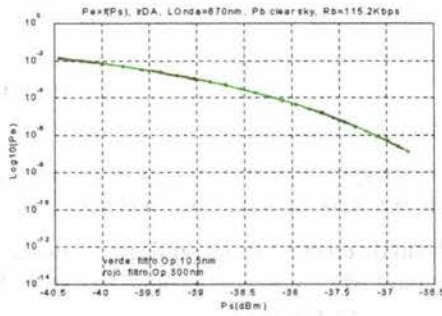


Figura 4.22.

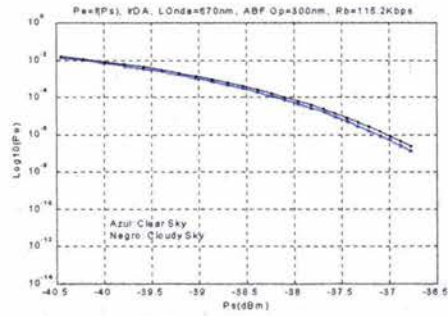


Figura 4.23.

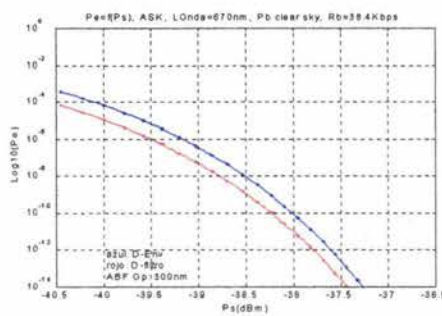


Figura 4.24.

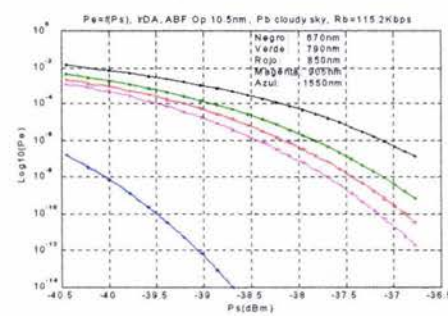


Figura 4.25.

Para el ancho de banda del filtro de interferencia se asume 10.5 nm, que es lo típico para este tipo de filtro óptico. Para la potencia del fondo se considera un día nublado, ver figura 4.13a, los valores de radiancia considerados son:

$$L_{670nm} = 0.2 \text{ W}/(\text{m}^2 \text{ nm sr}) \quad L_{790nm} = 0.12 \text{ W}/(\text{m}^2 \text{ nm sr}) \quad L_{850nm} = 0.13 \text{ W}/(\text{m}^2 \text{ nm sr})$$

$$L_{905nm} = 0.102 \text{ W}/(\text{m}^2 \text{ nm sr}) \quad L_{1550nm} = 0.03 \text{ W}/(\text{m}^2 \text{ nm sr}).$$

La P_b se calcula evaluando la ecuación (4.4.6) y se sustituye en la ecuación (4.4.9). La P_e resultante se muestra en la figura 4.25.

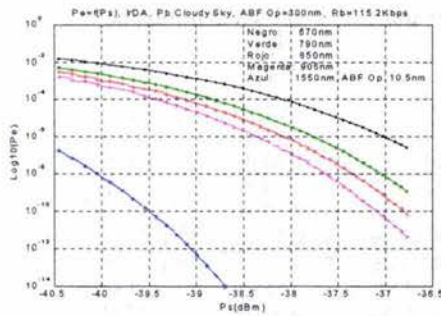


Figura 4.26.

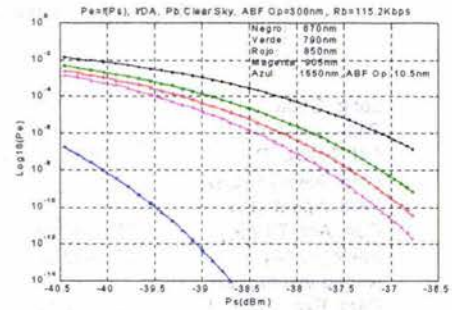


Figura 4.27.

La figura 4.26 y 4.27 muestra la P_r para condición nublada y despejada respectivamente pero con $\Delta\lambda = 300 \text{ nm}$ excepto para $\lambda = 1550 \text{ nm}$. Mientras que en la figura 4.25 $\Delta\lambda = 10.5 \text{ nm}$ para todos los trazos.

4.5 Cálculo de enlace.

Con los datos calculados del sistema es posible representar un cálculo de potencias para establecer un enlace horizontal terrestre, también llamado “cálculo de enlace”. Los datos del cálculo de enlace consideran condiciones como: cielo despejado y nublado; se asume un rango visual $V_R = 10 \text{ km}$ y 1 km debido a niebla ligera a moderada; la distancia z entre transmisor y receptor se hace de 1 km , aunque en el tratamiento los cálculos previos de P_{RX} se utilizó $z = 500\text{m}$, esa es la distancia deseable para la instalación del sistema, pero haciendo el cálculo un caso extremo de operación, por ejemplo a 1 km será posible garantizar un buen enlace a 500 m . Se toman en cuenta las longitudes de onda referidas en las gráficas anteriores, las tablas 4.2 y 4.3 muestran lo anterior. Nuevamente se menciona que los valores utilizados son teóricos, debido a la dificultad de tomar mediciones, explicadas anteriormente.

Tabla 4.2. Cálculo de potencia para un enlace terrestre horizontal con cielo despejado.

Parámetro	Valor 1	Valor 2	Valor 3	Valor 4	Valor 5	Valor 6
Long. Onda (λ)	670 nm	790nm	850 nm	905 nm	1550 nm	670 nm
Distancia (z)	1 km	1 km	1 km	1 km	1 km	1 km
Pot. Trans. (P_t)	-23.0103 dB	-23.0103 dB	-23.0103 dB	-23.0103 dB	-23.0103 dB	-23.0103 dB
Pérd. Alim-TX (L_{FTX})	0 dB	0 dB	0 dB	0 dB	0 dB	0 dB
Pérd. Apunt. (L_T)	0 dB	0 dB	0 dB	0 dB	0 dB	0 dB
Gan. Ant. TX (G_T)	89.4991 dB	88.0680 dB	87.4322 dB	86.8876 dB	82.2931 dB	89.4991 dB
EIRP ($P_T G_T$)	66.4888 dB	65.0577 dB	64.4219 dB	63.8773 dB	59.2036 dB	66.4888 dB
Rango Visual (V_R)	10 km	10 km	10 km	10 km	10 km	10 km
Pérd. Esp Lib. (L_{FS})	205.46 dB	204.03 dB	203.39 dB	202.85 dB	198.17 dB	205.46 dB
Perd. Atm. (L_A)	1.314 dB	1.061 dB	0.964 dB	0.889 dB	0.441 dB	1.314 dB
Perd. Pol. (L_{P0})	0 dB	0 dB	0 dB	0 dB	0 dB	0 dB
Rad. (L_s) $W/(m^2 \text{ nm sr})$	0.012	0.01	0.0075	0.0052	0.001	0.012
Pot. Fondo (P_b)	-66.154 dB	-66.945 dB	-68.195 dB	-69.785 dB	-72.174 dB	-66.154 dB
Den. Flujo de Pot. (ϕ)	-4.5032 dB	-5.9343 dB	-6.5701 dB	-7.1147 dB	-11.7884 dB	-4.5032 dB
Gan. Ant. RX (G_R)	102.963 dB	102.963 dB	102.963 dB	102.963 dB	102.963 dB	102.963 dB
Pérd. Alim.-RX (L_{FRX})	0 dB	0 dB	0 dB	0 dB	0 dB	0 dB
Pérd. de Apun. (L_R)	0 dB	0 dB	0 dB	0 dB	0 dB	0 dB
Pot. Reciv. (P_R)	-37.3244 dB	-38.5020 dB	-39.0416 dB	-39.5106 dB	-43.7369 dB	-37.3244 dB
Vel. de Transmisión	115.2 Kbps	115.2 Kbps	115.2 Kbps	115.2 Kbps	115.2 Kbps	38.4 Kbps
Tipo de Modulación	IrDA	IrDA	IrDA	IrDA	IrDA	ASK-500KHz
Razón S / R	70.173 dB	76.589 dB	77.554 dB	77.170 dB	73.464 dB	74.919 dB

Tabla 4.3 Cálculo de potencia para un enlace terrestre horizontal con cielo nublado.

Parámetro	Valor 1	Valor 2	Valor 3	Valor 4	Valor 5
Long. Onda (λ)	670 nm	790nm	850 nm	905 nm	1550 nm
Distancia (z)	1 km	1 km	1 km	1 km	1 km
Pot. Trans. (P_t)	-23.0103 dB	-23.0103 dB	-23.0103 dB	-23.0103 dB	-23.0103 dB
Pérd. Alim-TX (L_{FTX})	0 dB	0 dB	0 dB	0 dB	0 dB
Pérd. Apunt. (L_T)	0 dB	0 dB	0 dB	0 dB	0 dB
Gan. Ant. TX (G_T)	89.4991 dB	88.0680 dB	87.4322 dB	86.8876 dB	82.2931 dB
EIRP ($P_T G_T$)	66.4888 dB	65.0577 dB	64.4219 dB	63.8773 dB	59.2036 dB
Rango Visual (V_R)	1 km	1 km	1 km	1 km	1 km
Pérd. Esp Lib. (L_{FS})	205.46 dB	204.03 dB	203.39 dB	202.85 dB	198.17 dB
Perd. Atm. (L_A)	5.355 dB	2.042 dB	1.331 dB	0.922 dB	0.039 dB
Perd. Pol. (L_{POL})	0 dB	0 dB	0 dB	0 dB	0 dB
Rad. (L_s) W/(m ² nm sr)	0.2	0.12	0.13	0.102	0.03
Pot. Fondo (P_b)	-53.935 dB	-56.154 dB	-55.806 dB	-56.859 dB	-62.174 dB
Den. Flujo de Pot. (ϕ)	-4.5032 dB	-5.9343 dB	-6.5701 dB	-7.1147 dB	-11.7884 dB
Gan. Ant. RX (G_R)	102.963 dB	102.963 dB	102.963 dB	102.963 dB	102.963 dB
Pérd. Alim.-RX (L_{FRX})	0 dB	0 dB	0 dB	0 dB	0 dB
Pérd. de Apun. (L_R)	0 dB	0 dB	0 dB	0 dB	0 dB
Pot. Reciv. (P_R)	-41.3650 dB	-39.4836 dB	-39.4079 dB	-39.5438 dB	-43.3347 dB
Vel. de Transmisión	115.2 Kbps	115.2 Kbps	115.2 Kbps	115.2 Kbps	115.2 Kbps
Tipo de Modulación	IrDA	IrDA	IrDA	IrDA	IrDA
Razón S / R	62.142 dB	74.662 dB	76.834 dB	77.102 dB	74.25 dB

Sumario.

El capítulo abarcó las consideraciones necesarias para el diseño del receptor óptico, desde la sección de entrada hasta la estimación de la probabilidad de error en el receptor. En la sección de entrada se tomó en cuenta el tipo de lente para enfocar el campo recibido y llevarlo hasta el detector, donde ya es posible hacer un cálculo del flujo de potencia. También se vio que la radiación de fondo causa que la potencia del transmisor llegue acompañada de radiación indeseada al receptor disminuyendo su desempeño. Para evitarlo se hace necesario tener filtros ópticos y espaciales para que disminuyan esa radiación indeseada. Mientras que el filtro óptico se encarga de permitir el paso de un estrecho rango de longitudes de onda alrededor de la fuente deseada, que es la luz laser del transmisor; el filtro espacial se encarga de bloquear fuentes de luz que no lleguen dentro del campo visual del receptor y puedan arribar por algún rebote hasta el fotodetector. Para elegir el fotodetector se consideraron una serie de aspectos que permiten poder diseñar la etapa de amplificación, se eligió un fotodiodo por sus características y su costo. En él se consideraron las fuentes de ruido que también deben ser consideradas en las siguientes etapas del receptor. En este sistema las siguientes etapas son proporcionadas por el CS 8130, del cual se describió su funcionamiento en la trayectoria de recepción. Para estimar cuál sería la ocurrencia de errores se tomó el modelo de detección directa para el receptor y obtener la razón señal a ruido en el mismo, para los tipos de modulación usados por el CS 8130, IrDA y ASK. Y se terminó con una muestra de cómo es el cálculo de un enlace horizontal terrestre. Con lo mostrado aquí es posible utilizar otro sistema diferente al CS 8130 que transmita a una mayor velocidad y aprovechar mucho mejor la capacidad de transmisión que tiene la portadora óptica.

INTEGRACIÓN DEL SISTEMA

5.1 Circuito electrónico total.

Acoplamiento a PC.

El diagrama general del CS 8130 mostrado en la figura 2.18a, presenta conexión a la UART de la PC, para acceder a ella se hace a través del puerto serial RS 232 en el conector de DB-9. Las conexiones necesarias del sistema desarrollado a la PC son:

1. RXD. Salida de datos recibidos; a RXD, terminal 2, del conector DB-9.
2. TXD. Entrada de datos a transmitir; a TXD, terminal 3, conector DB-9.
3. D/ \bar{C} . Determina si los datos en la entrada de TXD son tratados como datos de configuración del sistema o como datos que serán transmitidos por el laser; a DTR, terminal 4, del conector DB-9.
4. FORM/BSY. Formato de datos recibidos/indicación de ocupado; a CTS, terminal 8, del conector DB-9.
5. Encendido/Apagado del laser. Control de operación del laser; a RTS, terminal 7, del conector DB-9.

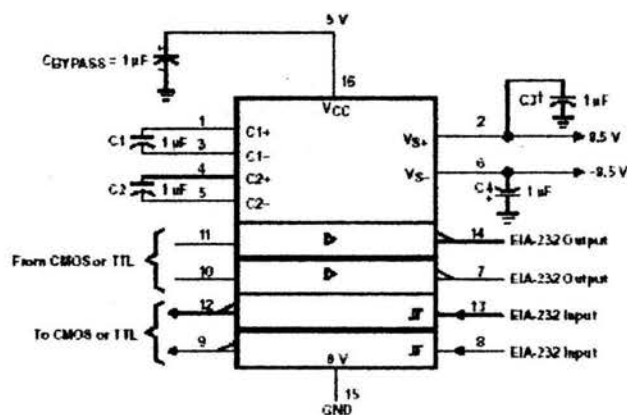


Figura 5.1. Circuito de operación típico del MAX 232D.

Los datos que serán recibidos por el fotodiodo y transmitidos por el laser a través de las terminales RXD y TXD del CS 8130 tendrán niveles de +3V a +5V, dependiendo del valor de polarización del CS 8130. Y los niveles que opera el estándar de comunicación serial RS-232 (RS = "Recommended Standard", aunque es reemplazado por EIA/TIA-232-E, Electronic Industry Association and the telecommunications Industry Association) son de +5V \rightarrow +15V, para indicar un "0" lógico, referido como espacio. Y -5V \rightarrow -15V para indicar un "1" lógico, referido como marca. Por

lo tanto se hace necesario colocar un convertidor de niveles, el más adecuado para usarse en este sistema sería el MAX 218CWP, debido a su rango de polarización de $+1.8V \rightarrow 4.25V$, que lo hace óptimo para que pueda ser usado con una batería de $+3V$; su costo es cerca de \$6 USD, pero el inconveniente es la dificultad de conseguirlo. Otro más económico y fácil de conseguir es el MAX 232D, su desventaja es que su voltaje de polarización es de $+4.5V \rightarrow 5.5V$ (el típico es $+5V$), esto hace que se tenga que usar una batería de $+4.5V$, su costo es de alrededor de \$5 USD. El inconveniente es relativo porque se puede usar una fuente externa de $+5V$ y operar al CS 8130 con ese voltaje de polarización sin ningún problema. El MAX 232D sólo cuenta con dos convertidores de TTL/CMOS a EIA-232 y dos en oposición, por lo que para controlar al laser se usa un convertidor discreto mostrado en la figura 2.22b. La figura 5.1 muestra el diagrama típico de aplicación del MAX 232D [53].

Si el sistema desarrollado se decide utilizar con un μC , en lugar de una PC el convertidor de niveles obviamente no será necesario.

Una limitación concerniente a la longitud del cable de comunicación EIA/TIA-232-E; la especificación de la longitud del cable que se incluía en el estándar RS-232 fue reemplazada por una de máxima capacitancia de carga = 2500 pF. Para determinar la longitud total del cable permitido, se debe determinar la capacitancia total de la línea. La capacitancia total es aproximada por la suma de la capacitancia mutua entre los conductores de la señal y la capacitancia del conductor con escudo (o a tierra en el caso de un cable sin escudo), figura 5.2.

Respecto al cable de conexión, asumiendo que se usa un tipo de cable sin escudo para interconectar el equipo; la capacitancia mutua (llamada C_m) la proporciona el fabricante del mismo, por lo general para el tipo de cable como el del "mouse", teclado o impresora tienen por lo general 20 pF por 30.48 cm (1pie). Si la capacitancia de entrada del receptor, en este caso el convertidor de niveles, tiene 20 pF (aunque típicamente son 10 pF), esto deja al usuario con 2480 pF para la interconexión del cable. La capacitancia total se evalúa como

$$C_c = C_m + C_s = \text{Capacitancia total de la línea por unidad de longitud.} \quad (5.1.1)$$

Donde C_m es la capacitancia mutua entre conductores y C_s es la capacitancia del conductor respecto del cable con escudo de la interface (usando un cable con escudo) o la capacitancia hacia tierra (cuando no se usa un cable con escudo). $C_s = 2 * C_m$, para un cable con escudo y $C_s = 0.5 * C_m$, sin escudo. Así que la capacitancia total por cada 30.48 cm será de 30 pF. Dividiendo 2480 pF entre 30 pF revela que la máxima longitud del cable es aproximadamente de 24.384 m. Si se requiere un cable con mayor longitud, entonces se requerirá encontrar un cable con una capacitancia mutua más pequeña.

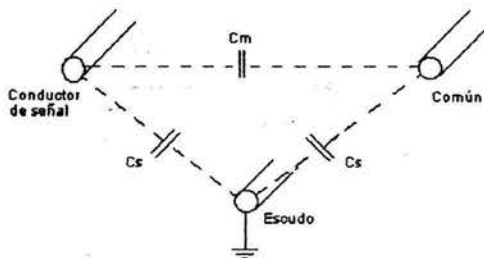


Figura 5.2. Modelo capacitivo del cable de interface por unidad de longitud.

Esquemático del circuito electrónico.

En el capítulo 2 y 4 se hizo referencia a las trayectorias de transmisión y de recepción en el CS 8130, pero no se especificaron todas las terminales del CS 8130; los diagramas esquemáticos siguientes también tienen abreviaturas las cuales se describen a continuación.

Suministro de potencia.

- **VD+** -Polarización positiva digital.
- **VA+** -Polarización positiva analógica.
- **DGND** -Referencia digital.
- **AGND** -Referencia analógica.
- **TGND1, TGND2** -Referencia de transmisores.

Terminales análogas.

- **OutS1, OutS2** -Conexión a cátodo a través de un resistor, si se usa un LED para transmitir.
- **PINC** -Cátodo del diodo PIN receptor.
- **PINA** -Ánodo del diodo PIN receptor.

Terminales digitales.

- **RXD** -Salida de datos recibidos.
- **TXD** -Entrada de datos recibidos.
- **D/ \bar{C}** -Modo Datos/Control. Esta terminal determina si los datos en la entrada TXD, serán tratados como datos a transmitir ópticamente, o como información de configuración.
- **FORM/BSY** -Salida de formato de datos recibidos/Salida de indicación de ocupado. Si se habilita el modo de auto-formato en recepción, indica el formato de los datos recibidos. Un estado en "bajo" indica un formato ASK y en "alto" indica un formato IrDA. Cuando se utiliza ASK de 38 KHz (modo 3), entonces sirve como una señal de procedimiento con la UART; en "bajo" indica que el sistema está listo para enviar caracteres y en "alto" indica que esta ocupado.
- **PWRDN** -Entrada de control para disminuir el consumo de potencia del sistema. Se activa en "bajo", es como si estuviera apagado pero no necesitara reprogramación al momento de regresar a su estado de plena funcionalidad.
- **RESET** -Entrada de reinicio. Se activa en "bajo", borrando la configuración del sistema.
- **XTALIN, XTALOUT** -Conexiones del cristal.
- **EXTCLK** -Entrada de un reloj externo/salida del reloj interno.
- **CLKFR** -Selector de frecuencia del reloj interno. Depende del valor del cristal que se utilice. Para 3.684 MHz se pone en "bajo" y para 1.8432 MHz se pone en "alto".

Una descripción más detallada del funcionamiento se encuentra en las hojas de datos técnicos del fabricante del CS 8130 [18].

En las siguientes dos figuras se muestran los diagramas del circuito total, en la 5.3 se muestra el diagrama del circuito para conectarse a una PC y en la figura 5.4 se muestra el diagrama para conectarse a un μC . En la figura 5.3 se coloca un LED infrarrojo para cuando se desee utilizar al sistema en distancias cortas. Tal como el caso en que desde una PC se quiera programar o reprogramar a un μC , que se encarga de las funciones lógicas de un robot o una pequeña unidad móvil. Y si la unidad móvil tiene sensores para su entorno y telemetría o algún proceso de alguna situación no prevista en su programa de operación, entonces puede comunicarse al programa de control principal y pedir cómo resolver la situación. O bien simplemente para reprogramar a la unidad móvil a distancia, sin necesidad de conectar cables. Obviamente esto es una aplicación opcional a la función principal del sistema desarrollado.

Al circuito electrónico del sistema desarrollado se le refiere como SCOA-1, debido a que es el acrónimo de "Sistema de Comunicación Óptico Atmosférico", como se definió en el primer capítulo y 1 es debido a que es el prototipo.

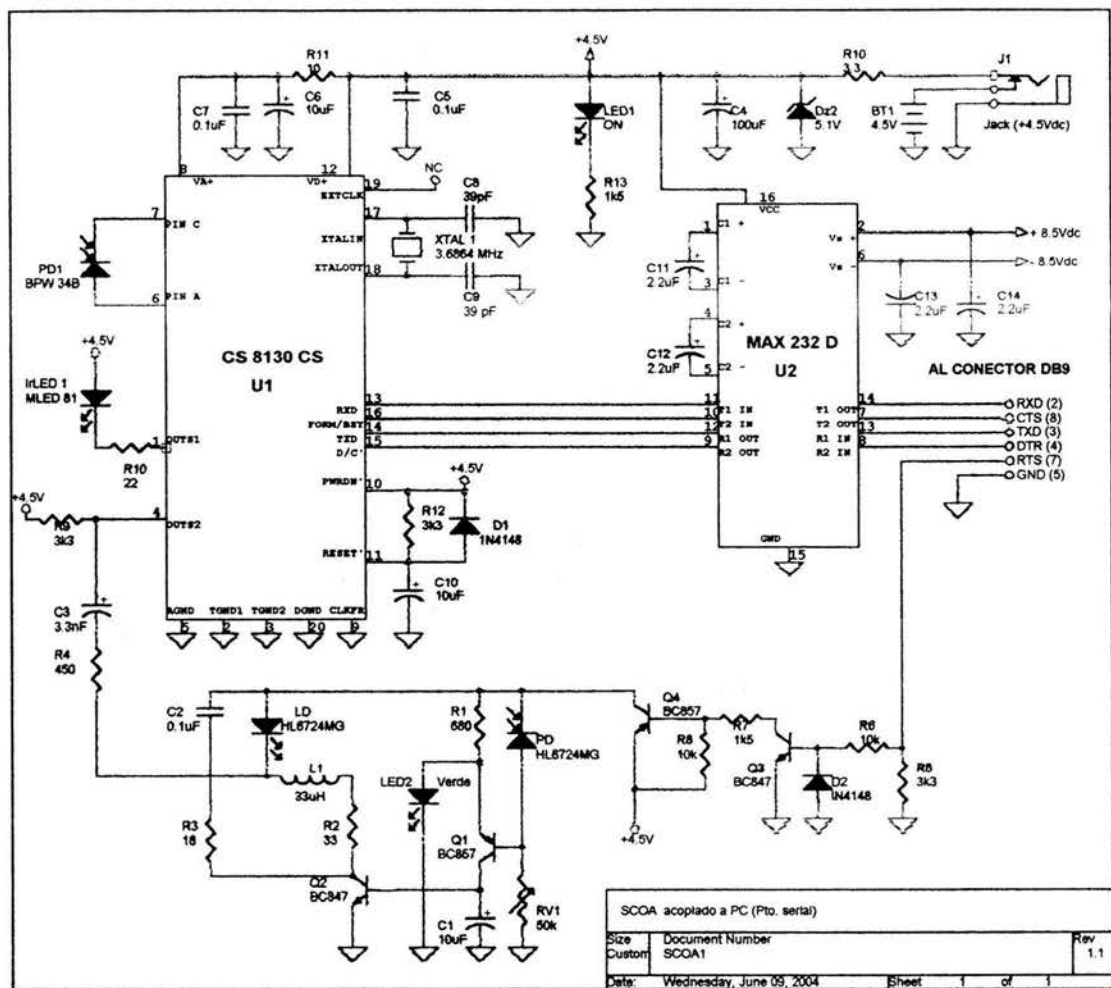


Figura 5.3. Circuito del SCOA-1 acoplado a PC.

La figura 5.4 muestra el circuito que podría instalarse en una pequeña unidad móvil para comunicarse con la unidad de control o con otras unidades móviles. Se usa como ejemplo un μC MC68HC11E9, pero realmente las conexiones dependen de la aplicación específica ya que para tener una mayor versatilidad y libertad el μC debe poder configurar y hacer cambios a la misma en cualquier momento, con ciertas limitaciones, debido a la capacidad de memoria asignada para dicha operación una vez configurado será "invisible" el SCOA. También depende del número de periféricos conectados al puerto serial. Y la conexión de encendido del laser puede hacerse cuando el SCOA sea el periférico seleccionado. Debido a que la configuración del CS 8130 radica en una memoria RAM, no puede apagarse para conservar energía en una pequeña unidad móvil, ya que se borraría su configuración y tendría que repetirse el proceso para la misma. Pero hay una alternativa, el CS 8130 tiene una terminal para entrar en un estado de hibernación la cual conectada a la terminal del mismo tipo en el μC ahorrará energía, cuando no sea de importancia su uso. Cabe mencionar que el uso del laser en un sistema móvil obviamente necesita la suma de los sistemas de adquisición y seguimiento, que no fueron desarrollados aquí.

un circuito por una capacitancia o inductancia mutua. Una vez relacionada dentro del circuito, esta energía se muestra como un ruido de fondo. Considerando separadamente cada fuente de ruido con el fin de minimizar sus efectos en el circuito receptor.

Considerando que el CS 8130 en la entrada tiene un circuito que ofrece gran inmunidad al ruido, aprovechando la naturaleza diferencial de un Amp-Op (Amplificador Operacional), como en la mayoría de los casos. Cuando un componente de alta impedancia tal como un convertidor de corriente-voltaje es usado, la fuente de ruido externo puede fácilmente relacionarse dentro del circuito. Esas fuentes externas son: electrostáticas, magnéticas y de frecuencias de radio. Para reducir los efectos de estas fuentes de ruido en el circuito receptor, las consideraciones deben ser dadas en: la disposición de componentes, diseño del circuito, conexión a tierra y escudo o placas protectoras. Básicamente, se desea separar la fuente de ruido de las partes sensibles del circuito.

La *primer fuente de ruido* considerada se presenta en cada sistema que tiene potencia eléctrica. El campo eléctrico es relativamente una fuente de baja frecuencia que se relaciona a un circuito a través de una capacitancia mutua que existe entre la fuente y el circuito. En este caso, la fuente del ruido y la tabla del circuito actúan como las placas de un capacitor. El material dieléctrico es el aire entre ellos. Cuando una diferencia de voltaje ocurre entre los dos objetos, una corriente de ruido fluirá desde el objeto de alto voltaje al objeto de bajo voltaje. Este proceso se le conoce como acoplamiento electrostático. En este caso, el circuito recibe la corriente de ruido y será amplificada por el Amp-Op. La figura 5.5 muestra como ocurre el acoplamiento cuando se usa un Amp-Op, por ejemplo en la configuración mostrada [15]. Para simplificar se asume que la foto-señal vale cero, así que solo se muestra el efecto del ruido asociado.

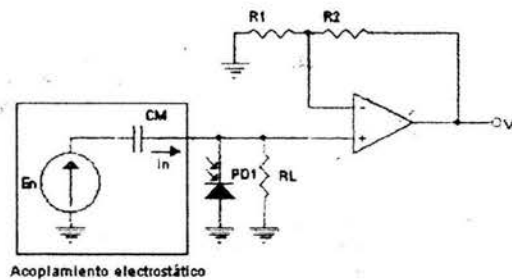


Figura 5.5. Acoplamiento electrostático del ruido dentro del circuito.

La fuente del ruido debida al campo eléctrico, E_n , se asocia con la corriente de ruido i_n , dentro del lazo de retroalimentación del Amp-Op a través de la capacitancia mutua C_M . Esta corriente de ruido fluye a través del resistor de retroalimentación R_2 , para producir un ruido en la señal. Es necesaria una placa protectora o escudo, hecho de un material altamente conductor para que la caída de voltaje pequeña o no, ocurra a través del mismo escudo. El cual debe estar conectado a la tierra del circuito o a la línea común de las señales para que sea evitado el acoplamiento.

La *segunda fuente de ruido* considerada es el ruido magnético asociado, este ruido se relaciona al circuito por una inducción mutua. En lugar de usar el modelo de un capacitor para describir el ruido electrostático acoplado al circuito, debe usarse el modelo de un transformador. El arrollamiento primario y secundario se encuentran alrededor de un núcleo común de acero que permite el flujo magnético del arrollamiento primario al secundario. Esto ocurre porque el campo magnético está acoplado. La fuente de interferencia magnética actúa de forma semejante al arrollamiento primario de un transformador. Cuando un campo magnético es acoplado a través de una inductancia mutua, un voltaje más que una señal de corriente se producirá en un circuito con Amp-Op. Para reducir este acoplamiento puede ser usado el escudo de metal. Para bajas frecuencias, tal como un transformador de potencia, solo materiales ferromagnéticos proporcionan un buen escudo. Para frecuencias altas, tal

como RF, un escudo de cobre funciona mucho mejor. En uno u otro caso el escudo debe ser apropiadamente aterrizado. Como con un ruido electrostático, una buena forma de minimizar el ruido magnético es alejar la fuente de ruido todo lo posible de la parte sensible del circuito receptor.

Los componentes como el fotodiodo, el resistor de carga y los resistores de retroalimentación deben colocarse lo más cerca posible del Amp-Op para reducir la inductancia mutua, en el caso del CS 8130 solo es el fotodiodo, esto involucra que la longitud de las terminales del fotodiodo sean cortas, al igual que la pista que lleva al Amp-Op.

La tercer fuente de ruido considerada es la interferencia de frecuencias de radio o RF (Radio Frequency). Para frecuencias relativamente altas, el Amp-Op tendrá variaciones en su ganancia. Para reducir este ruido, debe usarse un escudo y una técnica de filtrado. El escudo para RF también puede hacerse con un metal conductor. Una capa de cobre como plano de tierra en la tabla del circuito también actúa como un escudo. Muchos diseños extienden el plano de tierra bajo el área sensible del circuito para mayor protección. La consideración de colocación de ciertos componentes del circuito en la tabla del mismo también ayuda. La circuitería digital es una fuente de ruido debido a la alta velocidad de conmutación, por lo que la separación de componentes digitales del área sensible del circuito también es considerada [13, 15, 18].

Reducción de EMI en la tarjeta del circuito impreso.

La interferencia electromagnética es compleja, pero si se entiende el principio físico de su generación y sus efectos, el problema es resuelto sin dificultad. Las indicaciones que se presentan resultarán efectivas para reducir la EMI.

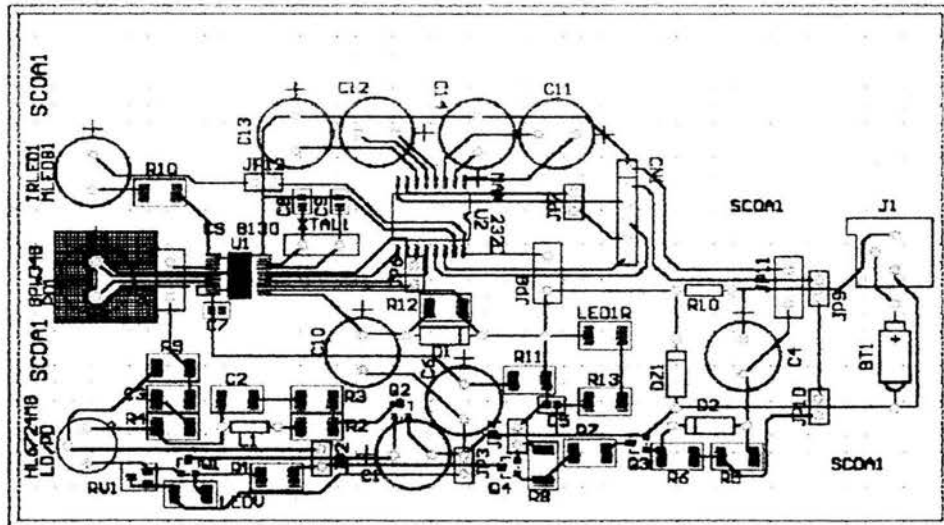


Figura 5.6. Trazo del circuito impreso para el esquema de la figura 5.3.

Resumiendo lo anterior, la línea común del circuito y el trazo de pistas en la tarjeta del circuito para el CS 8130 son críticas, por la naturaleza sensible del amplificador del fotodiodo (en este caso el diodo PIN). El CS 8130 está sobre un trazo de la línea de referencia (o común) respecto de las señales. El fotodiodo está lo más cercano a las terminales PINA y PINC. Las pistas del diodo PIN son lo más cortas posibles, < 5 mm, y están rodeadas por un trazo de la línea de referencia. La tabla del circuito tiene agujeros en la línea de referencia para poder montar un escudo metálico sobre el CS 8130 y el diodo PIN, para bloquear la EMI. El diodo PIN, el diodo láser y el IRLLED están posicionados en

formación de lo que será la superficie frontal óptica del empaque, hacia donde estarán las lentes. La superficie óptica del diodo PIN y el IRLED deberán estar posicionadas aproximadamente a 1 cm atrás del sistema óptico, el diodo laser a menos que se quiera usar un extensor de haz, tendrá que estar el colimador a una distancia ya especificada anteriormente, de otra forma estará separado una distancia similar al PIN y al IRLED. Respecto a la posición de los componentes periféricos que involucran señales digitales están alejados de las correspondientes señales analógicas. Los capacitores en la línea de polarización también están lo más cercanos al CS 8130; la figura 5.6 muestra el trazo del circuito impreso del esquemático de la figura 5.3, realizado con "Protel 99 SE" [56]. Las dimensiones de la tarjeta son 4.0 cm de ancho por 7.0 cm de largo, obviamente la figura no esta a la escala real de la tarjeta física.

5.2 Programa de configuración del SCOA.

El CS 8130 se configura por una serie de registros de control, en memoria RAM. Los varios registros de control dentro del CS 8130 son escritos poniendo la terminal D/ \bar{C} en bajo, en ese momento se envían caracteres desde el puerto serial de una PC o un μC a la terminal TXD. Los caracteres son interpretados como un campo de direcciones de 4 bits y un campo de datos de 4 bits, como se muestra en la figura 5.7 [18]. Después los caracteres de control son recibidos y escritos dentro de los registros de control, opcionalmente ellos pueden ser repetidos hacia la terminal RXD del mismo CS 8130. La velocidad de transmisión para este modo de control es la que esté en ese momento en uso, puesta en el registro de velocidad de transmisión. Si se carga una nueva velocidad de transmisión, esta tomará efecto después de que el carácter ha sido repetido a la terminal TXD, si la repetición ha sido habilitada. En el otro caso, la nueva velocidad se hará efectiva inmediatamente.

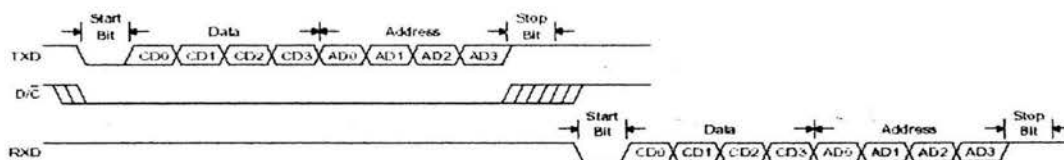


Figura 5.7. Distribución del tiempo en el modo de control.

Uno de los registros de control contiene un registro de extensión que habilita un bit, el cual se convierte en el MSB de un registro con dirección de 5 bits. Por lo tanto hay 31 registros de 4 bits. El bit de extensión debe ser puesto a 1 para permitir el acceso a los registros con direcciones de la 16 a la 31. El registro del bit de extensión siempre es accesible, independientemente de su contenido. Deberá ser puesto en 0 para acceder a los registros del 0 al 15. La siguiente tabla define la función de cada uno de los registros. El programa desarrollado que configura esos registros se construyó en "Visual Basic 6.0" [59]. Da al usuario una forma rápida y fácil de cambiar el funcionamiento del CS 8130 y en consecuencia al SCOA. Las líneas de programación no son mostradas aquí debido a su extensión. En su lugar se muestran algunas de las ventanas de configuración acompañadas de una descripción de su funcionamiento. Algo importante que cabe mencionar es que el programa fue hecho con indicaciones en el idioma inglés, la razón para hacer esto es porque cuando el usuario este interesado en conocer el funcionamiento detallado del CS 8130 pueda vincularlo con facilidad a las hojas de datos del fabricante, que obviamente están en idioma inglés. El formato del byte de datos para el control y la función de cada registro se muestran en la tabla 5.1 [18]. Los bits de todos los registros reservados no son cambiados cuando se usa un "reset".

Cuando el programa de configuración entra en funcionamiento un requerimiento estricto es que el programa que hará uso del SCOA utilice una forma asíncrona de transmisión de datos, cuando se use una PC. De esta forma no se deberán usar las terminales de RTS-CTS y DTR-DSR para un establecimiento de comunicación, decir un "handshaking". Debido que esas terminales son usadas por el SCOA y de otra forma causarían un error de funcionamiento. Una vez configurado el SCOA, podrá ser utilizado como un puerto óptico por cualquier programa que transmita en forma serial y asíncrona.

Tabla 5.1. Función de los registros del CS 8130.

D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
AD7	AD6	AD5	AD4	AD3	AD2	AD1	AD0
AD3-0	Register Address (4 bits of transmitted address + MSB, which is the shadow (SHDW) bit state [Control Reg #3]. All registers have 4 data bits).	0_0000	0	Control register #1			
		0_0001	1	Control register #2			
		0_0010	2	Transmit Mode Register #1			
		0_0011	3	Transmit Mode Register #2			
		0_0100	4	Output Power register			
		0_0101	5	Receive Mode register			
		0_0110	6	Receive Sensitivity register #1			
		0_0111	7	Receive Sensitivity register #2			
		0_1000	8	Baud Rate Divider register #1			
		0_1001	9	Baud Rate Divider register #2			
		0_1010	10	Modulator Divider register #1			
		0_1011	11	Modulator Divider register #2			
		0_1100	12	Digital Output Pin Control register			
		0_1101	13	Control Register #3			
		0_1110	14	Reserved			
		0_1111	15	Status register (read only)			
		1_0000	16	TV Remote Receive Sample Rate & T Period Divider			
		1_0001	17	TV Remote Receive Sample Rate & T Period Divider			
		1_0010	18	TV Remote Receive Sample Rate & T Period Divider			
		1_0011	19	TV Remote Transmit Bit Rate Divider #1			
		1_0100	20	TV Remote Transmit Bit Rate Divider #2			
		1_0101	21	Control Register #4			
		1_0110	22	Reserved			
		1_0111	23	Reserved			
		1_1000	24	ASK Receive Timing Sensitivity register			
		1_1001	25	Reserved			
		1_1010	26	Reserved			
		1_1011	27	Reserved			
		1_1100	28	CS8130 Revision Level register (Read Only)			
		1_1101	29	Reserved			
		1_1110	30	Reserved (Resets to 1111; must not be changed)			
		1_1111	31	Reserved (Resets to 1111; must not be changed)			
CD3-0	Control Data			Contains control register data.			

La presentación del programa de configuración del SCOA, pidiendo el estado del sistema al oprimir el botón marcado con SS (State System), muestra la ventana de la figura 5.8.

La barra de botones son formas para acceder más rápido a una función especificada en la barra de encabezado, la cual consta de seis opciones. La descripción del funcionamiento de cada una de las opciones en la barra de encabezado es la siguiente.

1. "File". Archivo, consta de 5 opciones, para manejar las configuraciones del SCOA, figura 5.9.
 - 1.1. "New Config.". Genera un procedimiento en el cual se muestra al usuario las ventanas de configuración, para que seleccione cada una de las variables de operación del SCOA. Al término de dicha secuencia pregunta al usuario si la nueva configuración se aplicará al sistema, modificando la que actualmente este en uso, o la guarda (sin modificar la presente). Se guarda en forma de un archivo de texto.
 - 1.2. "Open Config.". Abre un archivo de configuración guardado previamente y lo aplica al SCOA.
 - 1.3. "Close Config.". Cierra el archivo de configuración aplicado al SCOA y lo pone en estado de reinicio (Reset).

- 1.4. "Save Config. As". Si la configuración en uso se le ha hecho alguna modificación y no es guardada al momento de hacer la misma, esta opción permite guardar la configuración modificada con otro nombre.
- 1.5. "Quit". Cierra al programa de configuración, pero la última configuración enviada al SCOA es conservada en él. De esta forma no es necesario que el programa de configuración este abierto cuando el SCOA sea utilizado por algún programa que lo utilice.

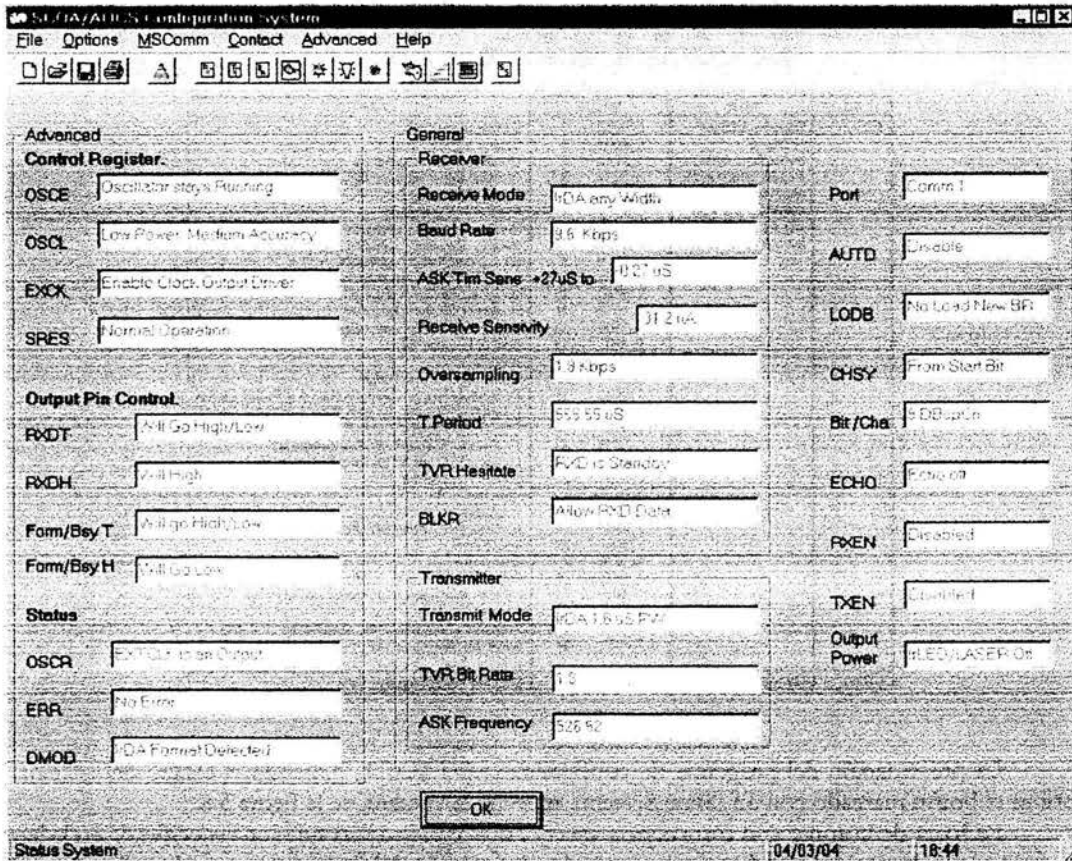


Figura 5.8. Estado de inicio del SCOA.

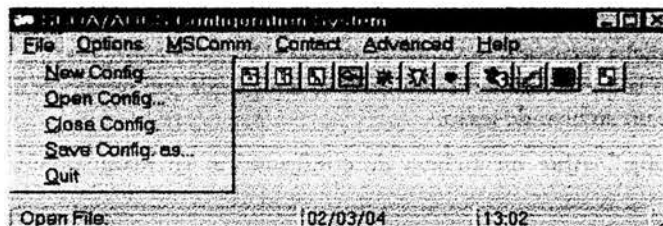


Figura 5.9. Ventana "File".

2. "Options". Permite seleccionar la forma en que funcionará la recepción y la transmisión; tiene 5 opciones, que se describen a continuación.

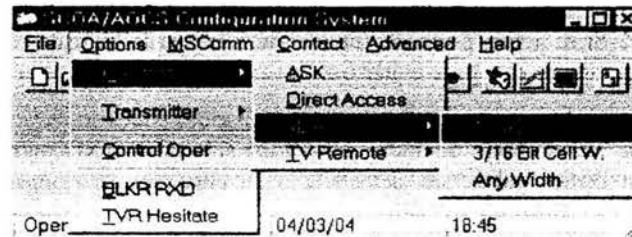


Figura 5.10. Selección de IrDA, 1.6 μ S.

- 2.1. "Receiver". Establece el modo en que el receptor operará, la figura 5.10 muestra la selección de recepción.

2.1.1. "ASK". ASK. Modo con portadora modulada en amplitud de 500 KHz.

2.1.2. "Direct Access". Modo de acceso directo, se refiere cuando los datos que aparecen en la entrada óptica serán enviados a la salida RXD sin quitar el esquema de modulación, puesto que para transmitirlos no se hizo uso de ello.

2.1.3. IrDA. Tiene dos posibles modos de valorar el ancho del pulso recibido, uno fijo de 1.6 μ S (la figura 5.10 muestra este caso) y otro variable de 3/16 del tiempo del pulso de un bit, y una tercera que combina las dos anteriores.

2.1.4. "TV Remote". Es similar al modo 2.1.1, pero la portadora usada es de 38 KHz. Y funciona como los receptores de control remoto de los televisores y otros equipos similares. Tiene dos posibles formas para recibir, una es con sobre-muestreo "Oversampling" y la otra esta basada en el tiempo de duración de un bit "Period T". Esto hace que pueda funcionar con transmisores y receptores ópticos para TV. Aunque resulta poco útil usar un transmisor porque están limitados a pocas funciones; no así con un receptor, debido a que una vez hecha la demodulación se envía a un sistema que reconoce el byte recibido. El receptor óptico para este caso resulta muy económico y podría usarse en diversas unidades móviles sin necesidad de instalar en ella un SCOA, obviamente sería útil para el caso de uso del IRLED en cortas distancias, ya que el receptor incluye un fotodiodo con $\lambda \approx 900$ nm. La inconveniencia de trabajar en este modo es que la máxima velocidad de transmisión es 2.4 Kbps. Aunque en algunas aplicaciones podría no ser necesario una mayor velocidad.

- 2.2. "Transmitter". Establece el modo en que el transmisor funcionará.

2.2.1. ASK. Modo con portadora modulada en amplitud de 500 KHz.

2.2.2. "Direct Access". Modo de acceso directo, referido a que los datos que aparecen en la entrada TXD serán enviados a la salida óptica sin usar un esquema de modulación.

2.2.3. IrDA. Aquí solo hay dos opciones una para un ancho de pulso de 1.6 μ S y la otra para ponerlo a 3/16 del tiempo de duración de un bit.

2.2.4. "TV Remote". Pone un esquema de modulación ASK, con portadora de 38 KHz.

- 2.3. "Control operation". Tiene dos funciones: "Receiver Auto Detect Mode", habilita o no la detección del formato de datos recibidos; "Load Baud Rate Counter", habilita o no al contador de la velocidad de transmisión.
 - 2.4. "Block RXD". Si se activa pone un retardo de 8 μ S en la línea de recepción, respecto del propio transmisor, esto es para evitar una retroalimentación, es decir que se lean los datos transmitidos.
 - 2.5. "TVR Hesitate". Este modo de duda, selecciona si la salida RXD permanecerá en alto hasta que una señal óptica válida sea detectada o se elige que se pongan los datos recibidos inmediatamente en la terminal RXD.
3. "MSComm". Se refiere a características de la comunicación serial, tiene dos opciones, figura 5.11.

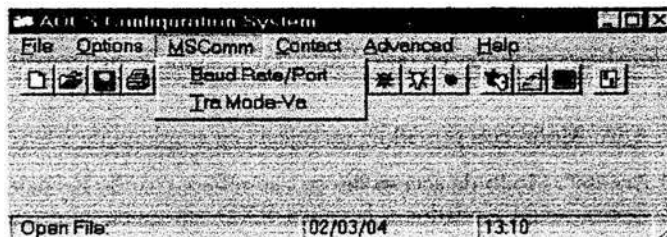


Figura 5.11. Opción "MSComm."

- 3.1. "Baud Rate Port". Se refiere a la velocidad de transmisión del puerto. En esta opción se puede seleccionar dicha velocidad, que va desde 2.4 Kbps hasta 115.2 Kbps y también selecciona el puerto serial al que fue conectado el SCOA, "Comm1" o "Comm2".
- 3.2. "Tra Mode-Va", abreviación de "Transmitted Mode Value". En esta opción se puede seleccionar el número de bits por carácter desde 6 hasta 9. Cuando se usan 9 bits, indica que 8 bits serán de datos y uno de paridad. También se elige el tipo de sincronización, si es por carácter o por bit; es decir se selecciona si los bits transmitidos son basados en: la transición de los bits en la entrada TXD, o en un bit de inicio, figura 5.12.

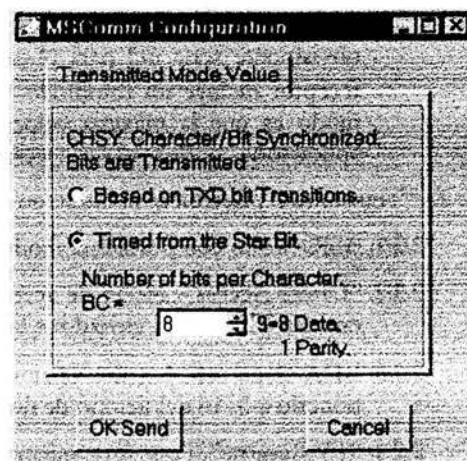
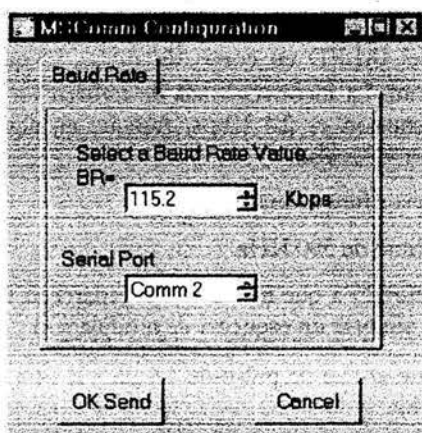


Figura 5.12. Selección de "Baud Rate Port" y "Tra Mode-Va".

4. "Contact". Contacto. Tiene 3 opciones, figura 5.13.

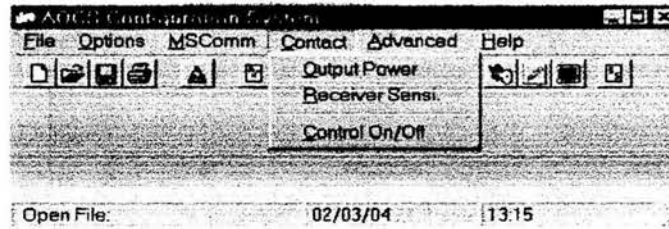


Figura 5.13. Opción "Contact".

- 4.1. "Output Power". Potencia de salida. En esta opción se selecciona qué dispositivo óptico de transmisión se activará, respecto al laser y al IRLED, puede ser: ambos apagados, uno u otro encendido y ambos encendidos. Pero dependen que "TXEN" este activada, figura 5.14a.
- 4.2. "Receiver Sensi.". Sensibilidad del receptor. En esta opción se escoge el nivel de umbral para el detector, con esto se puede superar el ruido de fondo, como se trato en el capítulo 4. Los valores para el umbral van desde 7.8 nA hasta 249.6 nA. Es recomendable no usar valores muy pequeños de umbral porque el ruido de fondo puede causar la ocurrencia aparente de señales constantes, figura 5.14b.
- 4.3. "Control On/Off". Es el control de encendido y apagado cuenta con tres opciones.
- 4.3.1. "ECHO". Repetición. Si se activa, los caracteres de control (de configuración) son enviados a la terminal RXD. Sirve como una forma de monitoreo.
- 4.3.2. "RXEN". Habilitación del receptor. Seleccionada pone en funcionamiento al receptor.
- 4.3.3. "TXEN". Habilitación del transmisor. Seleccionada pone en funcionamiento al transmisor, figura 5.14c.

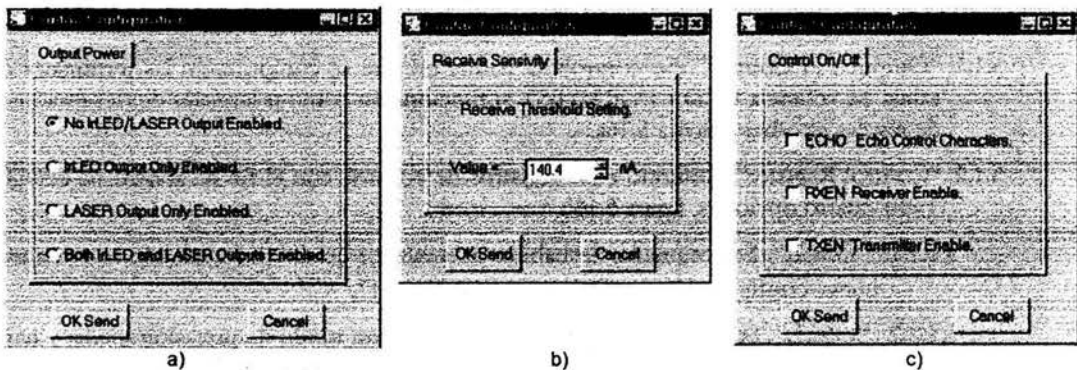


Figura 5.14. Opción "Contact".

5. "Advanced". Esta opción es para usuarios avanzados. Es conveniente cuando el diseñador desea ahorrar energía en el diseño de un sistema al que se sumará el SCOA. De otra forma no debe ser modificado, ya que provocará un mal funcionamiento, figura 5.15.

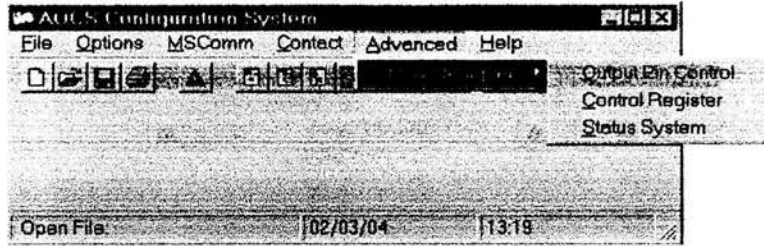


Figura 5.15. Opción "Advanced".

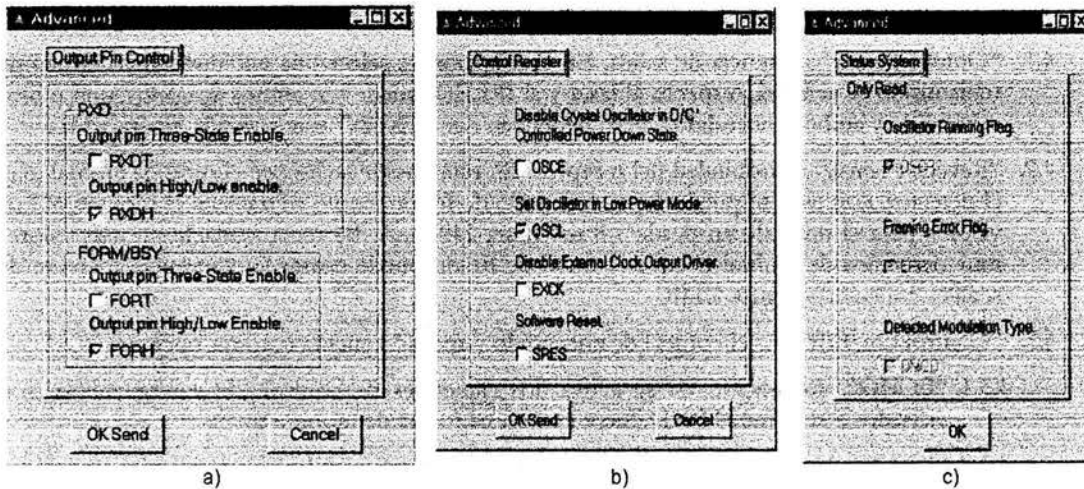


Figura 5.16. Selección siguiente de la opción "Advanced".

5.1. "Only Designer". Sólo para el diseñador. Aquí se cuenta con tres opciones.

- 5.1.1. "Output Pin Control". Se controla la forma en que se comportarán las terminales de salida. Se refiere a RXD y FORM/BSY si funcionarán como terminales de tres estados o de niveles alto-bajo, figura 5.16a.
- 5.1.2. "Control Register". Referido a los registros de control, con el fin de ahorro de energía. Tiene cuatro opciones, figura 5.16b.
 - 5.1.2.1. "OSCE". Seleccionada, deshabilita el oscilador del CS 8130, cuando se envía una nueva configuración, es decir se pone en bajo D/\bar{C} .
 - 5.1.2.2. "OSCL". Seleccionada, pone al oscilador en un modo de precisión media y tiene un bajo consumo de potencia. No seleccionada, pone al oscilador en modo de alta precisión; pero consume más potencia.
 - 5.1.2.3. "EXCK". Seleccionada, el CS 8130 apaga al circuito interno que proporciona la salida del reloj; la pone en alta impedancia. No seleccionada sirve como salida del reloj interno, pero consume más potencia.
 - 5.1.2.4. "SRES". Reinicio por medio de software. El sistema al energizarse, se pone en un estado de configuración inicial, con valores como los mostrados en la figura 5.8. Esta misma condición es generada desde el programa seleccionando esta opción.

5.1.3. “State System”. Estado del sistema. Esta opción es de sólo lectura. En la cual pueden leerse tres estados, figura 5.16c.

5.1.3.1. “OSCR”. Con selección indica que el oscilador esta funcionando correctamente. Es una bandera del funcionamiento del oscilador.

5.1.3.2. “ERR”. Indica un error en la estructura del byte leído para configuración, si se muestra seleccionada. Es una bandera de error.

5.1.3.3. “DMOD”. Indica el tipo de modulación detectada. No seleccionada indica que el formato de datos recibidos esta IrDA. Seleccionada indica que el formato de datos detectados tiene sub-potadora modulada en amplitud, ASK.

6. “Help”. Ayuda. Muestra dos opciones.

6.1. “Flash Help”. Ayuda relámpago. Da una breve referencia de las abreviaciones utilizadas, con el fin de entender su funcionamiento en el sistema.

6.2. “About”. Acerca. Da información de la versión, del creador y una advertencia respecto a que usa un laser de clase IIIa o IIIb, ya que resulta peligroso verlo directamente en su abertura de salida, figura 5.17.

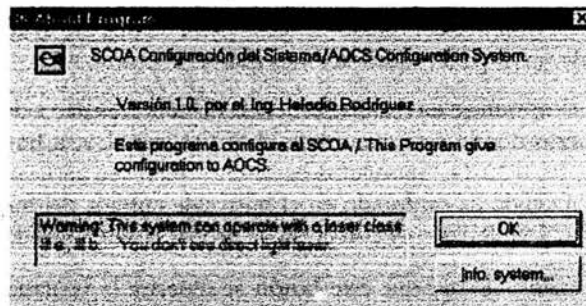


















Figura 5.17. Opción “Help”, “About”.

Los 16 botones dan un acceso más rápido a las opciones seleccionadas en el encabezado, ya se había hecho referencia a ellos, pero ahora se describe su función empezando de izquierda a derecha y titulado por el mensaje de ayuda que aparece al seleccionarse el botón.

1.  “New Config”. Inicia el procedimiento para generar una nueva configuración de operación del SCOA. Ese procedimiento va mostrando al usuario cada una de las variables que puede modificar para que el SCOA funcione correctamente, según la necesidad del mismo usuario. Al final del procedimiento se pregunta al usuario si la configuración se envía al SCOA y se guarda (como un archivo de texto), o simplemente se envía.
2.  “Open”. Abre una configuración existente.
3.  “Save”. Si se han enviado modificaciones a la configuración que en ese momento opera en el SCOA y no se han guardado en su oportunidad, este botón permite hacerlo.
4.  “Print Conf.”. Imprime la configuración actual del SCOA.

5.  "Reset System". Envía al CS 8130 la indicación de poner todos los registros del CS 8130 (todas las variables) en la condición de reinicio, es decir con su valor de inicial.
6.  "RX Conf.". Abre el cuadro de diálogo para configurar el modo de recepción.
7.  "TX Conf.". Abre el cuadro de diálogo para configurar el modo de transmisión.
8.  "Baud Rate". Abre el cuadro de dialogo correspondiente a la velocidad de transmisión de la opción "MSComm", en la barra del encabezado.
9.  "Output Power". Muestra el cuadro de dialogo de potencia de salida, correspondiente a la opción "Contact" de la barra de encabezado.
10.  "RX Sen.". Muestra el cuadro de dialogo "Receive Sensivity", correspondiente a la opción "Contact" de la barra de encabezado.
11.  "On/Off". Muestra la ventana "Control On/Off", también correspondiente a la opción "Contact".
12.  "TX Mode". Muestra la ventana "Transmitted Mode Value", correspondiente a la opción "MSComm".
13.  "MC State". Este botón sirve al diseñador para conocer el contenido de los registros del CS 8130, en forma numérica y almacenados en una matriz de dos dimensiones llamada "mc", en otras palabras es un monitor del estado del CS 8130. Fue de gran ayuda al diseñar el programa de control y puede servir para modificaciones futuras al mismo.
14.  "Send Test", al oprimirse envía una secuencia de números pares del 2 al 20 (decimales para el usuario), al puerto donde está conectado el SCOA, en él, son transmitidos ópticamente a través del laser o del IRLED. Apuntados hacia un blanco cercano, su regreso es esperado por rebote. Una vez recibido es capturado en el buffer de entrada del mismo puerto serial al que esta conectado el CS 8130. Esto es con el fin de probar la funcionalidad de un solo SCOA.
15.  "Write-Test Read". Al oprimir este botón se muestra la ventana de la figura 5.17, "Out Sequence", indica la secuencia de números enviada. Ya en el regreso, se almacenan en el buffer de entrada del puerto serial. Ocurrido esto, "Buffer size" muestra la cantidad de caracteres recibidos, en este caso los números. Es un contador de los caracteres que hay en el buffer de entrada. "LB" y "UB", se refieren al primer carácter (Low buffer) y último (upper buffer) de la secuencia recibida. "In Sequence", mostrará la secuencia de caracteres recibidos, 2,...,20. Como se mencionó anteriormente esto es útil para hacer una auto-prueba del funcionamiento del SCOA.
16.  "State System". Muestra el estado que tienen todas las variables del SCOA en la configuración en uso, figura 5.7.

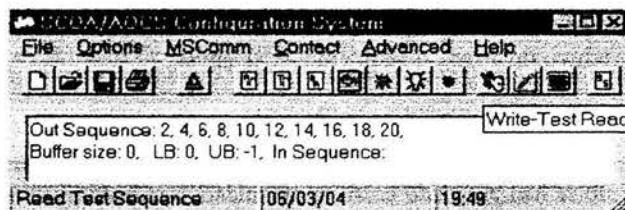


Figura 5.17. Envío y captura de secuencia de prueba.

5.3 Datos técnicos.

En la sección 5.1 se especificó el circuito electrónico completo para conectarse a una PC, mostrado en el diagrama esquemático (figura 5.4) y el trazo del circuito impreso para el mismo (figura 5.6), tomando en cuenta las consideraciones para EMI. Pero, cabe aclarar que no se diseñó un contenedor para el sistema, la razón es para dar versatilidad al mismo; lo único que debe agregarse siempre es un escudo metálico, del lado donde no hay componentes por lo menos, aunque es preferible que sea una pequeña caja que cubra al fotodiodo y al CS 8130. Pero puede ser que se use un contenedor completo del circuito y si es de metal servirá como escudo.

El tamaño, forma y características del contenedor están en función de la aplicación específica; puesto que no será lo mismo estar operando en lugares donde la temperatura sea alta y necesite un sistema refrigerante, que en lugares fríos o templados. Obviamente para añadir sistemas especiales de refrigeración o calefacción deben sobrepasarse los rangos de operación de los componentes del SCOA, que están dentro del rango de $-10 \rightarrow +50$ °C; aunque resulta riesgoso llevarlo a estos extremos. En aplicaciones donde el peso de la unidad SCOA sea un factor importante, deberá diseñarse el contenedor con materiales convenientes, a pesar de que sea un sistema fijo; con opción de ser portátil cuando se aplique a una pequeña unidad móvil usando IRLED, su peso resultará importante.

Por lo anterior el diseño del contenedor del SCOA en sus diversas aplicaciones queda reservado al tipo y necesidades de aplicación. Al ser el SCOA de pequeñas dimensiones en su tarjeta electrónica y componentes ópticos, proporciona versatilidad para el diseño del contenedor.

La tabla 5.2, muestra el costo de los componentes del SCOA, en el mes de abril del 2004. Se muestran los costos totales utilizando diferentes combinaciones de componentes.

De las características más importantes del SCOA y sus posibles aplicaciones se pueden desprender dos modelos de aplicación, el principal llamado SCOA-1L670, refiriéndose al SCOA que utiliza una longitud de onda de 670 nm, es el sistema experimental que opera con el diodo laser. El SCOA-2IRLED940, es la aplicación del SCOA para distancias cortas, sin utilizar un diodo laser, en su lugar se utiliza un IRLED; en esta aplicación resulta útil un fotodiodo con lente y filtro espectral integrado. Las características más importantes para estos modelos de ingeniería son mostradas en la tabla 5.3, no se considera algún tipo de unidad contenedora del sistema.

Tabla 5.2. Costo de los componentes para la construcción del SCOA.

Compañía	Componente	Costo por unidad
Sección 1		
Intelite *	MLD1550-5S9N ^{1a} Laser -1550nm (5mW)	\$169.00 USD
Hitachi *	HL6724MG ^{1b} Laser - 670nm (5mW)	\$9.60 USD
Texas *	MAX232DW	\$1.67 USD
Crystal *	CS8130-CS	\$4.50 USD
OSRAM *	BPW34B	\$3.27 USD
Edmund Optics*	PD for 1550nm NT55-753	\$46 USD
Total ^{1a}		\$178.00 USD
Total ^{1b}		\$19.04 USD
Sección 2		
Edmund Industries Optics*	Lente biconvexa (6mm) (colimador) (NT45-186)	\$27.00 USD
	Lente plana-convexa (30mm) (abertura) (NT32-483)	\$28.90 USD
	Lente plana-cóncava (3mm), (objetivo) (NT45-378)	\$19.70 USD
	Filtro de absorción * (12.5mm), (para ¹) (NT52-528)	\$17.30 USD
	Filtro de interferencia ^b (para ²)(NT47-141)	\$125.00USD
	Filtro de interferencia ^c (para ¹)(NT46-464)	\$60.00 USD
Total ^{2a}		\$ 92.9 USD
Total ^{2b}		\$ 200.6 USD
Total ^{2c}		\$ 135.6 USD
Sección 3		
Motorola	MLED 81	\$30.00 MN
PHILIPS	BC847 / BC 857 (4)	\$4.00 MN
	Resistores (14)	\$0.50 MN
	Capacitores (13)	\$4.00 MN
	Diodos (5)	\$2.00 MN
	Cristal	\$20.00 MN
	Porta-pilas	\$8.00 MN
	Conector para dc.	\$10.00 MN
	Conector: Locking Header 07 100: LH1T07	\$3.00 MN
	Socket Housing P100 07: CS 07	\$2.00 MN
	Contacto: CS PIN 100	\$0.50 MN
	Conector DB-9 (hembra)	\$20.00 MN
	Eliminador de baterías	\$50.00 MN
Total ³		\$ 231.5 MN

Los componentes marcados con * tienen que ser importados, el resto pueden conseguirse en nuestro país. MN = Moneda Nacional.

Tabla 5.3. Especificaciones técnicas.

Características	SCOA-1L670 (modelo de ingeniería)	SCOA-2L940 (modelo de ingeniería)
Distancia recomendada	50m a 0.5 Km	10 m Máx.
Transmisor:		
Fuente	1 LASER	1 IRLED
Longitud de onda	670 nm	940 nm
Clase del LASER	Clase 2, AS/NZS 2211.1.1997 ¹	
Potencia de salida	5 mW Máx.	16 mw Máx.
Tipo de transmisor	Diodo laser modulado directamente	Diodo IRLED modulado directamente
Abertura del transmisor	1 * 5 mm	1 * 4 mm
Divergencia del haz	0.134 mrad	1.047 rad
Receptor:		
Abertura del receptor	30 mm Ø	---
Longitud de onda	f(Filtro espectral acoplado)	900-1000 nm
Si PIN receptor	BPW 34 B	MRD 821
Si PIN sensibilidad	-60 dB (W)	
Ángulo de aceptación	> 8 mrad	
Acoplamiento del sistema:		
Conexión de entrada	RS -232 serial (DB-9 for PC), Socket 07 pins para µC	RS -232 serial (DB-9 for PC), Socket 07 pins para µC
Protocolo	Asíncrono	Asíncrono
Velocidad de transmisión	115.2 Kbps Máx.	115.2 Kbps Máx.
Modo	Full Duplex	Full Duplex
Máx. Longitud del cable al sistema	20 m	20 m
Eléctricas:		
Entrada de voltaje	3V - 5 V Máx.	3 V- 5 V Máx.
AC opcional	AC to DC 4.5V	AC to DC 4.5 V
Batería	4.5V para PC; 3V para µC	4.5V para PC; 3V para µC
Consumo de potencia	< 200 mW	< 200 mW
Varias:		
Indicadores de estado para prueba (opcional)	Sistema Enc.= LED rojo, Laser Enc.= LED verde, Formato de dato / Sistema ocupado = LED amarillo, Sistema en configuración = LED rojo.	Sistema Enc.= LED rojo, Laser Enc.= LED verde, Formato de dato / Sistema ocupado = LED amarillo, Sistema en configuración = LED rojo.
Peso	< 200 grs.	< 100 grs.
Temperatura de operación	-10 a + 50 °C	-10 a + 50 °C
Configuración del sistema	Por software, SCOA-1 Configuration System	Por software, SCOA-1 Configuration System.

¹Extracto de AS/NZS 2211.1.1997

"9.2 Descripción de clases de LASER

Clase 2: Los productos LASER los cuales emiten radiación visible en el rango de longitudes de onda de 400 a 700 nm. La protección ocular es normalmente proporcionada por la respuesta de aversión en el reflejo del parpadeo.

Clase 3B: Los productos LASER que emiten radiación visible o invisible y verlos directamente es peligroso para los ojos. Los LASERS Clase 3B son capaces de causar heridas en los ojos, porque su salida es invisible y por lo tanto la respuesta de aversión no es activada, o porque la potencia del haz es tal que el daño es hecho en corto tiempo que el reflejo del parpadeo no lo puede evitar."

"11.4 Instalaciones de LASERs exteriores.

11.4.1 Los productos LASER Clase 2 donde sea razonablemente accesible, el haz debe ser terminado al final de su trayectoria útil, y el LASER no debe ser apuntado a personas a la altura de la cabeza."

"4.1.1 Modificación. Si la modificación de una previa clasificación de productos LASER afecta cualquier aspecto del desempeño de los productos, o se intenta hacer funcionar dentro del alcance de este estándar, la persona u organización que haga cualquier modificación es responsable de garantizar la reclasificación y volver a etiquetar el producto LASER."

Sumario.

En este capítulo se reúnen los aspectos de la electrónica para el funcionamiento del SCOA y la forma de configurarse desde un programa de control desarrollado en Visual Basic 6.0[®] [59]. En la sección 5.1 se conecta el SCOA al puerto serial de una PC, a través de un convertidor de niveles muy conocido, el MAX 232D. Se encontró que la longitud máxima del cable que puede conectarse desde el puerto serial de la PC al SCOA es de 24.384m. Se presentaron dos posibles aplicaciones del SCOA, la principal que es para conectarse a una PC y la otra es para conectarse a un microcontrolador en una pequeña unidad móvil. Para el trazo del circuito impreso del esquemático de la figura 5.4, se tomaron en cuenta consideraciones de interferencia electromagnética que pueden presentarse en el SCOA. En la sección 5.2 se presenta el programa de configuración del SCOA, del cual se explica su funcionamiento y las precauciones que deben de tomarse en cuenta para no dañar al CS 8130. En la sección 5.3 se presentan las especificaciones técnicas para dos aplicaciones de prueba o modelos de ingeniería del SCOA, para $\lambda=670$ nm usando el laser y para $\lambda=940$ nm usando un IRLED. Tomando en cuenta las características de la sección de entrada óptica y las características del circuito electrónico. No se muestran dimensiones de alguna unidad de contención debido a que es función del tipo de aplicación, dando con ello versatilidad en la aplicación del SCOA.

Conclusiones.

El trabajo aquí presentado, del diseño y construcción de un sistema de comunicación óptico atmosférico, SCOA, respecto al objetivo planteado en el capítulo 1, alcances, limitaciones y aplicaciones se concluye lo siguiente:

1. **El objetivo.** Planteado desde el capítulo 1, es resuelto con el SCOA presentado aquí. Resultando ser de bajo costo, a expensas de transmitir a una baja velocidad, de ser un sistema fijo y de utilizar un laser con ciertas consideraciones, para una distancia de enlace de 500 m. En una aplicación adyacente, el SCOA puede ser utilizado como un puerto óptico, usando algún tipo de IRLED.
2. **Alcance.** El análisis hecho para la propagación del campo óptico en la troposfera, las condiciones presentadas por la misma al paso de un haz de luz y todos los factores que afectan la recepción del campo óptico; además de las consideraciones ópticas del transmisor y del receptor, resultan base para poder diseñar otro SCOA que pueda transmitir a una mayor distancia y a una mayor velocidad, o, cuando el enlace es vertical o fuera del planeta. Las ecuaciones aplicadas para los cálculos serán las mismas, siempre que sea para un sistema de detección directa, obviamente con las consideraciones adecuadas a cada aplicación y el tipo de esquema de modulación usado.
3. **Seguridad y costo.** Al desarrollarse el sistema no se sabía qué longitud de onda óptica sería la más conveniente para transmitir en la atmósfera, pero no se habían planteado medidas de seguridad para seres vivos que pudieran sufrir un daño en sus ojos. Por seguridad para el diseñador, se optó por usar la longitud de onda de 670 nm, que hacía barato al sistema; pero resulta no ser la más conveniente. La más conveniente es mayor a 1400 nm, hace que el sistema sea costoso. Si se pone en consideración con cuál longitud de onda la probabilidad de error disminuye, también resulta ser el mismo caso. Si se considera cuál longitud de onda es menos afectada al pasar por la troposfera se tiene un resultado similar. Entonces, las prioridades de seguridad y mejores resultados en transmisión se encuentran en conflicto con el costo del laser y del fotodetector.
4. **Versatilidad.** La electrónica utilizada para el SCOA, es de bajo costo sin incluir al laser y al fotodiodo. Y versátil ya que puede funcionar con las características presentadas por los diversos lasers y fotodiodos, es decir es ajustable al que mejor convenga. Las pequeñas dimensiones que resultan del circuito electrónico, usando componentes de montaje superficial hacen que el diseño de la tarjeta del circuito impreso pueda ser aplicada en espacios reducidos y en aplicaciones donde el peso del equipo es de importancia.
5. **Configuración.** El programa de configuración del SCOA, ofrece una configuración total y sencilla del sistema, desde una PC y no interfiere con las aplicaciones del usuario. También, el SCOA puede ser configurado con pocas instrucciones desde un μC , pero en este caso, se estará restringido a considerar entre más líneas programa y funcionalidad; ya que la memoria es limitada.
6. **Aplicación.** El mejor lugar para aplicar un SCOE (Sistema de comunicación Óptico Espacial) sea de detección directa o coherente, es fuera de las adversas condiciones que presenta la atmósfera. Además de considerar el peligro que puede representar para los ojos de humanos y otros animales. Por lo tanto su mejor uso es fuera del planeta, acompañado de sistemas de apuntamiento adquisición y seguimiento que brindarán el mejor rendimiento del sistema en blancos móviles.

Referencias

1. J.R. Kerr, P.J. Titterton, A.R. Kraemer, and C.R. Cooke: Atmospheric Optical Communications Systems, Proceedings of the IEEE October 1970, 1691-1706.
2. C.M. McIntyre, W.N. Peters, C. Chi, and H.F. Wischnia: Optical Components, and Technology in Laser Space Communications Systems, Proceedings of the IEEE October 1970, 1491-1502.
3. F.S. Chen: Modulators for Optical Communications, Proceedings of the IEEE October 1970, 1440-1449.
4. T.L. Paoli and J.E. Ripper: Direct Modulation of Semiconductor Lasers, Proceedings of the IEEE October 1970, 1457-1468.
5. S. Karp, E.L. O'Nelly, and R.M. Gagliardi: Communications Theory for the Free Space optical Channel, Proceedings of the IEEE October 1970, 1611-1618.
6. J.E. Geusic, W.B. Bridges, and J.I. Pankove: Coherent Optical Sources for Communications, Proceedings of the IEEE October 1970, 1419-1427
7. N. Lindgren: Optical Communications - A decade of preparations, Proceedings of the IEEE October 1970, 1410-1418.
8. FSONA Communications Corporation: <http://www.fsona.com> .
9. European Space Agency (ESA), ARTEMIS: <http://www.esa.int/artemis> .
10. PAV Data Systems Ltd. : <http://www.paydata.com> .
11. R Gagliardi: Introduction to Communications Engineering, 2nd Ed, Wiley, New York, 1988.
12. Robert M. Gagliardi, Sherman Karp: Optical Communications, 2nd Ed, Wiley, New York, 1995.
13. J.H. Franz, V.K. Jain: Optical Communications Components and Systems, Morosa Publishing House, 1999.
14. J. Kraus: Antennas, McGraw Hill, New York, 2000.
15. Clair L. Wyatt: Electro-Optical System Design; McGraw-Hill, 1998.
16. ROHM Company semiconductors: <http://www.rohm.com/products/laser.inf/>
17. Datos técnicos del HL 6724MG, HITACHI semiconductors: <http://www.intelite.com/diode.html> .
18. Datos técnicos del CS 8130-CS, Crystal semiconductors-Cirrus Logic: <http://www.cirrus.com/en/pubs/proDatasheet/8130.pdf> .
19. Datos técnicos del BC 847, Philips semiconductors: <http://www.semiconductors.philips.com/pip/BC847B.html> .
20. Datos técnicos del BC 857, Philips semiconductors: <http://www.semiconductors.philips.com/pip/BC857C.html> .
21. Spectrum Software, Micro-Cap: <http://www.spectrum-soft.com/microcap> .
22. William H. Hayt Jr., Jack E. Kemmerly: Engineering Circuits Analysis; McGraw-Hill; 4th Ed., 1988.

23. Robert Boylestad, Louis Nashelsky: *Electronic Devices and Circuit Theory*; Prentice-Hall; 4th Ed., 1990.
24. *Optoelectronics Device Data (Manual)*, Motorola Inc. 1989.
25. IrDA Serial Infrared (SIR) Physical Layer Link Specification, Version 1.0, April 27 1994.
26. Eugene Hecht, Alfred Zajac: *Optics*, Addison-Wesley; MA. U.S.A., 1974.
27. Khalil Seyrafi, S. A. Hovanessian: *Introduction to Electro-Optical Imaging and Tracking Systems*; Artech House Inc.; Norwood, MA. U.S.A., 1993.
28. Ferrer G. Stremler; *Introduction to Communication*; Addison-Wesley, MA. U.S.A, 1989.
29. G. Maral, M. Bousquet: *Satellites Communications Systems*; Wiley, 1994.
30. Wayne Tomasi; *Advanced Electronic Communications Systems*; Prentice Hall; 4th Ed., U.S.A., 1998.
31. Boutemy J.: Use of CCD arrays for optical link acquisition and tracking. Proc. SPIE on Optical System for Space Application, Vol. 810(1987), 215-222.
32. Sobel H.: The application of microwaves techniques in lightwave systems. IEEE J. LT-5(1987)3, 293-299.
33. Coherent Auburn Division: <http://www.catalog.coherentinc.com/labmaster> .
34. Seinfeld, J. H., Pandis: *Atmospheric chemistry and physics*; 2nd Ed, John Wiley; NY, 1998.
35. Tatarski V. I.: *Wave propagation in a Turbulent Medium*; McGraw-Hill; NY, 1960.
36. Tyler J. E.: Measurement of the Scattering Properties of Hydrosols; J. Opt. Soc. Am; Vol. 51, p. 1389, 1961.
37. Winstanley J.V. and Adams M. J.: Point Visibility Meter. A forward Scatter Instrument for the Measurement of Aerosol Extinction Coefficient; App. Opt. Vol. 14, p. 2151, 1975.
38. Alquist N. C. And Charlson R. J.: Measurement of the Wavelength Dependence of Atmospheric Extinction due to Scatter; Envir. Vol. 3, p. 551, 1969.
39. Charlson R. J.: Multiwavelength Nephelometer Measurement in Los Angeles Smog Aerosol; J. Coll. Interf. Sci., Vol. 39, p. 240, 1998.
40. McCartney P. J.: *Optics of the Atmosphere*; John Wiley; NY, 1976.
41. Strohbehn J. W.: Line of Sight Wave Propagation Through the Turbulent Atmosphere; Proc. IEEE, Vol. 56, August 1968, pp. 1301-1318.
42. Crittenden E. C.: Effects of Turbulence on Imaging Through the Atmosphere; Proc. SPIE 142, 1978, pp. 130-134.
43. McClatchey R. A. and A. P. D'Agati: *Atmospheric Transmission of Laser Radiation: Computer Code LASER*; AFGL-TR-78-0029, 1978.
44. Clough S. A.: Atmospheric Spectral Transmittance and Radiance: FASCODE1B; Proc. SPIE 277, 1981.
45. Malm, W.: *Introduction to visibility. Visibility-Malm.pdf*, Colorado State University, Fort Collins, CO. 1999.
46. Hufnagel R. E. and N. R. Stanley: Modulation Transfer Function Associated with Image Transmission Through Turbulent Media. J. Opt. Soc. Amer., No. 54, 1964.

47. International Electrotechnical Commission (IEC): <http://www.iec.ch> .
48. Datos técnicos del BPW 34B, OSRAM semiconductors:
http://www.osram.convergy.de/scripts/product_family.asp?CLSOID=10069&FAMILYOID=20011.
49. John G. Proakis: Digital Communications; 3rd Ed, McGraw-Hill, Singapore, 1995.
50. Jack Kurzweil: Digital Communications; John Wiley, NY, 1999.
51. Edmund Scientific: <http://www.edmundoptics/onlinecatalog> .
52. Analytical Spectral Devices: <http://www.asdi.com/fieldspec> .
53. Datos técnicos del MAX 232D, Texas Instruments:
<http://focus.ti.com/docs/prod/folders/print/max232.html>.
54. M. A. Tiznado: Visual Basic 6.0; McGraw-Hill Interamericana, Colombia, 2000.
55. F. J. Ceballos: Programación en Visual Basic 5.0; RA-MA, Madrid, 1997.
56. Protel Design Explorer 99 SE. Versión 6.04:
<http://protel99.designexplorer.99.v5.0.11.38788.crack-locator.com/> .
57. Visual Basic 6.0, Visual Studio: <http://msdn.microsoft.com/vstudio/> .
58. OrCAD Express for Windows, Version 7.01: <http://www.orcad.com> .