



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA
DE MÉXICO**

FACULTAD DE INGENIERÍA
DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO

**DISEÑO DE PRÁCTICAS DE LABORATORIO
SOBRE TÉCNICAS DE CARACTERIZACIÓN EN
COMUNICACIONES ÓPTICAS**

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE

**MAESTRA EN INGENIERÍA
(ELÉCTRICA)**

PRESENTA

PATRICIA HONG CIRIÓN

DIRECTOR: DR. VOLODYMYR SVRYD



Ciudad Universitaria

2006



Universidad Nacional
Autónoma de México



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.

AGRADECIMIENTOS

A Dios por haberme permitido estar en el tiempo y lugar adecuado.

A la UNAM, mi alma mater y de la cual estoy profundamente orgullosa de pertenecer.

A mi mamá porque a pesar de su desesperación sigue apoyándome.

A mis amigos por estar ahí y aceptarme tal cual.

A mi asesor por su tiempo, extrema paciencia y múltiples enseñanzas.

A la vida que continúa retándome.

A lo bueno y a lo malo, y a todo lo que venga.

¡GRACIAS!

DEDICATORIA

Después de mucho tiempo he aquí la culminación de una etapa de trabajo que de repente parecía no tener fin.

No quisiera olvidar a nadie, de una u otra forma, todos han sido importantes. Considero que lo más justo es dedicarlo a todas las personas que han compartido conmigo el camino, que me han brindado su confianza, su amistad y su presencia en las desveladas, en mis neurosis, en mis alegrías y tristezas, a todos los que de alguna manera me han animado y han hecho de este viaje algo agradable y más fácil de superar. Nombrarlos a todos sería una tarea cansada, pero ellos saben que tienen un lugar muy especial.

A Rosega y a los que se han vuelto mi familia no por sangre, pero sí por elección, Carmen, Rodro y Diego.

A los compañeros del posgrado, que sin ellos evidentemente hubiera tenido menos chispa esta travesía.

A la runfla, que día a día crece con las nuevas generaciones.

A mis profesores, quien en la mayoría de los casos además del conocimiento transmitido me han dado enseñanzas de vida.

A mis amigos, a todos y cada uno de ellos que me han brindado tanto y con quienes estaré en deuda siempre por haberme permitido comprender más del espíritu humano y encontrarle sentido a este tiempo, que me han dejado compartir los mejores momentos.

A mi compañero peludo que desvelé y a quien se sentó a hacer integrales conmigo.

Y al igual que en la anterior, debo agregar

“... Y a pesar de todas las dudas, aquí está.”

Índice

Introducción	1
Capítulo 1. Telecomunicaciones con fibras ópticas	
1.1 Principios de las comunicaciones ópticas	3
1.1.1 Espectro electromagnético	3
1.1.2 Justificación de las comunicaciones ópticas	4
1.2 Fibras ópticas	5
1.2.1 Fibra óptica como canal de transmisión	5
1.2.2 Óptica geométrica	6
1.2.3 Óptica ondulatoria	9
1.2.4 Tipos de fibras ópticas	10
1.2.5 Características intrínsecas de fibras ópticas	12
1.2.6 Características extrínsecas de fibras ópticas	17
1.2.7 Ventajas de las comunicaciones por fibras ópticas	28
1.3 Transmisores	29
1.3.1 Tipos de fuentes ópticas y sus características físicas	29
1.4 Receptores	36
1.4.1 Tipos de fotodetectores para los sistemas con fibras ópticas	36
1.4.2 Características de los fotodiodos	38
1.5 Métodos para mejorar las propiedades de los sistemas ópticos	39
1.5.1 Multiplexaje óptico	39
1.5.2 Sistemas coherentes	40
1.5.3 Amplificadores ópticos	41
Conclusiones	42
Capítulo 2. Medidas e instrumentación de comunicaciones ópticas	
2.1 Introducción	43
2.2 Técnicas de medición de parámetros intrínsecos	48
2.2.1 Técnicas para la medición del diámetro del núcleo y la cubierta	48
2.2.2 Técnicas para la medición de la apertura numérica	49
2.2.3 Técnicas para la medición del índice de refracción y el perfil del índice	52
2.2.4 Técnicas para la medición del diámetro del campo modal	57
2.2.5 Técnicas para la medición de la longitud de onda de corte	58
2.3 Características de transmisión	61
2.3.1 Técnicas para la medición de atenuación	61
2.3.2 Técnicas para la medición de dispersión	66
2.3.2.1 Medición de la dispersión modal	66
2.3.2.2 Medición de la dispersión cromática	67
2.3.2.3 Técnicas de medición de la dispersión del modo de polarización	70
Conclusiones	75

Capítulo 3. Utilidad del diagrama de ojo para caracterizar la transmisión digital	
3.1 Introducción	77
3.2 Tipos de degradaciones	77
3.3 Tipos de jitter	78
3.4 Diagrama de ojo	83
3.5 Relación entre los parámetros de diagrama de ojo y la tasa de errores de bits	85
Conclusiones	95
Capítulo 4. Propuesta para el estudio del diagrama de ojo	
4.1 Introducción	97
4.2 Datos técnicos básicos del equipo existente	98
4.2.1 Analizador de señales HP 83475B	98
4.3 Instalaciones propuestas	101
4.3.1 Instalación simple para analizar diagrama de ojo de una señal eléctrica	101
4.3.2 Instalación para analizar diagrama de ojo de una mezcla de señal y ruido	106
4.3.3 Instalaciones para analizar el diagrama de ojo de una señal óptica	108
4.3.4 Instalación con un doblador de frecuencia	110
4.3.5 Instalación con un simulador de diagrama de ojo	113
4.3.5.1 Diagrama de bloques del simulador propuesto	113
4.3.5.2 Diseño del simulador de diagrama de ojo	117
4.3.5.3 Consideraciones generales del diseño del simulador	126
4.3.5.4 Resultados de las pruebas del simulador diseñado	129
Conclusiones	132
Capítulo 5. Propuesta para la medición de la dispersión	
5.1 Datos técnicos básicos del equipo	135
5.2 Instalaciones propuestas	138
5.2.1 Propuesta I	139
5.2.2 Propuesta II	140
5.2.3 Propuesta III	141
5.2.4 Propuesta IV	142
5.3 Resultados de las pruebas de las instalaciones propuestas	143
Conclusiones	148
Conclusiones generales	149
Bibliografía	153
Anexo	159

Introducción

En este trabajo se plantea el estudio de técnicas de caracterización en comunicaciones ópticas. En primera instancia se exponen aspectos que se consideran fundamentales para comprender el funcionamiento de un enlace que utilice fibra óptica como medio de transmisión. Con esto se empieza el análisis acerca de cuales parámetros son los que presentan mayores ventajas para su estudio de forma práctica en una clase de laboratorio.

Actualmente el laboratorio de Comunicaciones Ópticas de la FI cuenta ya con varias prácticas, las cuales se dividen en dos partes. La primera está más enfocada al conocimiento de la fibra óptica, y la segunda parte al conocimiento de los sistemas de comunicaciones ópticas.

La primera parte del curso está formando por las siguientes prácticas [1]:

- Preparación de fibras ópticas para una conexión.
- Empalme de fibras ópticas por fusión de arco eléctrico.
- Medición del diámetro de una fibra óptica.
- Medición de la apertura numérica de una fibra óptica.
- Medición de la atenuación por el método de las pérdidas de inserción.
- Medición de la atenuación por el método de retroesparcimiento (OTDR).

La segunda parte del curso está constituida por las prácticas referentes a los métodos y técnicas principales de transmisión, modulación y codificación de las señales analógicas y digitales en los sistemas de comunicaciones vía fibra óptica [2].

Tomando en cuenta la importancia del enlace de fibra óptica para las características fundamentales del sistema, y realizando un análisis sobre el contenido actual del curso de prácticas y la infraestructura disponible del laboratorio (ver Anexo), se proponen prácticas nuevas que permiten cubrir algunos aspectos importantes, tanto sobre las características principales de fibra óptica, como sobre las técnicas de caracterización del funcionamiento de un enlace vía fibra óptica completo. Es claro que las prácticas de laboratorio sirven para reafirmar los conocimientos adquiridos en la clase de teoría, por lo que al proponer las prácticas que aquí se presentan se aporta una herramienta de apoyo en el aprendizaje del alumno.

El objetivo general de la tesis es el estudio de las imperfecciones de la transmisión de la señal en los sistemas de comunicaciones ópticas con el fin de diseñar las prácticas de laboratorio correspondientes.

Los objetivos particulares son:

1. Análisis de los principios de funcionamiento de los sistemas de comunicaciones ópticas e imperfecciones de transmisión de la señal digital.
2. Estudio de técnicas tanto de medición de las características de fibras ópticas como de caracterización de los sistemas de comunicaciones ópticas.
3. Elección de las técnicas más viables para el desarrollo de las prácticas de laboratorio de Comunicaciones Ópticas.
4. Implementación de herramientas de trabajo para las prácticas de laboratorio propuestas.

La metodología que se siguió fue de iniciación, selección, exploración, formulación, recopilación y presentación.

La etapa de iniciación está formado por la información básica de las comunicaciones ópticas.

Ya con un panorama general se sigue con la etapa de selección para identificar un área más específica de estudio. Así, entre los distintos parámetros que se presentan en las fibras ópticas, la atenuación y la dispersión pueden ser de especial interés para este caso específico.

Con respecto a la exploración, el trabajo de investigación se enfocó a los dos parámetros mencionados anteriormente. Al incrementar lo concerniente a degradaciones, se pone especial atención al fenómeno conocido como jitter; y por supuesto se requiere de un nuevo análisis en este punto para determinar que posibilidades se tienen para desarrollar una práctica con dicho fenómeno. Surge la necesidad de ampliar la información acerca de una herramienta conocida como diagrama de ojo.

En la etapa de formulación se plantearon los requerimientos necesarios para lograr las mediciones con las que se pretende trabajar en las prácticas, entre éstos están las concernientes al equipo y material necesarios para poder medir la dispersión.

Se procedió a empezar con las mediciones realizadas con las propuestas y analizar si eran válidas o no las consideraciones que se habían hecho.

Finalmente, en la presentación se tienen los resultados de las mediciones realizadas y su validez o no. Se puede agregar que la investigación fue más extensa de lo que en un principio se había planteado, y por supuesto abre opciones a más proyectos.

CAPÍTULO 1

TELECOMUNICACIONES CON FIBRAS ÓPTICAS

1.1 Principios de las comunicaciones ópticas

El medio de transmisión en un sistema de comunicación por fibra óptica es una guía de ondas de vidrio, y la transmisión se realiza en frecuencias ópticas; esto es, la luz es la portadora de información [1]. De las ventajas que se pueden mencionar al utilizar la tecnología de las fibras ópticas son las pérdidas bajas y la gran capacidad para llevar información, es decir el gran ancho de banda de la fibra óptica [2].

En la fibra óptica, las señales de luz reemplazan a las señales eléctricas. Los términos como señales de luz y señales ópticas, se usan indistintamente, y se refieren tanto a luz visible como a la no visible (la luz infrarroja). Así como en los cables tradicionales, como el coaxial, se transportan ondas electromagnéticas de la banda de radio frecuencias (RF) moduladas, de la misma manera la fibra óptica transporta ondas electromagnéticas de la banda óptica moduladas; sin embargo, las diferencias entre uno y otro medio son importantes.

De hecho podría mencionarse que el uso de la luz en los medios de comunicación no es nuevo. En el principio de la historia de las comunicaciones, se usaban las señales de humo para mandar o recibir un mensaje, y ya más adelante, el muy conocido código Morse utilizó también un medio visual, pues reflejaba sus señales de luz en espejos.

1.1.1 Espectro electromagnético

La luz se compone de ondas electromagnéticas que se propagan en el vacío a una velocidad $V \approx 300,000$ km/s. Dichas ondas transportan energía y se caracterizan por las frecuencias de oscilación f , las cuales están relacionadas directamente con la longitud de onda λ , donde [1]

$$f = \frac{V}{\lambda}$$

El espectro de frecuencia de luz se puede dividir en tres bandas generales:

- a) Infrarroja. Banda de longitudes de onda de luz que son demasiado grandes para ser vistas por el ojo humano (con la longitud de onda aproximadamente de 0.7 a unos cientos μm).
- b) Visible. Banda de longitudes de onda de luz a las cuales el ojo humano responderá (con la longitud de onda aproximadamente de 0.4 a 0.7 μm).
- c) Ultravioleta. Banda de longitudes de onda de luz que son demasiado cortas para ser vistas por el ojo humano (con la longitud de onda aproximadamente de unas centésimas a 0.4 μm).

Las telecomunicaciones modernas por fibra óptica usan la luz en un intervalo de frecuencias entre 180 a 250 THz, que está dentro del infrarrojo cercano a la banda visible (longitudes de onda 1.2 a 1.7 μm). En cambio el intervalo de radio frecuencias, incluyendo radio, televisión y radar, es de 30 kHz a 300 GHz [2].

1.1.2 Justificación de las comunicaciones ópticas

En todo el mundo la demanda del tráfico de la transmisión de información crece constantemente con el desarrollo de los nuevos servicios de comunicación (telefonía con videoimagen, televisión de alta resolución, Internet de banda ancha, etc.).

La primera solución era instalar cables coaxiales o radioenlaces de mayor capacidad. Al aumentar el número de enlaces necesarios por demanda de tráfico, era necesario un mayor ancho de banda del portador, por lo que era necesario el uso de frecuencias cada vez más altas, y por lo tanto más repetidores en las rutas de cables coaxiales, debido a la atenuación de las señales de altas frecuencias; y en cuanto a los radioenlaces también se necesitaban más repetidores, y se saturaba el espectro electromagnético.

Al desplazar la frecuencia portadora a la banda óptica, ésta se aumenta en mil veces con respecto a la banda de microondas. De manera simultánea se aumenta proporcionalmente el ancho de banda del canal de comunicación.

Por tener una idea de lo que se puede lograr con el uso de las fibras ópticas, se mencionará que recientemente, los circuitos que se han desarrollado pueden operar sobre 10 GHz o más en un solo canal. (La relación entre los ciclos por segundo (Hertz) y los bits por segundo puede simplificarse a que 1 Hz es equivalente a 1 bps o 2 bps, dependiendo del código usado para la transmisión). Y con respecto a la capacidad, por poner un ejemplo, si se tiene una tasa de transmisión de 10 GHz, se pueden tener hasta más de 2,000,000 comunicaciones de voz telefónicas separadas (donde cada uno de éstas tiene un ancho de banda de 5 kHz). El límite de 10 GHz en un canal se debe al equipo electrónico. La misma fibra óptica puede transportar hasta 30 THz, que se logra hoy en día por medio de un sistema de multicanalización densa por división de longitud de onda (DWDM), agregando así 3,000 canales de 10 GHz en una fibra óptica. Esto aumentará número de comunicaciones telefónicas hasta 6,000,000,000 lo que es

suficiente para comunicar simultáneamente a una mitad de la población mundial con la otra mitad mediante una sola fibra óptica tan fina como un cabello [2].

1.2 Fibras ópticas

En los enlaces de microondas se utilizaron guías de onda con atmósfera controlada para limitar la atenuación de las mismas, y basándose en este mismo concepto, en el campo de la óptica se tiene la idea de controlar el medio de propagación de la luz, por lo que surgen las fibras ópticas como una guía de onda de luz. Esto implica que las ondas luminosas se propagan dentro de un cilindro de vidrio extremadamente puro y no absorbente.

1.2.1 Fibra óptica como canal de transmisión

El principio conocido como reflexión total interna es la base del funcionamiento de la fibra óptica como una guía de luz, y fue mostrado por un físico irlandés, John Tyndall, en 1884. Éste dice que la luz que se propaga en un medio con alto índice de refracción no puede penetrar en otro medio que tiene un índice más bajo, cuando dicha luz llega con un ángulo suficientemente pequeño [1].

Pero es hasta 1927 cuando J.L. Baird, inglés, y C.W. Hansell, norteamericano, registran sus patentes, y se tiene la posibilidad de transmitir imágenes empleando haces de fibras de silicio.

Después, en el campo de la medicina se utilizaron las fibras para iluminar lugares de difícil acceso. Hacia finales de los 50's, debido a los trabajos de A.C.S. Van Heel y de N.S. Kapany, se introduce una fibra con una cubierta protectora de menor índice y el uso de haces de fibras, lo que logra una evolución en las fibras ópticas y por tanto grandes avances para la endoscopía principalmente.

Sin embargo, todavía se necesitaban más progresos tecnológicos tanto en las fibras como en las fuentes de luz para pensar en la utilización de éstas como un canal de transmisión en telecomunicaciones. De hecho, esta idea surge a partir de la publicación de los trabajos de K.C. Kao y G.Z. Hockman en 1966.

Como ya se mencionó, había que lograr un adelanto en las fuentes de luz, ya que las fuentes luminosas habituales, como por ejemplo una lámpara fluorescente, producían un espectro compuesto por una banda ancha de señales con distintas frecuencias y fases, así como también diferentes amplitudes y polarizaciones, denominándose a una luz con las características antes mencionadas como luz no coherente. En 1960 se inventa el láser (**L**ight **A**mplification by **S**timulated **E**mission of **R**adiation), que es una fuente luminosa que entrega un haz de **luz coherente**, constituyéndose como un

generador de luz monocromática y coherente, esto es, las ondas son de la misma frecuencia y están en fase, además de que las trayectorias de los rayos emergentes son paralelos, lo que permite concentrar una alta cantidad de energía luminosa en la banda espectral muy reducida y en superficies reducidas, como lo son las fibras de vidrio.

Pero 1970 es la fecha decisiva en la historia de las fibras ópticas. Antes de este año, las fuentes semiconductoras presentaban el inconveniente de que su vida era corta, eran de arseniuro de galio, cuya emisión era cerca de $0.85 \mu\text{m}$, que es una longitud de onda en la que las fibras son poco transparentes, lo cual no era bueno porque la fibra óptica debe ser lo más transparente posible para que pueda utilizarse. Pero después de ese año, las fuentes usaban semiconductores de indio, arsénico, galio y fósforo, que emitían longitudes de onda cerca de $1300 \mu\text{m}$, es decir, donde la fibra es más transparente, y se tienen grandes esperanzas. Ya para 1979 su vida pasó de dos horas a un millón de horas, continuando así un desarrollo considerable.

También en lo concerniente a la atenuación hubo un gran progreso, lo cual es importante porque entre menor sea ésta, más larga podrá ser la fibra del enlace. Para tener una idea de su avance en este aspecto, considérese que en 1968 se tenía que en 10 m se encontraba sólo 10% de la luz inyectada, mientras que en 1980 la distancia para el mismo porcentaje era de 50 000 m.

Se puede decir que a partir de 1975, ha habido un desarrollo vertiginoso, ya que los laboratorios continuaban en su empeño de mejorar las características de las fibras para lograr transmitir una mayor cantidad de información, a velocidades más elevadas, a mayores distancias y con reducción de costos.

Así la fibra óptica se empezó a utilizar en enlaces telefónicos. Su gran ancho de banda, del orden de los 140 THz en la banda espectral de 900 a 1600 nm la hace de gran utilidad en redes LAN, MAN y hasta WAN.

1.2.2 Óptica geométrica

Como ya se mencionó, la fibra óptica es un medio de transmisión de información analógica o digital en la cual los principios básicos de funcionamiento se pueden explicar a través de las leyes de la óptica geométrica; pero de una forma más rigurosa se tendrá que recurrir a la solución de las ecuaciones del campo electromagnético, es decir, las ecuaciones de Maxwell [1].

La propagación de la luz puede ser analizada en detalle usando la teoría de ondas electromagnéticas. Un análisis simplificado usa el método del trazo de rayo, el cual estudia la trayectoria de propagación e intensidad de la luz, ignorando los campos eléctricos y magnéticos involucrados.

La idea de representar las ondas electromagnéticas como rayos que se propagan en líneas rectas es válida sólo para muy altas frecuencias, o para ser más precisos, esto es válido cuando la longitud de onda es pequeña en relación a la estructura de transmisión [2].

Las propiedades de la luz las estudia la óptica; y si solo se consideran las trayectorias seguidas por la luz, lo que comúnmente se conoce como rayo, sin tomar en cuenta la naturaleza física de las ondas electromagnéticas, se dice que son objeto de estudio de la óptica geométrica.

❖ **Leyes de Snell**

Cuando un rayo atraviesa la frontera (interfaz) entre dos materiales con diferente índice de refracción, n_1 y n_2 , tanto la reflexión como la refracción tienen lugar. Consideremos el caso en que $n_1 > n_2$, en donde la luz viaja desde un material de un índice mayor a uno de menor índice de refracción [2].

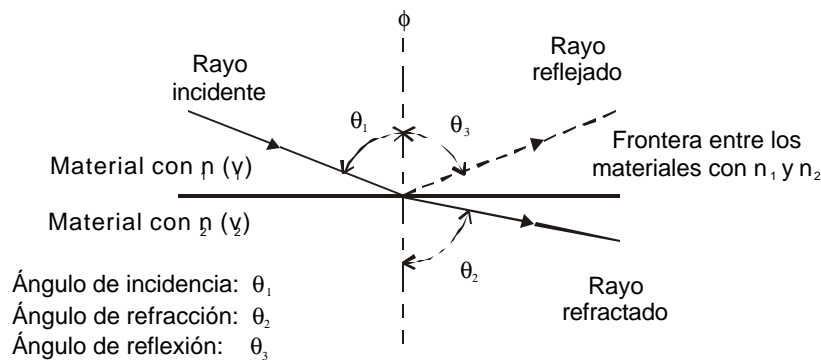


Figura 1.1 Rayos incidente y refractado, donde $n_1 > n_2$ por lo que $\theta_2 > \theta_1$

El rayo refractado, es decir, el que se propaga en continúa en la misma dirección básica que el incidente, se puede decir que se “rompe” pasando de un material al otro; lo que implica que el ángulo θ_2 no es igual a θ_1 . La relación entre θ_1 y θ_2 se da por las Leyes de Snell de refracción.

$$n_2 \text{ sen } \theta_1 = n_1 \text{ sen } \theta_2$$

ó

$$\frac{\text{sen } \theta_1}{\text{sen } \theta_2} = \frac{n_2}{n_1}$$

De acuerdo a esta ley, un rayo que viaja de un material de índice mayor a menor, se moverá lejos de la perpendicular. El ángulo de incidencia es más pequeño que el ángulo del rayo refractado. Lo contrario ocurre cuando el rayo pasa de un material con

un índice de refracción menor a uno mayor. La relación entre los ángulos incidente y refractado puede determinarse en función de las velocidades de propagación en la media:

$$\frac{\text{sen } \mathbf{q}_1}{\text{sen } \mathbf{q}_2} = \frac{v_1}{v_2},$$

donde

$$v_1 = \frac{c}{n_1},$$

$$v_2 = \frac{c}{n_2},$$

$$c = 300 \times 10^6 \text{ m/s (velocidad de la luz en el espacio libre).}$$

Nótese que los dos materiales involucrados son transparentes y permiten la propagación de la luz.

❖ Reflexión interna total

Si ahora se considera un caso particular, con el ángulo de refracción, $\mathbf{q}_2=90^\circ$, en donde es claro que el rayo de refracción no viaja a través del material con n_2 (Obsérvese de nuevo la figura 1.1). Aplicando la ley de Snell, se obtiene [2]

$$\frac{\text{sen } \mathbf{q}_1}{\text{sen } \mathbf{q}_2} = \frac{n_2}{n_1}$$

y como $\mathbf{q}_2=90^\circ$, se tiene

$$\text{sen } \mathbf{q}_1 = \frac{n_2}{n_1}.$$

El ángulo de incidencia \mathbf{q}_1 para el cual $\mathbf{q}_2=90^\circ$, es llamado el ángulo crítico \mathbf{q}_c :

$$\text{sen } \mathbf{q}_c = \frac{n_2}{n_1}.$$

Por lo tanto

$$\mathbf{q}_c = \text{sen}^{-1}\left(\frac{n_2}{n_1}\right).$$

Como n_2 es menor que n_1 , la relación n_2/n_1 es menor que 1 y \mathbf{q}_c es menor a 90° , por lo que se está tratando con rayos que viajan entre materiales de diferentes índices de refracción. Si un rayo es incidente en la frontera entre los materiales de n_1 y n_2 en el

ángulo crítico, el rayo refractado viajará a lo largo de la frontera, sin entrar en el material con el índice de refracción n_2 .

No hay rayos refractados para el caso en que $\theta_i \geq \theta_c$. Así, la luz incidente es reflejada totalmente cuando el ángulo incidente es mayor que θ_c . A esta condición se le conoce con el nombre de reflexión total interna, lo que puede ocurrir sólo cuando la luz se refleja de la interfaz compuesta de un material de índice n_1 mayor y un material de índice n_2 menor.

Ahora, si se coloca un material de índice de refracción alto entre dos placas de material con índice bajo, se tendrá un rayo de luz que se propague en el material de índice alto con pérdidas por reflexión casi nulas. Como se puede intuir, esta idea se usa para la construcción de las fibras ópticas. De esta forma, la luz podrá propagarse a todo lo largo de la fibra, gracias a una serie de reflexiones totales internas, y se considera sin pérdidas.

1.2.3 Óptica ondulatoria

La óptica geométrica sólo examina las trayectorias seguidas por las ondas, pero no toma en cuenta la naturaleza de las ondas electromagnéticas que constituyen la luz, lo cual sí hace la óptica ondulatoria [1].

La naturaleza ondulatoria de la luz hace que existan interferencias entre diversas ondas en el interior de la fibra. Para que exista propagación efectiva de energía, dichas interferencias deben ser constructivas, esto es que no ocasionen la anulación del campo eléctrico, o magnético, y por lo tanto de la energía.

Ahora, sólo para ciertos valores del ángulo θ , se logra la propagación efectiva, y a estas direcciones permitidas de propagación es lo que se conoce como modos de propagación.

Para que exista propagación de la energía, las variaciones en el tiempo en los campos están en fase, y se dice que se tiene una interferencia constructiva. Para que la interferencia sea constructiva, el desfase debe ser un múltiplo de 2π . y que se expresa como $2\pi m$. Recordar que el desfase total, ϕ , es la suma del desfase debida a una reflexión total y del desfase por la diferencia en el recorrido.

$$\phi = 2\pi m$$

donde a cada valor de m , le corresponde un valor de θ , y por tanto un modo. A este coeficiente m , se le llama orden del modo. Los modos que corresponden a los valores pequeños de m , que sufren pocas reflexiones totales, se llaman modos de orden pequeños, así como lo que corresponden a los grandes de m se llaman modos de orden elevado.

De forma básica se dice que los modos son las ondas ópticas discretas que pueden propagarse por las guías de onda ópticas. Así, por ejemplo, en una fibra monomodo sólo existe un modo de propagación, llamado fundamental. Es decir, el modo fundamental es el modo de orden más bajo, es el único guiado por la fibra por encima de la longitud de onda de corte [3].

Por otra parte, en una fibra multimodo existen varios centenares de modos, que difieren entre sí por su máscara de campos y su velocidad de propagación (dispersión multimodal). El límite superior del número de modos está determinado por el diámetro del núcleo y la apertura numérica de la guía de ondas.

Los modos se caracterizan por su longitud de onda; la distribución espacial y la dirección de sus componentes del campo eléctrico y magnéticos relacionados con las fronteras de la guía de onda. Las diferentes trayectorias dentro de la guía de onda corresponden a diferentes modos [4].

El orden de modo mayor es aquel modo en el cual más de una longitud de onda se ajusta transversalmente en la guía de onda y puede por lo tanto ser soportada por ésta. Para orden de modo alto, la frecuencia normalizada debe ser mayor a 4 para que el número de modos sea suficientemente grande para permitir un orden de modo mayor.

La frecuencia de corte en una fibra óptica es aquella frecuencia mínima en la que un modo de propagación específico decae. Al disminuir la frecuencia, la longitud de onda se incrementa hasta que la longitud de onda es demasiado grande para las dimensiones de la fibra que transporta la onda. El modo de corte es el orden de modo más alto que se propagará en una guía de onda dada a cierta frecuencia dada.

1.2.4 Tipos de fibras ópticas

En general existen tres tipos principales de las fibras ópticas:

- Fibras monomodo convencionales,
- Fibras multimodo de índice escalonado,
- Fibras multimodo de índice gradual.

En la tabla 1.1 se muestra una descripción comparativa de los tres tipos de fibra mencionados.

Tabla 1.1 Cuadro comparativo de las fibras ópticas de tres tipos principales.

Ventajas	Desventajas
Fibras monomodo convencionales.	
<p>1. Dispersión mínima. Debido a que todos los rayos propagándose por la fibra toman aproximadamente la misma trayectoria, tardan aproximadamente la misma cantidad de tiempo en viajar por el cable. Por lo tanto, un pulso de luz entrando al cable puede reproducirse de manera muy exacta en el lado receptor.</p> <p>2. Debido a la alta exactitud en la reproducción de los pulsos transmitidos en el lado de la recepción, los anchos de banda son más grandes.</p>	<p>1. Como el núcleo central es muy pequeño, es difícil de acoplar la luz, dentro y fuera de este tipo de fibra. La apertura de fuente a fibra es la más pequeña de todos los tipos de fibra.</p> <p>2. Por lo mismo, se requiere de una fuente de luz altamente directiva como el láser.</p> <p>3. Son difíciles de conectar.</p>
Fibras multimodo de índice escalonado.	
<p>1. Son baratas y sencillas de fabricarse.</p> <p>2. Es fácil acoplar la luz, dentro y fuera de las fibras; tienen una apertura relativamente grande.</p>	<p>1. El ancho de banda y la tasa de transferencia de información posible son menores que con los otros tipos.</p>
Fibras multimodo de índice gradual.	
<p>1. Son más fáciles de acoplar a la luz, dentro y fuera que las fibras monomodo, pero más difícil que las fibras multimodo de índice escalonado.</p> <p>2. La dispersión modal es mayor que en las fibras monomodo, pero menor que en las multimodo de índice escalonado.</p> <p>3. Son caras y difíciles de fabricar.</p>	

Se pueden clasificar las características de las fibras ópticas en dos grupos principales:

- Características intrínsecas, las que son propias de la fibra óptica (estructurales).
- Características extrínsecas, las que consideran a la fibra óptica como componente de un sistema (enlace) de comunicaciones.

1.2.5 Características intrínsecas de fibras ópticas

Es importante recalcar que entre las **características intrínsecas** hay parámetros de mayor peso dependiendo del tipo de fibras que se estén utilizando; esto puede verse más claramente en la tabla 2.2. [1]

Tabla 2.2. Parámetros importantes de la fibra óptica en función de su tipo.

Fibras multimodo	Fibras monomodo
Diámetro del núcleo $d_1=2a$	Diámetro de campo modal 2ω
Apertura numérica NA o	
Diferencia relativa de índices Δ	
Perfil de índice (parámetro g)	Longitud de onda de corte λ_c
Elipticidad del núcleo	
Excentricidad del núcleo	
Diámetro de la cubierta d_2	
Elipticidad de la cubierta	

➤ Apertura numérica

La apertura numérica (NA), es una figura de mérito que se usa para describir la unión de la luz o habilidad de recoger la luz de una fibra óptica. Entre más grande la magnitud de NA, mayor es la cantidad de luz aceptada por la fibra de la fuente de luz externa.

Considérese a la fibra óptica como un cilindro de material dieléctrico transparente en el que el índice de refracción n_1 es superior al del medio circundante, y si además se supone que la superficie no tiene defectos, se conseguirá que la luz que se propaga en la fibra óptica cumpla con las condiciones de la reflexión total, es decir, llega a al interfaz con un ángulo mayor que el ángulo crítico θ_{1c} . Si existe algún defecto en la interfaz, puede que no ocurra lo anterior, por lo que la luz se refracta fuera de la fibra. Para evitarlo, se envuelve la fibra con otro dieléctrico, así que ésta se presenta como dos cilindros concéntricos.

Al cilindro interno con índice n_1 se le conoce como núcleo de la fibra, mientras que al cilindro externo con índice n_2 se le llama cubierta.

En la interfaz núcleo-cubierta se producirá la reflexión total interna, por lo que debe cumplirse que $n_1 > n_2$.

Un rayo luminoso R, que procede de un medio como el aire, con un índice n_0 , entra en la fibra en el centro de ésta con cierto ángulo. Este rayo se refracta en un punto de la cubierta (B), con lo que experimenta una reflexión total, que a su vez tendrá otra reflexión total en otro punto (C) de la cubierta a donde rebotó anteriormente, y así sucesivamente. Por lo tanto, la luz se propagará en zig-zag dentro de la fibra, como se puede observar en la figura 1.2. Se analizará para cuáles valores del ángulo de entrada α_0 puede ocurrir la propagación.

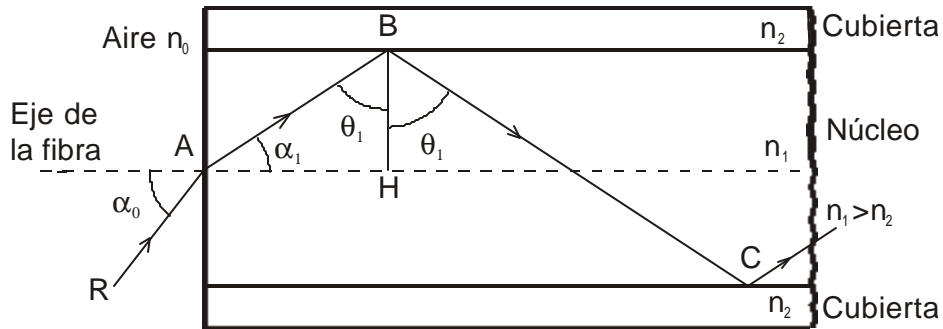


Figura 1.2. Corte longitudinal de una fibra óptica.

De la ley de Snell se sabe que [1]

$$n_0 \text{ sen } \alpha_0 = n_1 \text{ sen } \alpha_1. \tag{1}$$

Para tener la reflexión total en el punto donde incide dicho rayo en la cubierta, se debe tener

$$\text{sen } q_1 \geq \frac{n_1}{n_2}. \tag{2}$$

Como $\text{sen}^2 q_1 + \text{cos}^2 q_1 = 1$, la expresión (2) puede escribirse como:

$$\text{cos } q_1 \leq \sqrt{1 - \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2}. \tag{3}$$

Como $\text{cos } q_1 = \text{sen } \alpha_1$, la expresión (1) queda como

$$n_0 \text{ sen } \alpha_0 = n_1 \text{ cos } q_1. \tag{4}$$

Con (3) y (4) se obtiene

$$\text{sen} \alpha_0 \leq \frac{1}{n_0} \sqrt{n_1^2 - n_2^2} . \quad (5)$$

Con la expresión (5) se establece el valor máximo del ángulo de entrada α_0 para que la luz pueda reflejarse totalmente al chocar con un punto dato en la cubierta de la fibra, y así pueda continuar la propagación.

Entonces, el ángulo de entrada máximo está determinado por

$$\text{sen} \alpha_{0M} = \frac{1}{n_0} \sqrt{n_1^2 - n_2^2} . \quad (6)$$

Como consecuencia, todo rayo luminoso que llegue con un ángulo menor que α_{0M} a la cara de entrada de la fibra, se propagará. Dicha luz está contenida en un cono, cuyo ángulo medio con vértice α_{0M} , llamado *cono de admisión* o *cono de aceptación*, el cual se puede observar en la figura 1.3.

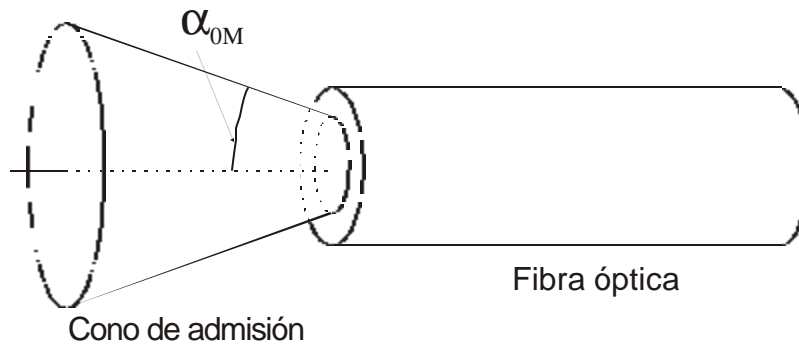


Figura 1.3. Cono de admisión de una fibra. Todo rayo de luz que entra con un ángulo α_0 menor a α_{0M} se propaga en la fibra.

Si se considera que por lo general el medio que rodea a la fibra es aire, se puede sustituir $n_0 = 1.0$, con lo que la expresión (6) queda como

$$\text{sen} \alpha_{0M} = \sqrt{n_1^2 - n_2^2} . \quad (7)$$

Como puede concluirse, este ángulo es el que determina la capacidad de la fibra óptica para propagar la luz. Por analogía es que se define el parámetro apertura numérica geométrica de la fibra. Considerando de nuevo al aire como el medio circundante, se puede calcular la apertura numérica como

$$A.N. = \text{sen} \alpha_{0M} = \sqrt{n_1^2 - n_2^2} . \quad (8)$$

➤ Perfil del índice

En una fibra óptica, el perfil del índice es una representación gráfica del valor del índice refractivo a través de la fibra. Dicho índice está indicado en el eje horizontal y la distancia radial del eje del núcleo se grafica en el eje vertical.

Hay dos tipos básicos de perfiles de índice: escalonado (de escalón) y gradual.

Una fibra de **índice escalonado** tiene un núcleo central, con un índice refractivo uniforme. El núcleo está rodeado por una cubierta exterior con un índice de refracción uniforme, menor al del núcleo central. En este tipo de fibra hay un cambio repentino en el índice refractivo en la interfaz de núcleo-cubierta.

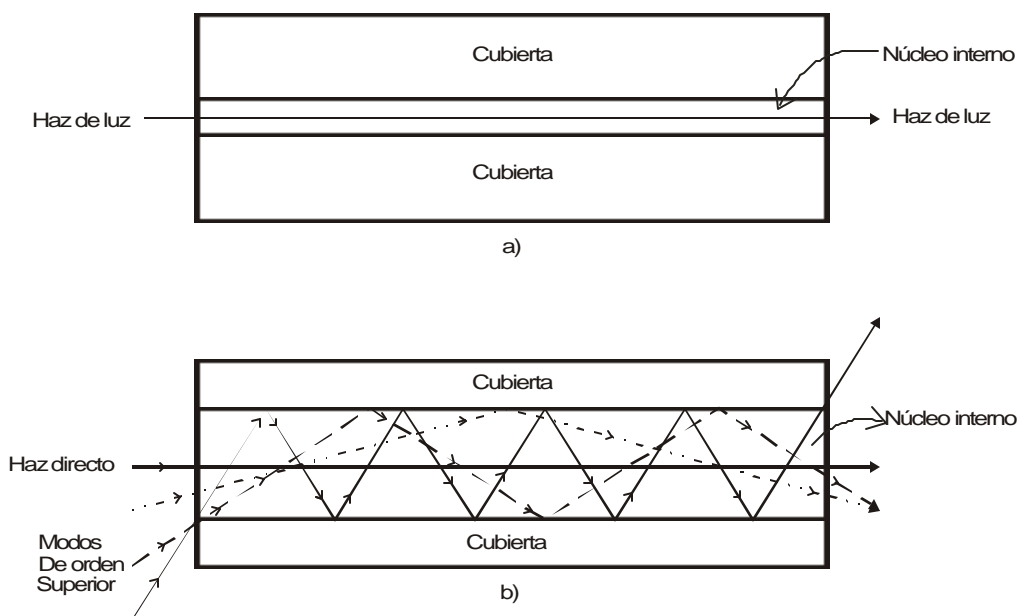


Figura 1.4 Modos de propagación: modo sencillo o monomodo (a), multimodo (b).

En cambio en una fibra de **índice gradual** el índice refractivo del núcleo no es uniforme, siendo más alto en el centro, disminuyendo gradualmente con la distancia hacia el borde externo [5].

$$n_1(r) = \begin{cases} n_1 \left[1 - 2\Delta \left(\frac{r}{a} \right)^a \right]^{1/2} \approx n_1 \left[1 - \Delta \left(\frac{r}{a} \right)^a \right] & r \leq a \\ n_1 (1 - 2\Delta)^{1/2} \approx n_1 (1 - \Delta) = n_2 & r \geq a \end{cases}$$

donde:

- r es la coordenada radial, de forma que es máximo en el eje del núcleo $r=0$, y va decreciendo gradualmente de acuerdo con una función arbitraria hasta coincidir con el índice de refracción de la cubierta en la interfaz entre ambas zonas,
- Δ es la diferencia relativa entre índices del núcleo y la cubierta, cuya aproximación es $\Delta=(n_1-n_2)/n_1$,
- α se define como $\alpha=2(1-\Delta)$.

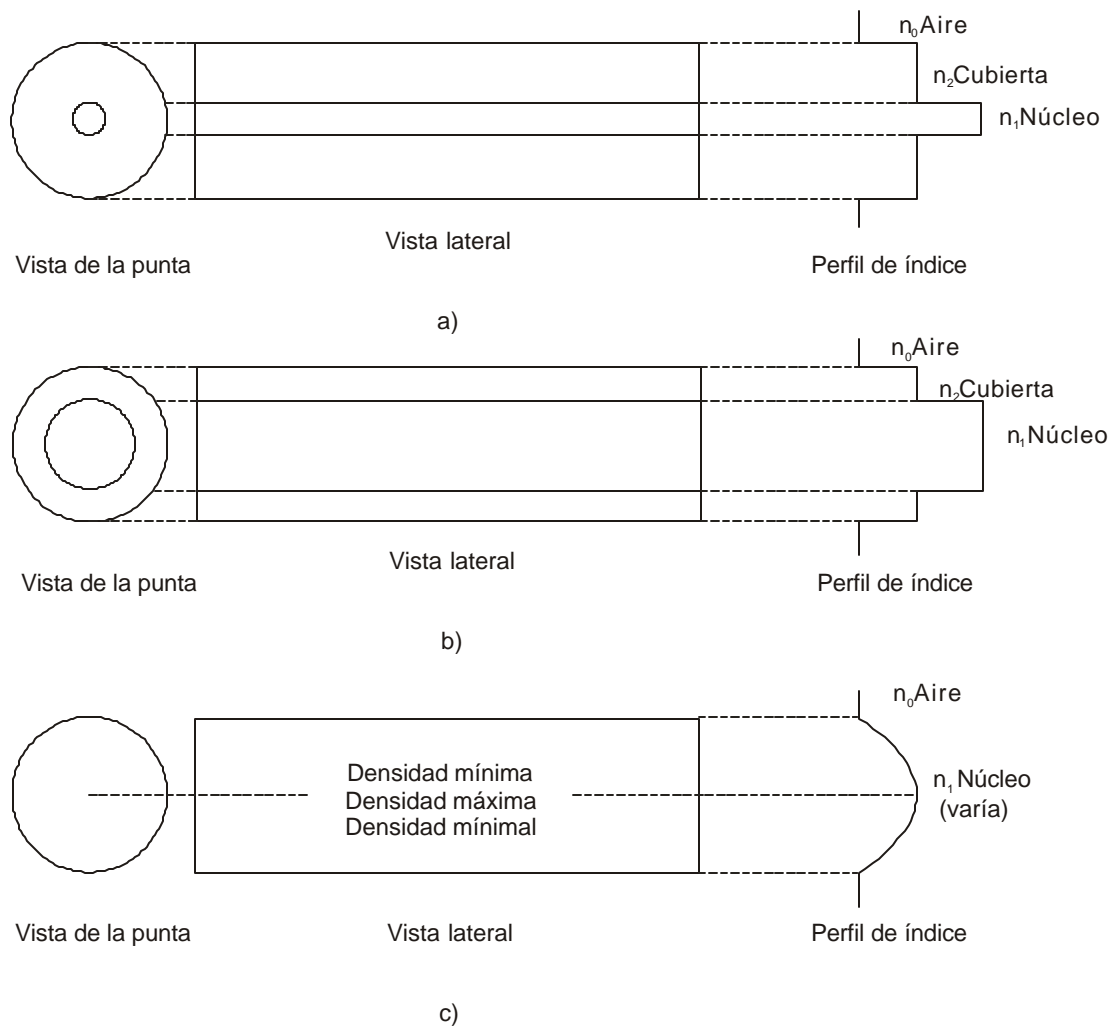


Figura 1.5. Perfiles de índice del núcleo:
 a) índice de escalón del modo sencillo,
 b) índice de escalón multimodo,
 c) índice graduado multimodo.

1.2.6 Características extrínsecas de fibras ópticas

Entre las características extrínsecas de las fibras ópticas como uno de los componentes de un sistema de comunicación, las más importantes son:

- Atenuación o coeficiente de atenuación,
- Ancho de banda o dispersión de pulso.

➤ Atenuación

Bajo este término se considera la atenuación total provocada por las distintas fuentes de pérdidas de potencia óptica a lo largo de la fibra.

La **atenuación** es el mecanismo responsable de la pérdida de potencia de la señal óptica al propagarse a través de la fibra óptica [5]

$$A = 10 \log P_1/P_2 \text{ [dB]},$$

donde

A es la atenuación,

P_1 es la potencia en la entrada de una sección de fibra óptica,

P_2 es la potencia en la salida de una sección de fibra óptica.

Las pérdidas que sufre la señal al propagarse a través de la fibra óptica se calculan comparando los niveles de potencia de la señal en dos puntos de la fibra óptica y vienen caracterizadas por el **coeficiente de atenuación**:

$$\alpha = A/L = [10 \log P_1/P_2] / L \text{ [dB/km]},$$

donde L es la distancia entre estos dos puntos de interés (la longitud de la sección de fibra óptica).

Las **pérdidas** de una fibra óptica son el resultado de varios mecanismos de atenuación, los cuales pueden clasificarse en dos grupos.

mecanismos de origen interno
mecanismos de origen externo

Los **mecanismos de origen interno** son los que se deben a la naturaleza del material empleado en la fabricación de la fibra óptica, y por tanto son inevitables. Ejemplos de éstos son:

absorción ultravioleta
absorción infrarroja
esparcimiento (*scattering*) Rayleigh
esparcimiento (*scattering*) Mie

Los **mecanismos de origen externo** se originan como consecuencia de factores externos al material base de la fibra, tales como la presencia de impurezas en el núcleo introducidas en el proceso de fabricación, tendido de la fibra, etc. Este tipo de pérdidas puede controlarse y hasta eliminarse, y se presentan por:

- absorción por presencia de impurezas
- pérdidas por curvaturas

A su vez, las pérdidas por curvaturas se dividen en:

- macroscópicas
- microscópicas o microcurvaturas

Se dice que son **macroscópicas** si el radio de curvatura es muy superior a las dimensiones del núcleo.

Mientras que se consideran **microscópicas** o **microcurvaturas** si el radio de curvatura es comparable a las dimensiones del propio núcleo de la fibra.

Las pérdidas que se producen en una curvatura se pueden explicar por el acoplo de la potencia transportada por los modos propagados a los modos radiados, con lo cual surgen dos tipos de pérdidas:

- de **transición**, que se deben al hecho de que los patrones modales de una fibra curvada no corresponden a los de una fibra sin curvar.
- por el **curvado en sí**.

❖ Pérdidas por absorción

Éstas son análogas a la disipación de potencia en los cables de cobre; las impurezas en la fibra absorben la luz, y la convierten en calor. El vidrio ultrapuro que se usa para fabricar las fibras ópticas es 99.9999% puro, teniendo así pérdidas típicas entre 1 y 1000 dB/km.

Dichas pérdidas se dan por:

- Absorción ultravioleta, ocasionada por la absorción de los fotones por los electrones de valencia en el material de silicio con el que se fabrican las fibras. La absorción es equivalente a la pérdida de la potencia de luz y, por lo tanto, contribuye a las pérdidas de transmisión de la fibra.
- Absorción infrarroja, resultado de la absorción de los fotones por los átomos de moléculas, en el núcleo de vidrio. Los fotones que se absorben se convierten en vibraciones mecánicas aleatorias típicas de calentamiento.

- Absorción de impurezas, causada en general por la interacción de los fotones con los iones OH^- del material. La fuente de estos iones son las moléculas de agua que han sido atrapadas en el vidrio durante el proceso de fabricación. La absorción de impurezas también será causada por los átomos de hierro, cobre y cromo.

❖ Pérdidas por esparcimiento de Rayleigh

Al estarse fabricando, el vidrio es producido en fibras largas, de un diámetro muy pequeño. Durante el proceso, el vidrio se encuentra en un estado plástico (vítreo), esto es, que no es ni sólido ni líquido. La tensión mecánica aplicada al vidrio enfriando durante dicho proceso, provoca que se desarrollen irregularidades submicroscópicas de manera permanente. Además, en el estado vítreo, la densidad e índice de refracción del material varía un poco de manera aleatoria. Al viajar los rayos de luz por la fibra, chocan contra dichas irregularidades de tensión e índice de refracción, y se difractan. La difracción causa que la luz se disperse, es decir, que se reparta en muchas direcciones. Una parte de la luz difractada continúa por la fibra y otra parte de ésta se escapa por la cubierta. Los rayos de luz que se escapan representan una pérdida en la potencia de la luz propagada. A esto es lo que se le conoce como pérdida por esparcimiento de Rayleigh.

❖ Pérdidas por curvaturas

La presencia de curvaturas en una fibra óptica origina la aparición de pérdidas en la señal que se propaga a través de ella. Las curvaturas pueden ser del tipo *macroscópico* si su radio de curvatura es muy superior a las dimensiones del núcleo, o de tipo *microscópico* si por el contrario su radio de curvatura es comparable a las dimensiones del propio núcleo de la fibra [5].

Como puede observarse en la figura 1.6., el campo evanescente que se propaga por la parte externa de la curvatura debe recorrer más distancia que la correspondiente a la parte interna para mantener el patrón modal transversal invariante. Ahora bien, ello sólo es posible si dicho campo evanescente externo se propaga a una velocidad superior a la de la luz en la cubierta, y al no ser esto posible, la única alternativa es que la energía asociada a dicho campo se radie al exterior.

Por lógica, al estar los modos de orden superior peor confinados en el núcleo, éstos serán los que tenderán a radiarse primero.

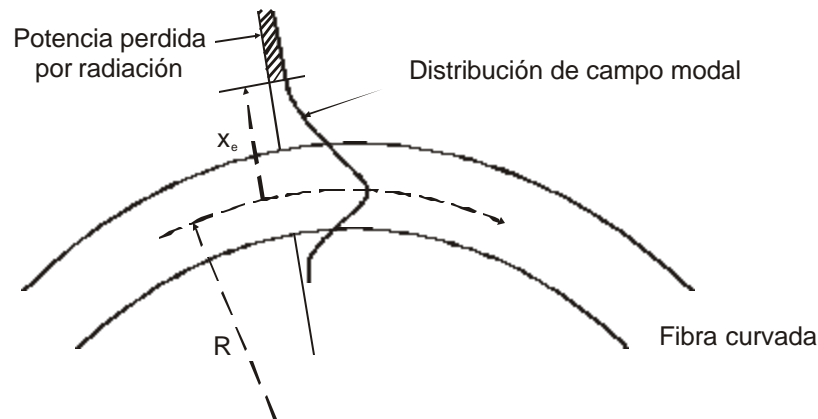


Figura 1.6. Fibra curvada con un radio R y patrón transversal de un modo guiado al propagarse a través de ésta.

Las pérdidas por curvaturas se aumentan significativamente para algunas longitudes de onda cuando se repiten muchas veces las curvaturas con un periodo fijo.

❖ Pérdidas por tendido

Además de las curvaturas a las que se ven sometidas las fibras ópticas durante su instalación, también están expuestas a agentes climáticos y cierta fatiga estática provocada por el tendido, lo que trae como consecuencia un incremento en las pérdidas y un acortamiento de la vida útil de la fibra [1].

Dos procedimientos que contribuyen a solucionar estos problemas son:

- Aplicar sobre un recubrimiento primario una sustancia rígida, como el nylon, para así formar un segundo recubrimiento ceñido.
- Colocar a la fibra con su primera cobertura, dentro de un segundo revestimiento holgado, rellenando el espacio intermedio con un medio viscoso, como el petrolato.

❖ Pérdidas por radiación

Las características de la transmisión óptica de los cables de fibra pueden degradarse seriamente al exponerla a radiación nuclear. Dicha radiación forma centros de color en el núcleo de la fibra que puede causar atenuación espectral. La naturaleza precisa de este tipo de atenuación depende de varios factores, entre los parámetros de la fibra están su estructura, la composición del material del núcleo y la cubierta; con respecto al sistema están la intensidad óptica y la longitud de onda, así como la temperatura; y entre los parámetros de la radiación están la dosis de ésta, los niveles de energía, junto

con la longitud del tiempo recuperado permitido. La atenuación inducida por la radiación tiene una componente permanente que es irreversible y una más que es reversible, ambas con una parte transitoria y una estable, que dependen de la composición de la fibra [7].

❖ **Atenuación total**

Si se suman todas las pérdidas antes mencionadas, se obtiene una curva como la mostrada en la figura 1.7, en la que se observa una zona de crecimiento de la atenuación por la absorción ultravioleta y el esparcimiento de Rayleigh, que evidentemente no conviene utilizar, donde λ es menor a los 800 nm. También se observa que con valores de λ mayores a 1600 nm se vuelve a incrementar la atenuación por la absorción infrarroja [1].

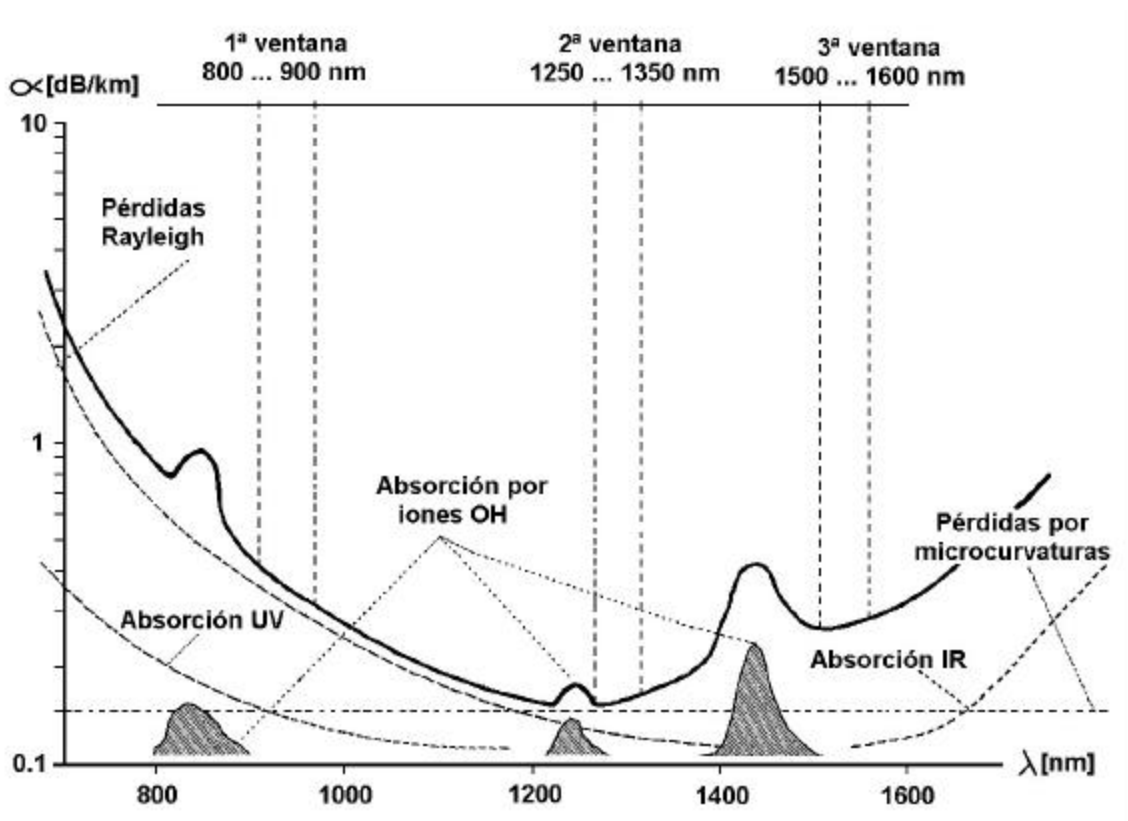


Figura 1.7 Atenuación total en fibra óptica de cuarzo y las ventanas de trabajo para los sistemas de comunicaciones ópticas.

❖ Ventanas de trabajo

Se le denomina con este nombre a las zonas de mínima atenuación, acotadas por longitudes de onda habituales para trabajar. Dichas ventanas también pueden observarse en la figura 1.7.

Los primeros sistemas de fibra óptica trabajaron en lo que se conoce como primera ventana que está en el orden de $\lambda = 850$ nm. Actualmente, la más habitual es la segunda ventana, en donde la longitud de onda está en torno a los 1300 nm, ya que además del mínimo local de atenuación, ofrece la ventaja de que en ésta se encuentra la longitud de la dispersión cromática cero para fibras ópticas de cuarzo. Sin embargo la tendencia actual es trabajar en la tercera ventana (esto es, alrededor de los 1550 nm, donde se encuentra el mínimo global de atenuación del cuarzo). En los sistemas modernos de comunicaciones ópticas se utiliza todo el intervalo espectral situado alrededor de la zona del mínimo global de atenuación, es decir, 1200 a 1700 nm aproximadamente, dividido en seis bandas: O, E, S, C, L, U.

➤ Ancho de banda y dispersión de pulso de fibra óptica

El ancho de banda de la fibra es la frecuencia mínima en la cual la función de transferencia en una guía de ondas óptica se sitúa en la mitad del valor con frecuencia cero; es la frecuencia en que la pérdida de señal se ha incrementado en 3 dB. El producto de la anchura de banda por la longitud (MHz-km) se considera generalmente como un factor de calidad.

No perder de vista que el ancho de banda óptico es diferente al ancho de banda eléctrico.

El valor numéricamente igual a la frecuencia de modulación más baja a la cual la magnitud de la función de transferencia de la banda base de una fibra óptica decrece a una fracción específica, generalmente a la mitad del valor de la frecuencia cero. En las fibras multimodo, el ancho de banda está limitado principalmente por la distorsión multimodal y la dispersión del material, el cual causa interferencia intersimbólica en el extremo final de recepción y por lo tanto limita la tasa de bits en error, (BER - *Bit Error Rate*). En las fibras monomodo, está limitado principalmente por la dispersión del material y de la guía de onda. No es una buena medición para la capacidad de transporte de información a una longitud de onda óptica específica.

La fibra óptica causa alargamiento de los pulsos de la luz que transporta. El alargamiento de un pulso se debe a la diferencia entre el tiempo de propagación de los diversos modos inyectados en la fibra (dispersión modal) y por la diferencia entre los tiempos de propagación de los diversos componentes espectrales de la luz inyectada a la fibra (dispersión cromática). Esas diferencias entre los tiempos de propagación de los diferentes modos o de las diversas componentes espectrales conducen, por lo tanto, a la noción de retraso entre los diferentes modos o diferentes componentes espectrales.

La dispersión en una fibra óptica puede evaluarse si se inyecta a la entrada de la fibra un pulso luminoso de duración extremadamente corta (teóricamente nula) (delta de Dirac) y si se mide la duración del pulso a la llegada, después de haber recorrido una distancia L . La medida de la duración o longitud del pulso que llega es aproximadamente la medida de la dispersión para una longitud de fibra dada. A la llegada, el pulso tiene una forma que se parece mucho a una función gaussiana y, por esta causa la dispersión puede definirse de manera general a través de los parámetros que se usan para caracterizar a una curva gaussiana, como se puede ver en la figura 1.8

Un pulso gaussiano puede describirse a través de [1]

$$P(t) = P_o \exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right)$$

donde

P_o es la amplitud máxima del pulso
 σ es el parámetro característico del pulso

Y de aquí que la longitud del pulso pueda definirse a media altura como

$$P(t) = \frac{P_o}{2}$$

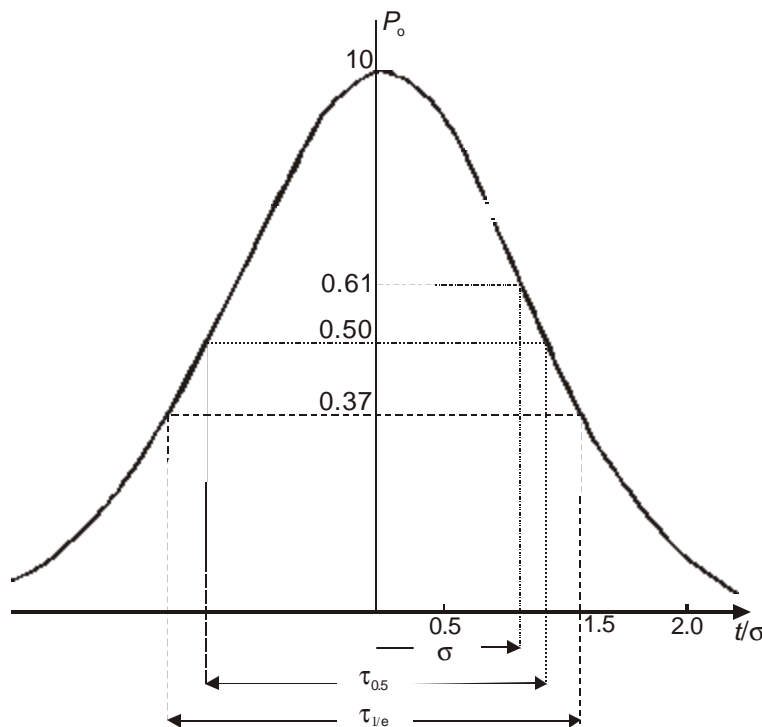


Figura 1.8 Parámetros característicos de un pulso de forma gaussiana.

❖ Tipos de dispersión

En un sistema de telecomunicaciones, la fibra óptica es el canal de transmisión, el cual debe estar en condiciones de transportar el máximo de información por unidad de tiempo (recordar que la información se transmite por secuencias de pulsos luminosos en la fibra); es necesario que la luz introducida a la fibra pueda modularse a muy alta frecuencia. Es importante saber si la fibra tiene un ancho de banda suficiente y ver cuáles serían los fenómenos físicos que pudiesen limitar esta banda de paso.

Los ensanchamientos temporales de los pulsos son acumulativos con la distancia; también existe un ensanchamiento causado por las diferentes estructuras ópticas y geométricas de las fibras. A este conjunto de efectos se le conoce con el nombre de **dispersión**, parámetro que define la capacidad máxima que, por unidad de longitud, se puede transmitir por una fibra. Puede medirse en términos de retardo relativo o de la máxima frecuencia de paso que admite.

Los dos fenómenos fundamentales que intervienen en el ensanchamiento temporal de pulsos, y por lo tanto en la reducción del ancho de banda máximo de modulación en un enlace de fibra óptica, son la **dispersión intermodal o dispersión modal** y la **dispersión intramodal o dispersión cromática** [5].

Básicamente hay tres tipos de dispersión:

- a) Dispersión modal o intermodal, Δt_m .
- b) Dispersión espectral, intramodal o cromática, Δt_c .
- c) Dispersión de modo de polarización, Δt_{mp} .

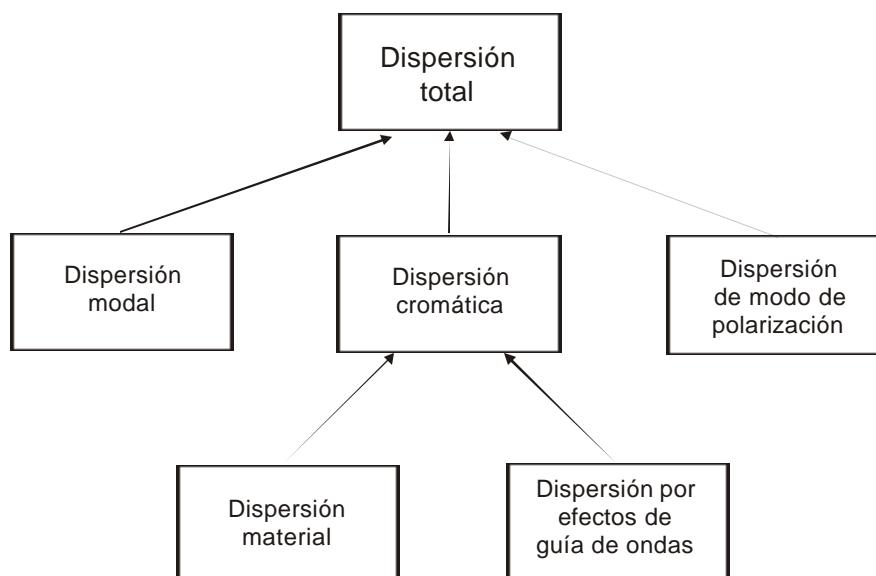


Figura 1.9 Tipos de dispersión.

Los dos primeros tipos son inherentes a las fibras multimodo. Las dispersiones del material y por efecto de guía de ondas, se suman de modo lineal y se le llama **dispersión cromática**.

Cualitativamente la dispersión distorsiona a la señal transmitida a través de la fibra óptica, pero ahora se buscará que tanta anchura se introduce y como se relaciona con la cantidad de información que se puede transferir.

Dispersión modal. Los modos de orden pequeño van prácticamente en línea recta, mientras que los de orden elevado tienen trayectorias en zig-zag. La diferencia de tiempo que tardan los diversos modos en recorrer una longitud dada de fibra es la dispersión modal. Se considera el tiempo medio de todos los modos, no el retardo máximo. Debido al acoplamiento de los modos sobre los defectos, aún si se inyectara sólo el modo de orden más elevado se tendrían en la salida modos de orden menor, por lo que el acoplamiento de los modos reduce la dispersión en una fibra óptica.

Δt_m aumenta linealmente con la longitud L de la fibra.

En el caso de una fibra para la cual es pequeña la diferencia entre los índices del núcleo y de la cubierta, se tiene

$$\Delta t_m = \frac{n_1}{c} L \Delta$$

Dispersión cromática (suma lineal de dispersión espectral + dispersión por efecto de guía de ondas). Las fuentes de luz no son monocromáticas. La luz está constituida por la suma de ondas de diversas longitudes. Si se inyecta luz de diversas longitudes en una dirección dada, esta luz se propaga a diferentes velocidades, según sea la longitud de onda, dando como resultado un retardo entre las diferentes longitudes de onda en el extremo de la fibra, y a esto se le llama **dispersión espectral o dispersión material**, Δt_e . Por lo tanto este retardo depende del ancho de banda espectral de la fuente y de una propiedad física del núcleo de la fibra.

El retardo que ocasiona este tipo de dispersión puede calcularse por medio de [1]

$$\Delta t_e = M(\lambda) \cdot \Delta\lambda \cdot L$$

donde

$M(\lambda)$ es el coeficiente de dispersión del material

$\Delta\lambda$ es el ancho de banda espectral de la fuente (ancho de banda a media intensidad)

La dispersión debida a los parámetros ópticos y geométricos de la fibra sólo son importantes en las fibras monomodo, porque en las multimodo esta dispersión es pequeña para los modos de orden elevado, ya que el radio es mucho mayor que λ . La

dispersión espectral es provocada por las diferentes velocidades de las componentes de cada modo, ahora, la **dispersión por efecto de guía de ondas** nace del hecho de que correspondiendo a cada longitud de onda un índice de refracción diferente, el ángulo que forma la trayectoria asociada a ellas será distinto, y también los caminos recorridos por esas componentes espectrales.

La dispersión por efecto de guía de onda podrá calcularse mediante

$$\Delta t_g = -G(\lambda) \cdot \Delta\lambda \cdot L$$

donde

$G(\lambda)$ es el coeficiente de dispersión del guía de ondas

En fibras monomodo de diseño normal, el coeficiente de dispersión de guía de ondas sólo alcanza valores del orden de 0.5 ps/Km·nm.

Existe un tipo de dispersión, la debida por el modo de polarización, que a pesar de que algunos autores no contemplan, es importante porque al aumentar la capacidad de transmitir información en los enlaces, su presencia se hace más evidente.

La **dispersión por modo de polarización** o **PMD** es una propiedad fundamental de la fibra óptica monomodo y de los componentes en los que la señal de energía a una longitud de onda dada se resuelve en dos modos de polarización ortogonales de una velocidad de propagación ligeramente diferente. La diferencia resultante en el tiempo de propagación entre los modos de polarización es a lo que se le llama **retardo de grupo diferencial**, comúnmente simbolizada como $\Delta\tau_g$ o simplemente $\Delta\tau$. La PMD ocasiona un número de serios deterioros en la capacidad del sistema, e inclusive en el ensanchamiento de pulso. A este respecto, sus efectos se asemejan a aquellos que produce la dispersión cromática, pero existe una diferencia importante. La dispersión cromática es un fenómeno estable relativamente. La dispersión cromática total de un sistema de telecomunicaciones puede calcularse de la suma de sus partes, y la localización y valor de los compensadores de dispersión pueden planearse desde el diseño, mientras que en la PMD no sucede esto [8].

Lo que origina el PMD es que tanto la fibra óptica como los componentes de fibra óptica típicamente exhiben una pequeña diferencia en el índice de refracción para un par particular de estados de polarización ortogonal, una propiedad llamada **birrefringencia**. La diferencia de los índices resulta en una diferencia en el tiempo de propagación - el retardo de grupo diferencial - para ondas que viajan en estos modos de polarización, ocasionando así un ensanchamiento del pulso. En una fibra monomodo, la birrefringencia se origina a partir de la no circularidad, o elipticidad del núcleo de la fibra de dos formas: una guía de onda oval es inherentemente birrefringente, y el campo de la tensión mecánica establecido por el núcleo oval induce una birrefringencia adicional. El efecto de la guía de onda, generalmente domina en las fibras de bajo PMD. El fenómeno de acoplamiento de modos, hace que el retardo de grupo diferencial de grupo esté en función de la longitud de onda y de las condiciones ambientales.

Para calcular la dispersión por modo de polarización mediante los promedios de los retardos de grupo diferenciales entre los dos estados de polarización. Para una fibra de longitud corta L , el retardo de grupo diferencial es: [9]

$$\Delta t_{mp} = -L \frac{\lambda^2}{2\pi c} \frac{d}{d\lambda} \Delta\beta$$

donde

$\Delta\beta$ es la diferencia entre las constantes de propagación

Es evidente que la dispersión por modo de polarización se incrementa proporcionalmente a la longitud de la fibra.

❖ Relación entre la dispersión y el ancho de banda

Debido a la dispersión temporal se va a producir un alargamiento en la duración de los pulsos luminosos, esto es, la duración del pulso luminoso aumentará durante su trayecto en la fibra. En un sistema que emite pulsos de luz, a una frecuencia f , dichos pulsos están separados por un tiempo $T = 1/f$. Al final de la fibra, estos pulsos se alargan y alcanzan una longitud a media altura ΔT .

Cuando $T \gg \Delta T$, en baja frecuencia, los pulsos de salida pueden distinguirse bien. Si se aumenta la frecuencia f , los pulsos comenzarán a encimarse. La amplitud de los pulsos disminuye cuando la frecuencia aumenta.

Se puede definir una frecuencia máxima $f = \Delta f$, para la cual los pulsos se reducen a la mitad, es decir -3 dB. Entre más pequeña sea ΔT , más grande será Δf .

Para pulsos de formas gaussianas, lo que es generalmente el caso en las transmisiones por fibras ópticas, se puede hacer la siguiente aproximación: [1]

$$\Delta f = \frac{0.35}{\Delta T}$$

donde

Δf es la banda de paso a -3 dB

ΔT es la longitud a media altura del pulso gaussiano

Dependiendo del tipo de fibra, monomodo o multimodo, la dispersión total se presentará como la dispersión intramodal sólo o como el conjunto de la dispersión intermodal y la intramodal. En general se tiene: [5]

$$\Delta t = \sqrt{\Delta t_m^2 + \Delta t_c^2} = \sqrt{\Delta t_m^2 + (\Delta t_e + \Delta t_g)^2}$$

Para fibras multimodo:

$$\Delta t \approx \sqrt{\Delta t_m^2 + \Delta t_e^2}$$

Para fibras monomodo:

$$\Delta t = \sqrt{\Delta t_{mp}^2 + \Delta t_c^2} = \sqrt{\Delta t_{mp}^2 + (\Delta t_e + \Delta t_g)^2}$$

donde

- Δt_m es la dispersión modal (intermodal),
- Δt_c es la dispersión cromática (intramodal),
- Δt_e es la dispersión espectral (del material),
- Δt_g es la dispersión de la guía de onda,
- Δt_{mp} es la dispersión de modo de polarización.

1.2.7 Ventajas de las comunicaciones por fibras ópticas

Las comunicaciones a través de fibra óptica tienen varias ventajas sobre las que usan cable de par trenzado o coaxial convencional, siendo algunas de éstas:

1. Al presentar los cables de par trenzado capacitancia e inductancia a lo largo de sus conductores, se produce una limitación en sus frecuencias de transmisión y anchos de banda, ya que las características mencionadas actúan como filtros paso bajas, por lo tanto, las comunicaciones ópticas presentan anchos de banda mucho más grandes, disponibles con las frecuencias ópticas.
2. Las fibras de vidrio o plástico no son conductoras de electricidad y, por lo tanto, no tienen un campo magnético asociado con ellos; mientras que los cables metálicos presentan transmisiones cruzadas debida a la inducción magnética entre los conductores situados uno cerca del otro.
3. Al no ser portadoras de electricidad los cables de fibra, son inmunes a la interferencia estática causada por relámpagos, motores eléctricos, luces fluorescentes y otras fuentes de ruido eléctrico. Además, los cables de fibra no radian energía de RF y, por lo tanto, no pueden causar interferencia con otros sistemas de comunicación.
4. Presentan más resistencia ante cambios ambientales extremos.
5. Los cables de fibra son más seguros y fáciles de instalar y mantener. Como ya se mencionó, debido a que las fibras de vidrio y plástico no son conductoras, no hay corrientes eléctricas o voltajes asociados con ellas. Las fibras se pueden

usar cerca de líquidos y gases volátiles, sin preocuparse que ocasionen explosiones o fuegos. Al ser más pequeñas y más ligeras que sus contrapartes metálicas, es más fácil trabajar con ellas. Además los cables de fibra requieren menos espacio de almacenamiento y son más baratos de transportar.

6. Las fibras ópticas son más seguras que los cables de cobre. Es casi imposible interceptar un cable de fibra, sin que el usuario se entere de esto, lo cual las hace atractivas para las aplicaciones en comunicación en donde se desea confidencialidad.
7. Debido a las altas tolerancias de los cables de fibra a los cambios ambientales, se presume que los sistemas de este tipo durarán más que los realizados con cables metálicos.
8. Por lo expuesto en los puntos 4, 5 y 7, el costo a largo plazo de un sistema de fibra óptica se proyecta menor en comparación a los de cable metálico.

Sin embargo, una desventaja importante es el alto costo inicial de instalar un sistema de fibra, aunque esto ya ha disminuido considerablemente, y lo seguirá haciendo. También es de considerarse que el mantenimiento y reparación de los sistemas de fibra es más difícil y costoso que en los sistemas metálicos.

1.3 Transmisores

1.3.1 Tipos de fuentes ópticas y sus características físicas

Las fuentes ópticas son transductores que generan una onda portadora óptica que será modulada por las señales eléctricas que proceden de algún equipo digital o analógico, mientras que los detectores transforman señales ópticas provenientes de una fibra en señales eléctricas para su uso en un equipo terminal o intermedio [1].

Las fuentes deben emitir luz a una longitud de onda que coincida con una de las ventanas de bajas pérdidas. Deben cumplir con ciertas características:

- alta fiabilidad con los cambios de temperatura
- tamaño pequeño
- potencia alta de salida y pureza espectral suficiente en los casos de largas secciones de regeneración
- deben admitir en su interior la modulación a la velocidad de transmisión del sistema, aunque también existe la posibilidad de utilizar un modulador externo a la fuente.

Las fuentes que se emplean son:

- diodos electroluminiscentes
 - los de tipo Burrus o de emisión por superficie (LED)
 - los de emisión de borde (ELED)
- diodos láser (LD).

La radiación de cualquiera de estos dos tipos de diodo se consigue inyectando huecos o electrones en una unión p-n con fuerte polarización directa.

❖ LED

La emisión en la unión p-n es espontánea. Las ondas emitidas no están en fase, pues se trata de un fenómeno aleatorio, similar al que ocurre en una emisión por incandescencia. Su radiación no es monocromática, pero aún si lo fuera, las diferentes ondas que la componen no estarían en fase, debido precisamente a que cada emisión es independiente de cualquier otra en su generación, lo que provoca que unas anulen total o parcialmente a otras, y que la potencia neta de salida se vea reducida con respecto a la que tendría de no ocurrir estos fenómenos de interferencia [1].

Este tipo de diodo aparece en 1972. Emite la luz de modo isotrópico desde la región activa. Si el medio que circunda a la capa activa es GaAs, con índice de refracción de 3.6, y el medio exterior es aire, con $n=1$, el ángulo de radiación mínimo es de 16° con respecto a la normal de la superficie de emisión, por lo que cualquier fotón que emerja de la misma con un ángulo superior quedará atrapado a causa de la reflexión total.

La disposición del sustrato n en forma de pozo circular, permite el embutido de la fibra y favorece el acoplamiento luminoso, y ésta es la disposición comúnmente adoptada en los emisores de superficie. Sin embargo, la alta concentración fotónica en la superficie de salida, crea problemas de disipación del calor, lo que puede resolverse a través del sustrato de la pastilla, de preferencia de GaAs, que es mejor conductor que el silicio.

En las fibras multimodo de índice gradual, la apertura numérica es mayor en el eje que en el resto del núcleo, por lo que el rendimiento de dicho acoplamiento mejora al disminuir la superficie de emisión. Otra forma de aumentar el rendimiento, es agregando una lente entre la superficie de emisión y la fibra, de modo que puede aumentarse la radiación en tres veces con relación al acoplamiento directo.

Este diodo se utilizará en aquellas aplicaciones donde no sean críticas la atenuación y la dispersión en la línea, así como para los casos de velocidades bajas de información. Su ventaja más fuerte, es el costo.

❖ ELED

Este tipo de diodos emiten la luz por el borde de la unión p-n, gracias al efecto de guía que provoca la heteroestructura, y ello por dos motivos: la inclusión de capas

semiconductoras sucesivas de saltos energéticos crecientes a uno y otro lado de la capa activa; y el índice de refracción de una material disminuye al aumentar su salto energético, y por lo tanto la heteroestructura sirve de guía de ondas óptico [1].

En este tipo de diodos, las pérdidas de acoplamiento a la fibra son menores porque son más direccionales que los LED's. También hay una mejora en el ancho de banda espectral.

La potencia de emisión no se ve afectada por la temperatura, al igual que en el caso de los LED's, por lo que no es necesario un circuito de control de temperatura.

La velocidad de modulación máxima está limitada por el tiempo de vida de los portadores en la zona de la unión p-n, lo que puede variar en un intervalo, por estar en función del grado de dopado y el ancho de la unión.

❖ LD

No es un láser convencional, sino uno basado en los fenómenos de emisión que ocurren en una unión p-n en determinadas circunstancias. La luz generada por el proceso de conversión electroóptico se amplifica en una cavidad resonante de modo selectivo, produciendo una potencia de salida elevada concentrada en un pequeño margen de longitudes de onda; esto debido a los frentes de onda que se encuentran en fase y con la misma polarización.

Su emisión es siempre coherente, es decir, los frentes de ondas que surgen de este diodo, siempre están en fase, independientemente de cual sea su ancho espectral de emisión, que siempre será más reducido que el de los LED.

Su uso es conveniente cuando se necesita potencia alta de salida, dispersión cromática pequeña y velocidad de modulación alta.

➤ **Características físicas de las fuentes**

Una fuente óptica para usarse en aplicaciones con fibras ópticas debe cumplir con las siguientes características: [2]

1. Para comunicaciones, la intensidad de la luz (potencia óptica) debe ser lo suficientemente grande como para conseguir una comunicación por fibra a gran distancia. Esta característica se verá afectada por el punto 2.
2. La estructura deberá permitir un acoplamiento efectivo de la luz en la fibra.
3. La longitud de onda de la luz debe ser compatible con la longitud de onda de las fibras ópticas de mayor uso. Actualmente, la longitud de onda más usual en las

fibras ópticas de comunicación es alrededor de $1.55\mu\text{m}$. Otras longitudes de onda usadas son 1.3 y $0.85\mu\text{m}$.

4. El ancho de la línea debe ser lo suficientemente delgado como para permitir una velocidad de datos alta.
5. La respuesta en tiempo debe ser pequeña (el ancho de banda grande) para permitir una velocidad de datos alta. La circuitería para lograr una fuente óptica debe ser razonablemente simple.
6. El dispositivo debe producir potencia estable que no varíe con la temperatura y otras condiciones ambientales, y debe ser confiable.

❖ Potencia emitida

Se considera que para que una señal sea bien recibida, su potencia debe de ser de alrededor de 100 nW , esto es -40 dBm . Además se asume que las pérdidas a lo largo de la ruta de transmisión son 30 dB (20 km de fibra con 1.2 dB/km y algunas otras pérdidas de 6 dB). Esto implica que la potencia de la fuente es de $-40\text{ dBm} + 30\text{ dB} = -10\text{ dBm}$. La potencia enviada por la fuente debe ser de 30 dB mayor que la potencia recibida para superar las pérdidas. Se requiere de una fuente que pueda acoplar -10 dBm (0.1 mW) a la fibra.

Los láseres típicos producen una potencia óptica de unos pocos miliwatts, mientras que los LEDs generalmente producen no más de 1 mW . Hay que considerar las pérdidas que se tienen al acoplar la fuente a la fibra. La necesidad de -10 dBm en la entrada de la fibra requiere de una fuente luminosa de alta eficiencia que pueda ser efectivamente acoplada a la fibra.

La potencia óptica es relativamente pequeña (sólo miliwatts) porque los valores típicos totales de eficiencia de estos dispositivos son también pequeños; se puede decir que la potencia eléctrica puede ser de 100 veces la potencia óptica (en el orden de $100 - 500\text{ mW}$)

❖ Diagrama de radiación y dimensiones

El diagrama de radiación es la representación gráfica de la variación de la intensidad energética $I(\theta)$ de la fuente en función del ángulo θ entre una dirección determinada y la normal al plano de la superficie emisora. En otras palabras, es un esquema que nos dice en que direcciones se emite la luz de una fuente luminosa.

La intensidad energética es el flujo energético emitido por unidad de ángulo sólido. Las unidades son watts por esterradián $[\text{W/sr}]$.

Si la fuente emite con simetría axial, sólo se necesita un diagrama en un plano cualquiera, como en el caso de un LED de emisión superficial; pero en el caso de un diodo láser o de un LED de emisión lateral, es necesario proporcionar el diagrama de radiación en dos direcciones diferentes.

De manera general, la intensidad energética de una fuente se describe como [1]

$$I(\mathbf{q}) = I_0 (\cos \mathbf{q})^m \quad m > 1$$

donde

$I(\mathbf{q})$ es la intensidad energética en la dirección del ángulo θ

I_0 es la intensidad energética en la dirección normal

m es un coeficiente positivo característico de la fuente

Entre mayor sea m , más directiva será la emisión de la fuente. Para $m=1$, $I(\mathbf{q})=I_0 \cos \mathbf{q}$ con lo que se tiene $I(\mathbf{q})= I_0 / 2$ para $\theta = 60^\circ$. Una variación de intensidad de este tipo caracteriza a lo que se conoce como *fuentes lambertiana*.

Para que la luz pueda propagarse en una fibra óptica de índice escalonado, es necesario que ésta entre en el núcleo con un ángulo α inferior a α_{OM} definido por $n_o \sin \alpha_{OM} = A.N.$ Recordando que A.N. es la apertura numérica de la fibra y n_o es el índice de refracción del medio exterior. En una fibra de índice gradual, el ángulo máximo de entrada α_{OM} , depende del lugar en que la luz se inyecte al núcleo, este ángulo es máximo en el centro del núcleo de la fibra y disminuye cuando se acerca a la cubierta. Entonces, aún cuando toda la luz emitida por una fuente penetra la superficie de entrada del núcleo de la fibra, toda esta luz no se propaga por la fibra. La cantidad de luz que pueda propagarse depende del ángulo de entrada y, por tanto, del ángulo al que esta luz es emitida por la fuente. Para evaluar el acoplamiento entre una fuente de luz y una fibra óptica, es necesario entonces conocer a la vez el diagrama de radiación de la fuente y también la apertura numérica de la fibra que señala las direcciones de la luz que podrán propagarse efectivamente en el núcleo de la fibra.

❖ Espectro de una fuente (ancho espectral)

Como ya se había mencionado anteriormente, las fuentes de luz no son monocromáticas, por lo que la luz emitida por una fuente es la suma de ondas de diversas longitudes.

Hay que recordar que el índice de refracción del material que forma a la fibra varía con la longitud de onda, por lo que la velocidad de propagación es diferente para cada longitud de onda, y que se presenta el fenómeno de la dispersión espectral o dispersión material.

Todo esto se ve reflejado en la figura 1.10, donde se muestra la distribución espectral de una fuente.

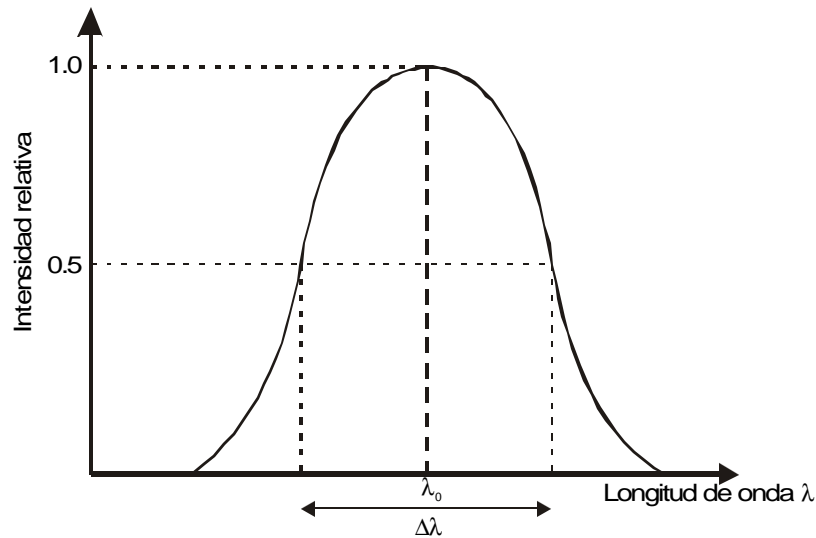


Figura 1.10. Distribución espectral de una fuente.

❖ Características de modulación

En términos generales, la modulación es la operación por la cual la información se coloca en una onda óptica coherente al imponer una alteración variable en el tiempo a una de sus características detectables. Esta definición es para hacer una diferencia entre modulación y muestreo, al que se considera generalmente como una operación de alteración en la posición espacial de una onda de luz en respuesta de una señal conductora [14].

Es importante recalcar que el término de muestreo se utilizará a lo largo del presente trabajo para hablar del instante de decisión en la recepción del estado de la señal, es decir, se tiene un valor de la señal dado en un cierto momento, que se comparará con el valor del umbral previamente definido para determinar si el valor de la señal recibida es “1” ó “0”.

❖ Características de la corriente – potencia óptica

Cuando una corriente fluye en la unión del diodo, las condiciones de equilibrio térmico entran en disturbio por la adición del exceso de electrones en la región n y el exceso de huecos en la región p. Si la corriente es constante, es decir, el disturbio persiste, entonces una nueva condición de equilibrio se establece. La velocidad total a la cual los portadores son generados es la suma de la fuente externa y la velocidad de generación térmica. La velocidad de recombinación es, como antes, igual a $B_r np$.

Se quiere resolver la densidad de portadores en equilibrio cuando fluye la corriente constante. Las unidades de n y p son m^{-3} . Las unidades para la corriente deberían reducirse a electrones por segundo por unidad de volumen, lo que generalmente se

consigue utilizando la densidad de corriente J , en amperes por metro cuadrado, que fluye a través de una región de grosor d . La densidad de corriente puede ser expresada como J/qd (electrones por segundo por metro cúbico), o también puede expresarse como I/q . Si la fracción de la recombinación que produce fotones es η , entonces serán $\eta I/q$ fotones por segundo. Como cada fotón es equivalente a hf joules, la potencia óptica producida por la unión del diodo es: [10]

$$P_0 = \eta \frac{I}{q} hf \quad [W]$$

Como en los sistemas de ondas de luz, generalmente se describe las características espectrales en términos de la longitud de onda en vez de la frecuencia, la potencia de salida puede ser expresada

$$P_0 = \frac{h c \eta}{q \lambda} I \quad [W]$$

Al sustituir los valores de las constantes apropiadamente para h , c y q , la ecuación se puede reescribir como

$$P_0 = \frac{1.24 \eta I}{\lambda} \quad [W]$$

donde λ debe estar en μm .

❖ Tiempo de subida (Velocidad de modulación)

Se define el tiempo de subida (*rise time*) como el tiempo que se requiere para que la variable, ya sea voltaje o corriente, alcance su valor final a partir del valor inicial. Muchas respuestas aproximan su valor final de alguna manera exponencial, pero el tiempo de subida, estrictamente hablando, será infinito. Pero lo que se trata es de encontrar una definición más realista; es claro, que de las definiciones que existen para este parámetro, ninguna es superior a la otra, por lo que se puede decir de manera apropiada [10]

$$\frac{1}{2BW} < t_r < \frac{1}{BW}$$

El tiempo de subida t_r y el tiempo de bajada t_f (*fall time*) deben ser pequeños para altas velocidades de datos. Generalmente los especifica el fabricante de la fuente. La relación entre el ancho de banda óptico y el tiempo de subida, o bajada, está dada por [2]

$$BW_{opt} = \frac{0.35}{t_r}$$

1.4 Receptores

La función de un receptor óptico es detectar la señal óptica en la fibra óptica, convertirla a una señal eléctrica, ya sea voltaje o corriente, y amplificarla si es necesario para la demodulación y todo el proceso siguiente [11].

1.4.1 Tipos de fotodetectores para los sistemas con fibras ópticas

En los sistemas de transmisión con fibras ópticas, los fotodiodos semiconductores son siempre usados como fotodetectores. Sus dimensiones se ajustan al diámetro de la fibra, y se producen de varios materiales y con varios diseños, dependiendo de la aplicación [12]. Los fotodetectores son una parte integral de un receptor óptico, y son dispositivos que se usan en el final de la fibra óptica de recepción del sistema de comunicación.

❖ Fotodetectores p-n

Uno de los fotodetectores más populares son los fotodiodos. Es un diodo operado en el modo inverso, con la región de empobrecimiento expuesta a la energía óptica. Recordar que un diodo no polarizado, tiene una región de empobrecimiento relativamente angosta, donde hay pocas cargas móviles (electrones o huecos). Con un incremento en la polarización inversa, la región de empobrecimiento se hace más ancha. Los fotones que inciden en la región de empobrecimiento producen pares de electrón-hueco (cargas móviles), que pueden moverse al aplicar voltaje a través de la unión [2].

Dentro de la región de empobrecimiento, los electrones y huecos se mueven debido al voltaje aplicado. Al ser la región de empobrecimiento una zona de alta resistencia, la mayor parte del voltaje E aparece a través de dicha región y acelera el movimiento generado por electrones y huecos. Algunos de los fotones pueden ser absorbidos en las regiones P y N fuera de la región de empobrecimiento. Sin embargo, las cargas móviles correspondientes, se mueven por difusión a una velocidad muy baja, y la mayoría de ellos se recombinan a lo largo del camino, contribuyendo muy poco a la corriente óptica resultante.

En consecuencia, es deseable agrandar la región de empobrecimiento tanto como sea posible, para que de este modo, más fotones puedan ser absorbidos y producir una corriente óptica mayor.

❖ Fotodetectores p-i-n

Para conseguir un incremento efectivo en el área sensitiva, se desarrolló el diodo PIN (*positive-intrinsic-negative*). Es importante notar que la corriente generada por los fotones (fotocorriente) tiene la misma polaridad que la corriente del diodo en inversa (la corriente de fuga); por lo que es importante mantener la corriente de fuga (corriente de oscuridad) tan pequeña como sea posible [2].

La estructura de un fotodiodo PIN consiste en regiones P-N separadas por una región de material intrínseco. Dicho material no está especialmente dopado; es un semiconductor, silicio para un diodo de silicio o germanio para un diodo de germanio.

La región del material intrínseco tiene pocas cargas móviles, típico de todos los semiconductores. Se asemeja a la región de empobrecimiento. Es decir, el diodo PIN es empobrecido. No hay necesidad de una polarización en inversa para producir una región mayor de empobrecimiento, lo que permite al PIN ser operado con una polarización inversa de cero (modo fotovoltaico) o polarización en inversa (modo fotoconductor).

Al ser incrementada el área fotosensitiva por la introducción de la región intrínseca, la respuesta se ve también aumentada. Además la respuesta en tiempo se reduce en comparación con el diodo P-N. Primero, no hay fotogeneración en las regiones P o N (es decir, las regiones donde las cargas se mueven muy lentamente) para provocar una respuesta lenta. Segundo, debido a que la región de empobrecimiento es mayor, la capacitancia interelectrodo es más pequeña, permitiendo una respuesta más rápida.

Las dos ventajas principales del PIN sobre otros fotodetectores son su velocidad y el bajo voltaje de operación. Por ejemplo, el diodo P-N requiere entre 20 y 40 V, o más para el modo fotoconductor, mientras que el PIN puede operar en el intervalo de 8 a 10 V en el modo fotoconductor en polarización inversa y con 0 V el modo fotovoltaico. En ambos casos, al incrementarse la polarización inversa tiende a producir una respuesta más rápida. El tiempo requerido por los electrones para viajar de P a N se reduce al incrementarse la polarización inversa.

❖ Fotodetectores de avalancha (APD)

El fotodiodo de avalancha tiene las características básicas de un diodo de avalancha. Los electrones fotogenerados se aceleran por el relativamente grande, voltaje de inversa y colisionan con otros átomos, generando nuevos electrones libres que continuarán chocando y produciendo nuevos electrones de conducción. Un solo electrón fotogenerado puede convertirse en hasta más de 100 electrones libres por el efecto de multiplicación por avalancha. Esto produce un fotodetector altamente sensible con una reacción entre 25-100 A/W, en comparación del 0.5-0.8 A/W de un fotodiodo P-N [2].

Para lograr el efecto avalancha, se requiere de un voltaje de polarización en inversa alto. El APD generalmente opera de 40 a 400 V de polarización en inversa. Con estos altos voltajes, la respuesta en tiempo es muy pequeña. Los electrones consiguen una velocidad muy alta al viajar a través de la estructura P-N. (De manera típica, el tiempo de apagado (*turn-off*) de un APD es mayor que el tiempo de encendido (*turn-on*), reduciéndose así la velocidad de operación).

El APD tiene un nivel de ruido interno más alto (causado por una corriente eléctrica aleatoria) que los diodos P-N o PIN. También son más sensibles a la temperatura que los P-N y PIN. El ruido interno se mejora en el reach-through APD, donde el voltaje desarrollado a través de la región interna activa está cuidadosamente controlado.

1.4.2. Características de los fotodiodos

❖ Sensibilidad

La sensibilidad (o umbral de detección) del receptor es la mínima potencia óptica de entrada que sea adecuada para producir una señal de salida con una calidad requerida (un valor requerido de relación señal-ruido o tasa de errores de los bits). Generalmente se expresa en dBm, usualmente en números negativos, lo que implica que la sensibilidad es menor a 1 miliwatt. Una mejor sensibilidad es equivalente a una menor señal de potencia mínima [10].

❖ Características espectrales

El espectro es el intervalo de frecuencias de una onda electromagnética. En transmisiones por fibra óptica, la onda de luz de un láser multimodo tiene un ancho espectral más grande, y por lo tanto mayor dispersión intermodal, que el que haría un láser de monomodo. En el espectro de la salida de un láser multimodo, habrá una oscilación a cada frecuencia para las cuales la ganancia es mayor que las pérdidas, y donde la cavidad óptica está en resonancia. La intensidad de cada modo de oscilación es proporcional a la diferencia entre la ganancia y las pérdidas en las cavidades.

❖ Ancho de banda de paso

Para una señal analógica, la banda de paso B, necesaria para transmitir la información es la frecuencia mayor a transmitir. A la banda de paso, se le puede asociar un tiempo de subida mínimo requerida por el sistema.

Mientras que para una señal digital, la banda de paso mínima necesaria depende del tipo de modulación y de la velocidad de transmisión binaria.

Se puede definir al tiempo de subida como el tiempo necesario para que el flujo energético pase de 10 a 90% de su valor máximo, ya que en el extremo de la fibra, el flujo energético pasa progresivamente de 0 a su valor máximo a causa de la dispersión. Con esto se le puede equiparar con la noción de retraso máximo. El tiempo de subida es una medida casi igual a la diferencia de tiempo de propagación entre los modos o componentes espectrales más “rápidos”, y los modos espectrales más “lentos”.

❖ Corriente de oscuridad

La corriente de oscuridad (I_D) es la corriente que se produce en el diodo con una polarización en inversa sin luz incidente. Esta corriente contribuye al ruido interno y debe considerarse dentro del diseño del circuito como una corriente de fuga en el diodo.

1.5 Métodos para mejorar las propiedades de los sistemas ópticos

1.5.1 Multiplexaje óptico

Como se sabe, un canal digital de voz opera a 64 kb/s. La mayoría de los sistemas de comunicaciones por fibra óptica son capaces de transmitir a una velocidad de más de 100 Mb/s. Para utilizar el sistema a su máxima capacidad, es necesario transmitir varios canales simultáneamente a través del multiplexaje. Hay dos maneras principales de lograr esto: multiplexaje por división de tiempo (TDM *Time-Division Multiplexing*) y el multiplexaje por división de frecuencia (FDM *Frequency-Division Multiplexing*). Ambos, TDM y FDM, pueden ser implementados tanto en medios eléctricos como ópticos; al FDM óptico se le conoce como multiplexaje por división de longitud de onda (WDM *Wavelength-Division Multiplexing*) [6].

La falta de estándares internacionales en la industria de las telecomunicaciones durante los 80's permitieron el advenimiento de un nuevo estándar al que se le llamó en un principio *Synchronous Optical Network* (SONET), y más tarde se le denominó la *Synchronous Digital Hierarchy* (SDH). Éste define una estructura de tramas síncronas para transmitir señales digitales TDM.

No hay que olvidar que los progresos en el modo de transferencia asíncrona (ATM *Asynchronous Transfer Mode*) en las redes, harán que se modifique considerablemente la tecnología óptica.

Idealmente, un incremento dramático en la capacidad de información de una fibra puede ser aumentada al transmitir simultáneamente señales ópticas sobre la misma fibra, de diferentes fuentes de luz, teniendo el espacio apropiado entre picos de longitud de onda de las señales que son emitidas. Al operar cada fuente con una longitud de

onda pico diferente, la integridad de los mensajes independientes de cada fuente se mantiene para la siguiente etapa de conversión a señal eléctrica en la terminal final. Esta es la base del multiplexaje por división de longitud de onda, y como ya se había mencionado anteriormente, WDM tiene el mismo esquema que FDM usado en sistemas de radio, microondas y satélites [13].

1.5.2 Sistemas coherentes

Se dice que un sistema óptico es coherente si las propiedades de coherencia del campo óptico transmitido son de alguna forma explotadas en el receptor.

Hay autores que opinan que los sistemas ópticos coherentes son el futuro. En principio son iguales a los sistemas estándares de difusión en donde la portadora es modulada por la información para ser transmitida. Sin embargo, las técnicas de los circuitos convencionales usados en la modulación y demodulación no pueden ser usadas en las comunicaciones coherentes ópticas. La mayor dificultad es la frecuencia de la portadora, ya que la frecuencia de la luz es muy alta [2].

Para modular la amplitud de una fuente de luz, es decir, variar la amplitud de la portadora senoidal a $10^{12} - 10^{13}$ Hz, se requiere de una tecnología especial. De manera similar, los receptores no pueden usar amplificadores convencionales o tecnología de recepción heterodina. Los principios de esta tecnología se pueden aplicar, sin embargo los detalles no encajan del todo en la tecnología regular de estos circuitos.

Un fotodetector regular no puede ser usado en comunicaciones coherentes porque únicamente responde a la intensidad de la luz. Las comunicaciones coherentes consideran la luz como una señal senoidal, donde la amplitud, frecuencia y fase son parámetros importantes. Estos parámetros no tienen un papel importante en los sistemas de modulación de intensidad.

La potencia de los sistemas coherentes se basa en el enorme ancho de banda que puede proporcionar. Por ejemplo, si la portadora es de 2.3×10^{12} Hz, (λ de $1.3 \mu\text{m}$) tiene un ancho de banda modulado del 1% de la frecuencia de la portadora, se obtiene un ancho de banda de información de 23 GHz. Esto está muy lejos de lo que otros sistemas puedan ofrecer, y es compatible con las capacidades de fibras ópticas mono-modo, baja-dispersión.

Además del ancho de banda, los sistemas coherentes ofrecen la capacidad de los enlaces por fibra óptica de sólo requerir repetidores a grandes distancias, debido a la alta sensibilidad en los receptores.

1.5.3 Amplificadores ópticos

Los amplificadores de fibra dopada se obtienen al dopar el vidrio que constituye el núcleo de una fibra óptica con iones de materiales pertenecientes al grupo de las tierras raras (Er, Yb, Nd, Pr). El medio activo es por lo tanto el propio núcleo de la fibra óptica y la inversión de población se obtiene a través del bombeo óptico de dichos iones, que los traslada de un estado energético fundamental a otro excitado. La ventaja principal de este tipo de dispositivos es que son compatibles con la fibra óptica que constituye el medio de transmisión. Además, dadas las reducidas dimensiones del núcleo y la naturaleza óptica de la señal de bombeo, es posible conseguir un solapamiento óptimo entre ésta y los iones que ha de excitar aprovechando las características de guía de onda cilíndrica que proporciona la fibra óptica, consiguiendo un amplificador insensible al estado de polarización de la señal a su entrada. La aparición de este tipo de dispositivos es relativamente reciente, si bien la primera demostración estimulada en una fibra dopada con neodimio data del comienzo de los años sesenta. Durante varios años (1961-1986), sin embargo, la investigación relacionada con estos dispositivos se detuvo debido fundamentalmente a la ausencia de otros componentes (fuentes ópticas de alta potencia para el bombeo eficiente de iones, fibras ópticas de bajas pérdidas para conseguir un bombeo óptimo, etc.) El desarrollo experimentado por las comunicaciones ópticas durante dicho período ha provocado el desarrollo de estos componentes [15].

El amplificador de fibra dopada (DFA) más popular en la actualidad es aquel que emplea iones de erbio (EDFA - *Erbium Doped Fibre Amplifier*).

Considerando las compatibilidades con las fuentes de semiconductor disponibles actualmente, las dos longitudes de onda de bombeo más adecuadas son 1480 nm (empleando un diodo láser de InGa AsP) y 980 nm (con un diodo láser de InGa As). La elección de una u otra longitud de onda depende del factor (ruido o saturación de ganancia) que sea de mayor importancia; lográndose en los 1480 nm un amplificador más ruidoso pero con mayor inmunidad a la saturación de ganancia, mientras que el bombeo a 980 nm proporciona un amplificador con prestaciones de ruido próximas a las ideales, pero más proclive a la saturación de ganancia. En ambos casos es posible obtener dispositivos con ganancias comprendidas entre 30 y 50 dB y eficiencias de bombeo del orden de 11 dB/mW.

Un amplificador de fibra Raman utiliza el esparcimiento de Raman que ocurre en las fibras de sílice cuando un haz de bombeo intenso se propaga a través de ella. A diferencia de la emisión estimulada, donde la emisión de un fotón incidente estimula la emisión de otro fotón idéntico sin perder energía, en el caso del esparcimiento estimulado de Raman (SRS - *Stimulated Raman Scattering*) el fotón de bombeo incidente cede su energía para crear otro fotón de energía reducida a una frecuencia menor (esparcimiento no elástico); la energía remanente se absorbe por el medio en forma de vibraciones moleculares. Por lo tanto estos amplificadores de fibra Raman deben ser bombeados de manera óptica para proporcionar ganancia, a diferencia de los amplificadores láser que pueden ser bombeados eléctricamente. Otra diferencia importante con los amplificadores láser es que el amplificador de fibra Raman no

requiere la inversión de población, ya que el SRS es un fenómeno no resonante y no lineal que no requiere transferencia de población entre los niveles de energía. El haz de bombeo y el de la señal, a dos frecuencias dadas, se inyectan en la fibra, transfiriéndose la energía del haz de bombeo al haz de la señal a través de SRS mientras los dos haces se propagan a través de la fibra [6].

Los amplificadores de fibra Raman tienen un gran ancho de banda, lo que los hace atractivos para las aplicaciones de comunicaciones por fibra óptica. Sin embargo se requiere una potencia de bombeo mayor para lograr un factor de ampliación grande. La potencia requerida puede en un momento dado reducirse para fibras más largas, siempre y cuando las pérdidas de la fibra se incluyan.

Conclusiones

Las fibras ópticas como medio de transmisión de la señal son un componente principal en sistemas de comunicaciones ópticas lo que justifica la importancia del estudio de sus características en las prácticas de laboratorio. Los fenómenos que se presentan en las fibras dependen de su tipo, lo que define las características a medir, y a su vez determina la elección adecuada de las técnicas de medición aplicables, tema al que está dedicado el siguiente capítulo.

En segundo plano se encuentran los transmisores, receptores y amplificadores ópticos por la importancia e interés que tienen para el estudio de sus características. Las particularidades importantes de dichos componentes son: el ancho de banda de paso, las características espectrales, las de transferencia y las del ruido.

Como se estudiarán las imperfecciones de la transmisión de la señal en los sistemas de comunicaciones ópticas, es necesario tomar en cuenta la interacción de la fibra óptica dentro de un enlace de comunicaciones, y no sólo como un elemento aislado. Por lo tanto es importante investigar las técnicas de caracterización de la calidad de transmisión de un enlace, que se verá en uno de los siguientes capítulos.

CAPÍTULO 2

MEDIDAS E INSTRUMENTACIÓN DE COMUNICACIONES ÓPTICAS

2.1. Introducción

Las mediciones en las fibras ópticas permiten obtener sus características, lo cual es importante tanto en el proceso de instalación como en el desempeño de los enlaces de fibra óptica.

Como se había mencionado, las características (parámetros) de fibra óptica se pueden clasificar en dos grupos:

- Características intrínsecas
- Características extrínsecas

Estos parámetros se encuentran relacionados entre sí; por ejemplo la atenuación de un enlace formado por varias secciones de fibra óptica depende de la variación del diámetro y apertura numérica de la fibra utilizada. Otro caso es la dispersión modal de una fibra óptica multimodo que está en función de la apertura numérica, el índice de refracción y el perfil de índice del núcleo. Debida a esta estrecha relación entre los parámetros es que se verán repetidas las técnicas de medición, ya que se presentarán distintas formas de clasificar a las mismas.

La Asociación de Industrias Electrónicas (EIA) ha publicado más de 200 procedimientos para las pruebas de fibra óptica (FOTPs – *Fiber Optic Test Procedures*). Estas técnicas de medición estandarizadas se dividen en los métodos de prueba de referencia (RTMs – *Reference Test Methods*) y los métodos alternativos de prueba (ATMs – *Alternative Test Methods*). Una RTM provee la medición de una característica particular, estrictamente de acuerdo a la definición que generalmente da el grado más alto de precisión y reproducibilidad, mientras que las ATM son más prácticas, pero pueden desviarse de la definición estricta; sin embargo debe haber alguna forma de relacionar los resultados obtenidos con los que se obtienen de una RTM [1].

Las **características intrínsecas** están relacionadas con el campo electromagnético, y mientras que teóricamente se pueden calcular basándose en las ecuaciones de Maxwell, prácticamente se utilizan los siguientes métodos: [2]

- Medición de las dimensiones geométricas
- Medición del índice de refracción
- Medición del diámetro del campo modal
- Medición de la longitud de onda de corte

Como ya se habrá podido concluir, las técnicas de medición para la caracterización de un sistema con fibra óptica existentes se pueden dividir de diversas formas, es decir, en función de la fuente óptica: coherente o no coherente; del tipo de fibra: monomodo o multimodo, o bien, si se realiza en función de sus parámetros de transmisión o características geométricas, éstas se volverían a subdividir dependiendo del tipo de fibra o fuente utilizada.

A continuación se enumeran los métodos que suelen aplicarse generalmente para la determinación de los parámetros mencionados, en base al tipo de fibra analizada.

Tabla 2.1. Técnicas de medición aplicadas a las fibras multimodo.

Métodos aplicados a fibras multimodo	<ul style="list-style-type: none"> • Diámetro del núcleo y de la cubierta (excentricidad) 	<ul style="list-style-type: none"> - microscopio - microscopio con videocámara - una plantilla de círculos concéntricos
	<ul style="list-style-type: none"> • Apertura numérica 	<ul style="list-style-type: none"> + de los tres anillos + campo lejano + campo cercano
	<ul style="list-style-type: none"> • Índice de refracción y perfil del índice 	<ul style="list-style-type: none"> - interferometría con una placa de muestra - interferometría transversal - campo cercano - campo lejano - reflexión - refracción

Tabla 2.2. Técnicas de medición aplicadas a las fibras monomodo.

Métodos aplicados a fibras monomodo	<ul style="list-style-type: none"> • Diámetro del campo modal 	<ul style="list-style-type: none"> - campo cercano - campo lejano - desplazamiento transversal - excitación con una abertura circular variable - campo lejano con una abertura, incluye el método de la navaja - de la máscara
	<ul style="list-style-type: none"> • Longitud de onda de corte 	<ul style="list-style-type: none"> + de la potencia transmitida + del diámetro de campo modal en función de la longitud de onda

Las **características extrínsecas** de las fibras ópticas ,como un componente del sistema de comunicaciones, están relacionadas con sus **propiedades de transmisión**:

- Atenuación o coeficiente de atenuación
- Ancho de banda o dispersión del pulso

Sin olvidar que estos parámetros tendrán una importancia diferente, dependiendo del tipo de fibra de la que se esté tratando, es decir, si es monomodo, o alguna de las variedades de fibra multimodo [3].

Estos datos generalmente los provee el fabricante de fibras ópticas, siendo dicha información de gran importancia para el diseñador de sistemas a fin de elegir las fibras, materiales y dispositivos más adecuados para la aplicación a la cual esté enfocado dicho sistema. Sin embargo, aunque el diseñador del sistema y el usuario del sistema no realizan las mediciones fundamentales de las características de las fibras, hay un requerimiento para las mediciones de campo con el fin de evaluar el desempeño total del sistema, y para funciones tales como la localización de una falla [1].

En la tabla 2.3 se presenta de manera concreta la clasificación de los tipos de medición de la atenuación en las fibras ópticas o pérdidas en los componentes pasivos de un sistema de comunicaciones ópticas. Más adelante se describirán dichos métodos.

Tabla 2.3. Clasificación de los métodos de medición de la atenuación.

	- De corte (<i>cut-back</i>)
Métodos de medición de la atenuación	- Por pérdidas de inserción (sustitución) (de especial interés para las multimodo)
	- Por retroesparcimiento

La **dispersión de pulso** se refiere al incremento en el ancho del pulso (espacial) o en la duración del mismo (tiempo) como resultado de la dispersión. La distorsión es causada al extenderse en el tiempo y el espacio un pulso electromagnético, tal como un pulso óptico, propagándose a lo largo del medio en que viaja, como en el caso de una fibra óptica [4].

Tabla 2.4. Clasificación de los métodos de medición de la dispersión.

	<ul style="list-style-type: none"> • Intermodal (Predominante en fibras multimodo) 	- Medida de ancho de banda en el dominio del tiempo.
Métodos de medición de la dispersión	Enfocados a la evaluación del ancho de banda de la fibra mediante técnicas en el dominio del tiempo o en el dominio de la frecuencia.	- Medida de ancho de banda en el dominio de la frecuencia.
	<ul style="list-style-type: none"> • Intramodal o cromática (Predominante en fibras monomodo) 	+ Técnica de medida de retardos.
	Enfocados a obtener una medición precisa de los parámetros de dispersión cromática.	+ Técnica de medida de desfase. +Técnica interferométrica.

Es importante recordar que tanto en la medida de atenuación en fibras como en la medida de dispersión, hay que hacer una clara distinción entre fibras multimodo y fibras monomodo. Aunque la diferencia entre ambas parece más evidente en la medida de dispersión total, también con relación a la medida de atenuación conviene aclarar previamente ciertos mecanismos que afectan a la propagación en fibras multimodo, y que deben ser tenidos en cuenta en el proceso de medición. Los efectos a los que se hace referencia se derivan principalmente de dos fenómenos en fibras multimodo, la **atenuación modal diferencial** (AMD) y el **acoplo modal** [3].

2.2. Técnicas de medición de parámetros intrínsecos

Para obtener el **diámetro del núcleo** y de la cubierta, así como otros parámetros como la excentricidad, se puede utilizar:

1. Un microscopio
2. Un microscopio con videocámara
3. Una plantilla de círculos concéntricos

Los métodos para medir la **apertura numérica**:

1. De los tres anillos
2. Campo lejano
3. Campo cercano

Para lograr la medición del **perfil de índice** se tienen los siguientes métodos:

1. Interferometría con una placa de muestra
2. Interferometría transversal
3. Campo cercano (También permite obtener el diámetro del núcleo y la cubierta)
4. Campo lejano
5. Reflexión
6. Refracción

2.2.1. Técnicas para la medición del diámetro del núcleo y la cubierta

En general estas técnicas se aplican a fibras *multimodo*.

Los valores típicos de los diámetros del núcleo y la cubierta de fibras de cuarzo diseñadas para comunicaciones son: 50/125, 62.5/125 y 100/140 para fibras multimodo, y de 9/125 para fibras monomodo, donde el numerador es el diámetro del núcleo y el denominador es el diámetro de la cubierta en μm .

La manera de realizar la medición de estos diámetros es observando la superficie del extremo de la fibra mediante un microscopio de unos 400x de amplificación que

contenga una regleta graduada con una resolución de $1\mu\text{m}$ para poder realizar las mediciones correspondientes. Puede ayudar en esta determinación del valor de los diámetros el iluminar el otro extremo de la fibra con una fuente luminosa que no sea dañina para el ojo. También puede utilizarse un microscopio con una videocámara, donde las dimensiones son medidas digitalmente.

Debido a que la mayoría de las uniones utilizan la superficie externa de la cubierta como referencia para la alineación, no sólo los núcleos deben tener la misma geometría, sino también las cubiertas de las fibras unidas. De aquí la importancia del concepto de **excentricidad**, encontrándose la excentricidad del núcleo como la distancia entre los dos centros del núcleo y la superficie de referencia, como una capa de la superficie exterior, dividido por el diámetro del núcleo.

Un método más sencillo para verificar simultáneamente los diámetros del núcleo y la cubierta, sus tolerancias, elipticidades y concentricidades consiste en la comparación de la imagen del extremo de la fibra con una plantilla de cuatro círculos concéntricos, que se tomarían como una medida patrón.

También es posible medir simultáneamente los diámetros del núcleo y la cubierta a través de la medición del perfil de índice por el método de campo cercano.

2.2.2. Técnicas para la medición de la apertura numérica

Estas técnicas suelen aplicarse tanto a fibras *multimodo* como *monomodo*.

Los valores típicos de apertura numérica son de aproximadamente de 0.11 para fibras monomodo, y de 0.16 a 0.30 para las multimodo diseñadas para comunicaciones.

La apertura numérica en fibras ópticas es un parámetro importante del que dependen otros, como la cantidad de luz que es capaz de aceptar la fibra ante una determinada fuente, por ejemplo un LED, o también relacionada con el número de modos que se propagan en dicha fibra, y en consecuencia relacionada con las características de dispersión intermodal de la misma [3].

Cuando el índice del núcleo es una función de la variable radial r , lo que sucede en las fibras de índice gradual, la apertura numérica también es una función de la misma variable radial, y recibe el nombre de **apertura numérica local**, que se expresa como.

$$AN(r) = \sqrt{n_1^2(r) - n_2^2}$$

De aquí se deduce que para un cierto valor de la posición radial del punto de entrada (o salida) de la luz en una fibra óptica de índice gradual existe su propia apertura numérica local $AN(r)$. Como el valor nominal de la apertura numérica AN dado por un fabricante

para una fibra óptica de índice gradual, se considera el valor máximo de la apertura numérica local en el centro del núcleo.

❖ Método de los tres anillos

En este método se proyecta una fuente de luz láser con el haz paralelo con distintos ángulos sobre un extremo de la fibra, mientras que del otro lado se coloca un microscopio. Para los ángulos de entrada del haz menores que el ángulo máximo, el extremo de salida tiene un núcleo más oscuro que la cubierta. Se gira la fuente de luz hasta detectar un anillo luminoso en la interfaz entre el núcleo y la cubierta, y esto sucede cuando el ángulo de entrada corresponde al ángulo de entrada máximo α_{0m} del cono de admisión.

Esta es la técnica más conveniente para las fibras *multimodo de índice escalonado*.

❖ Método del campo lejano

Se recomienda esta técnica para las fibras *multimodo de índice gradual*.

Comúnmente usado para la determinación de la apertura numérica en fibras, basado en la medida del patrón de radiación en campo lejano. Recordar que la condición de **campo lejano** se produce a distancias $D \gg x^2/\lambda$, donde x es la dimensión transversal del patrón de campo cercano y λ es la longitud de onda. Por ejemplo, una fibra *multimodo* con un núcleo de diámetro de $50 \mu\text{m}$ ($x=50 \mu\text{m}$ y una longitud de onda de $1 \mu\text{m}$, de forma que la distancia es del orden de $D \gg 2.5 \mu\text{m}$. En el caso de fibras *monomodo* la distancia es del orden de $D \gg 0.1 \mu\text{m}$. En general, para efectos prácticos, la medida de campo lejano se realiza a distancias mucho mayores que las citadas.

En este método se obtiene una relación entre la potencia obtenida en la superficie de salida de una fibra óptica y el fotodetector, el cual tiene un pequeño diafragma; se dice que es pequeño en relación con la distancia entre el extremo de la fibra y el mismo fotodetector.

En la posición inicial, el fotodetector debe registrar la máxima potencia de salida de la fibra. Se va variando el ángulo de incidencia con el que ambos, fibra y fotodetector, se “miran”, hasta llegar a un 5% de la máxima señal. En este punto se encuentra el ángulo máximo de salida de la apertura numérica de la fibra óptica. La expresión correspondiente es [3]:

$$AN = \arcsen\left(\frac{a_1 - a_2}{2}\right)$$

donde α_1 y α_2 son los ángulos que se midieron al 5% del nivel máximo de potencia por ambos lados del valor máximo encontrado.

En los procedimientos de EIA, en la norma RS-455-47, se establece la utilización de 2m de fibra, así como los ángulos de caída del patrón por debajo del 5% de la intensidad máxima, $\theta_{0.05a}$ y $\theta_{0.05b}$, a partir de los cuales se calcula como la media el valor de ángulo $\theta_{0.05}$ de aceptación y con éste el valor de la apertura numérica [3]:

$$NA = \text{sen } \theta_{0.05}$$

Las razones por las que se escoge una reducción del 5% del patrón de radiación y no una inferior son de tipo práctico. Por un lado la forma del patrón de radiación se hace más plana a partir de estos valores, y por lo tanto resulta más difícil la evaluación del ángulo; por otro lado, la reducción de la potencia puede generar problemas de relación señal a ruido en la detección. Por estos motivos se adopta un criterio estándar de medida, de forma que existe una pequeña discrepancia con respecto al valor exacto calculado mediante el perfil de índice (correspondiente a $\theta_{0.00}$), y que no supone un gran problema debido a que en general se comparan fibras medidas mediante el mismo método.

❖ Método del campo cercano

En este método se obtiene la relación entre la potencia $P(r)$ lograda en un punto de la superficie de salida de la fibra óptica con respecto a la posición radial r de dicho punto. La relación sería [3]:

$$\frac{P(r)}{P_m} = \left[\frac{AN(r)}{AN} \right]^2 = \frac{[n_1(r)]^2 - n_2^2}{n_{1m}^2 - n_2^2}$$

donde

- P_m es la potencia en el centro del núcleo
- AN es la apertura numérica en el centro del núcleo
- n_{1m} es el índice de refracción en el centro del núcleo
- n_2 es el índice de refracción de la cubierta

Como se observa, es necesario determinar la función de apertura numérica local $AN(r)$ y el perfil del índice de refracción del núcleo de la fibra $n_1(r)$. También es evidente que en dicha expresión, se debe conocer el valor absoluto del índice de refracción de la cubierta n_2 .

Este método también se utiliza en las fibras *monomodo*.

Para las fibras multimodo de índice escalonado es necesario enfocar la luz al centro del extremo de la entrada con un tamaño del punto focal mucho menor que el diámetro del

núcleo de la fibra, para así evitar los modos de fuga que aumentan el valor que se mida de la apertura numérica.

Recordar que los modos de fuga no son los modos dirigidos y tienen una atenuación de propagación grande. Debe utilizarse una fuente óptica que produzca una excitación uniforme, es decir, donde todos los modos dirigidos están igualmente excitados.

2.2.3. Técnicas para la medición del índice de refracción y el perfil del índice

Estas técnicas son de mayor interés para las fibras *multimodo*, pero también se aplican a fibras *monomodo*.

El conocimiento del perfil de índice de refracción en fibras ópticas tiene una gran importancia para la predicción de diferentes propiedades de propagación, como son las de dispersión, tanto en fibras multimodo como monomodo, así como las propiedades en relación a la aceptación de luz (Apertura Numérica). En general los métodos de medida del perfil de índice de refracción permiten optimizar los procesos de fabricación de fibras, sobre todo en los casos de perfiles especiales, como en fibras multimodo de índice gradual, o fibras monomodo de dispersión desplazada o aplanada.

Sin olvidar que para una fibra óptica multimodo de índice gradual el valor del índice de refracción del núcleo oscila entre un valor máximo n_{1m} , en el centro del núcleo hasta un mínimo en la periferia del núcleo, que es igual al de la cubierta, n_2 , esto es:

$$n_1(r) = n_{1m} \sqrt{1 - 2\Delta \left(\frac{r}{a}\right)^g},$$

donde

- r es la variable radial,
- a es el radio del núcleo,
- g es el parámetro del perfil,
- Δ es la diferencia relativa de índices.

La diferencia relativa de los índices se puede encontrar a través de la siguiente expresión:

$$\Delta = \frac{n_1^2 - n_2^2}{2n_1^2} \approx \frac{n_1 - n_2}{n_1},$$

y se relaciona con la apertura numérica de la siguiente manera:

$$AN = n_1 \sqrt{2\Delta}.$$

❖ **Método de interferometría con una placa de muestra**

Explicando esta técnica de manera bastante simplificada, se tienen dos brazos de vía óptica, en cada una de ellas se pondrá una placa formada por fibra, una de ellas será la de referencia y la otra en donde se colocará la muestra de fibra. Dos haces ópticos provocados por una fuente de luz coherente, viajan en las vías ópticas, causando franjas de interferencia como resultado de la diferencia de cambio de fase entre la placa de fibra y la de referencia. Como la placa de referencia es homogénea, la diferencia de fase corresponde al perfil del índice $n_1(r)$.

En la figura 2.1 se puede observar este método [5].

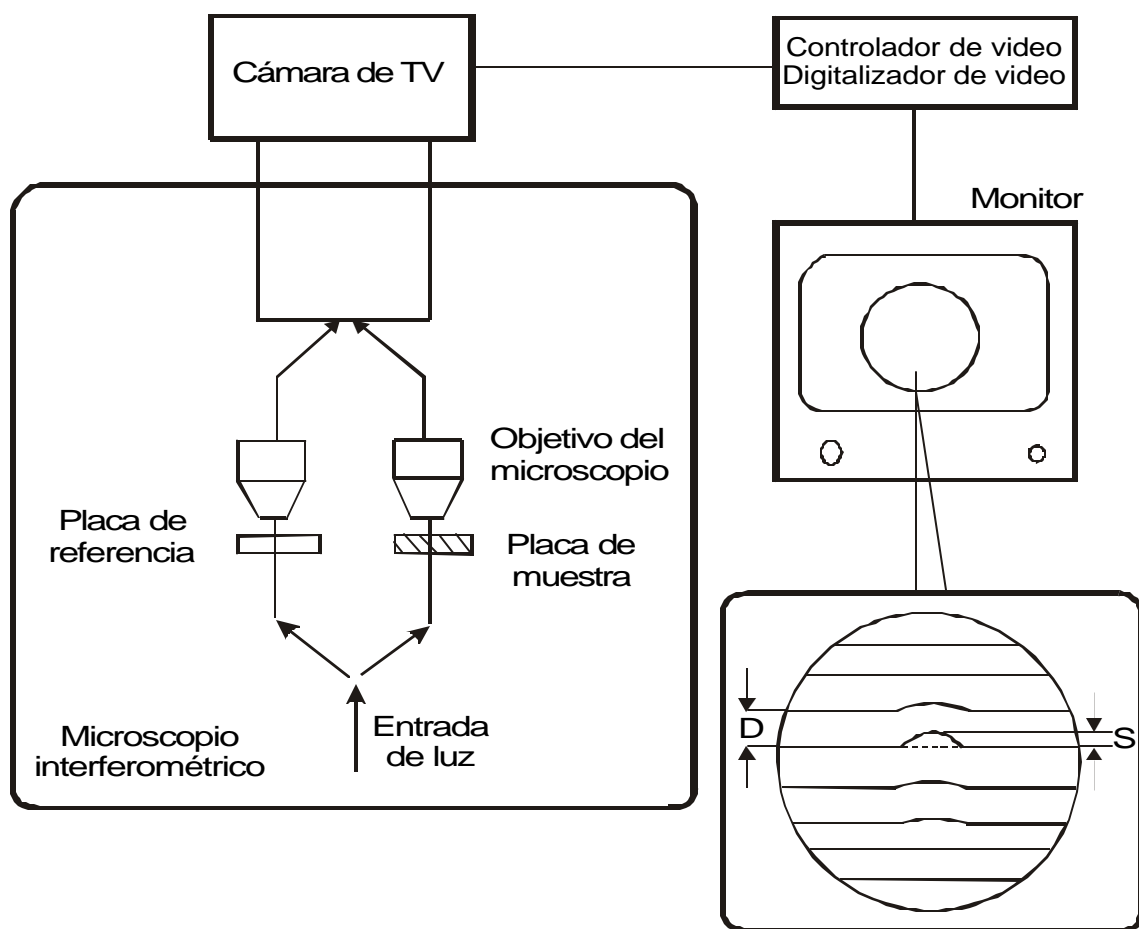


Figura 2.1. Medición del índice de refracción con el método de interferometría con una placa de muestra.

❖ Método de interferometría transversal

Esta técnica es bastante parecida a la anterior, pero no requiere la placa de muestra de la fibra, ya que la fibra se coloca en un aceite adaptador de índice, transversalmente a la luz. Así, la diferencia de fase causada por el perfil del índice $n(r)$ se encuentra como una traslación de la franja de interferencia.

❖ Método del campo cercano

Como se había mencionado, este método también permite la obtención de la medida del diámetro del núcleo y de la cubierta.

Al igual que el método de reflexión está basado en un concepto sencillo, el método de medida de campo cercano constituye una de las técnicas de más fácil implementación, y por este motivo una de las más usadas. En esta técnica, el perfil del índice de refracción se obtiene midiendo la distribución de potencia óptica a la salida de la fibra, en función de la posición transversal, siendo ésta iluminada por una fuente que se enfoca en un extremo de la fibra para excitar todos los posibles modos en la misma, es decir existe una excitación uniforme. La medida de potencia se realiza a muy poca distancia del corte de la fibra, de forma que ésta se puede considerar en campo cercano. A su salida se utiliza un sistema de lentes para obtener una proyección de la distribución de campo cercano, y permitir su medida con mayor precisión espacial, utilizándose un detector en un sistema de barrido transversal [3].

❖ Método del campo lejano

Usa el patrón de radiación delantero de la fibra, y su utilización involucra una serie de cálculos matemáticos.

❖ Método de reflexión (valor absoluto del índice)

Este método se aplica tanto a fibras *multimodo* como *monomodo*.

Los métodos de reflexión son los más sencillos conceptualmente, ya que están basados en el hecho de que la capacidad de reflexión en una superficie dieléctrica depende de los índices de refracción de dicha superficie y del medio circundante.

Un conocimiento detallado del perfil del índice de refracción permite predecir la respuesta impulso de la fibra. Por consecuencia la capacidad de información depende fuertemente del perfil del índice de refracción.

Una manera de lograr esta medición es aplicar directamente a la superficie de la fibra cortada un haz colimado, es decir la orientación del rayo visual en una determinada dirección. La intensidad de la luz reflejada se observa en un plano posterior, a través del mismo sistema de lentes utilizado para su inyección. Pueden ser diversos los métodos para la medida de la luz reflejada, desde su impresión en una película fotográfica y posterior medida, hasta la utilización de detectores con barrido espacial para la medida electrónica directa. Otra manera de lograr dicha medición es aplicando un haz enfocado en la superficie de la fibra, el cual realiza un barrido lento a lo largo de la misma. La señal reflejada se separa en un divisor de haz para la monitorización del enfoque y para la medida de su potencia. Previamente a la inyección, el haz de salida del láser es filtrado espacialmente de forma que se pueda obtener una alta resolución en el enfoque.

En ambos casos es importante eliminar la reflexión de potencia proveniente del extremo final de la fibra, para lo que se utilizan aceites adaptadores de índices. Asimismo, hay que resaltar la dificultad en la medida precisa de las pequeñas variaciones de potencia debidas al índice de refracción, que pueden verse afectadas por fluctuaciones de ruido en la detección electrónica, así como por la existencia de irregularidades o de sustancias contaminantes en el corte de la fibra.

La relación entre potencia óptica incidente y reflejada en la superficie de la fibra se puede encontrar mediante la expresión [3]:

$$\frac{P_r}{P_i} = \left(\frac{n(r) - n_0}{n(r) + n_0} \right)^2$$

donde

- P_r es la potencia óptica reflejada
- P_i es la potencia óptica incidente
- $n(r)$ es el perfil de índice del núcleo
- n_0 es el índice de refracción del medio circundante
que sería =1 si se considera aire el medio circundante

Debido a la dificultad de medir la pequeña proporción de señal reflejada con respecto a la potencia incidente, la medición suele realizarse considerando la potencia reflejada en la zona de la cubierta como referencia. Dicha potencia viene dada por la expresión [3]:

$$\frac{P_c}{P_i} = \left(\frac{n_2 - n_0}{n_2 + n_0} \right)^2$$

donde

- P_c es la potencia reflejada en la zona de la cubierta
- n_2 es el índice de refracción de la cubierta

De las expresiones anteriores, y definiendo la relación entre potencia reflejada en el núcleo y la cubierta como [3]

$$F(r) = \frac{P_r}{P_c}$$

se obtiene la siguiente expresión para la variación del índice de refracción a lo largo del núcleo:

$$n(r) - n_2 = \frac{(n_2^2 - n_0^2)(\sqrt{F(r)} - 1)}{(n_2 + n_0) - (n_2 - n_0)\sqrt{F(r)}}$$

❖ Método de refracción

En el método de refracción, a diferencia del método de medida de campo cercano, no se mide la cantidad de luz guiada en la fibra, sino la luz que sale de la misma desde el núcleo.

Para obtener el perfil del índice con este método se utiliza la siguiente expresión, apoyándose en la óptica geométrica [3]:

$$[n_1(r)]^2 - n_2^2 = n_2^2(\text{sen}^2 \alpha_1 - \text{sen}^2 \alpha_2)$$

donde

- α_1 es el ángulo de entrada al extremo de la fibra
- α_2 es el ángulo de salida de la superficie lateral de su cubierta cuando se usa un aceite adaptador de índice, cuyo índice de refracción es $n_{\text{aceite}} = n_2$

Para suprimir los rayos de fuga se utiliza una pantalla opaca alrededor de la fibra. Este método se ilustra en la figura 2.2:

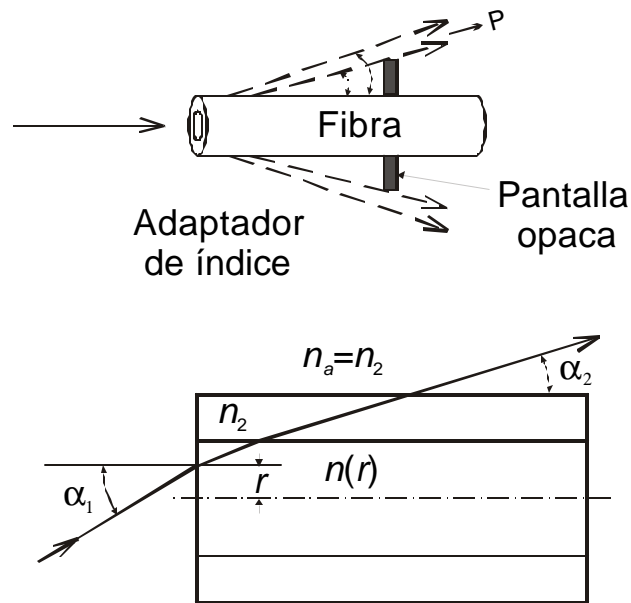


Figura 2.2. Medición del perfil del índice por el método de refracción.

2.2.4. Técnicas para la medición del diámetro del campo modal

De mayor interés para las fibras *monomodo*.

En las fibras *multimodo*, un parámetro fundamental es la apertura numérica NA o el diámetro del núcleo, mientras que para fibras *monomodo*, dicho parámetro es el diámetro de campo modal. A partir de éste se pueden calcular otros de gran interés, como las pérdidas en empalmes, pérdidas por microcurvaturas, dispersión, etc.

Una de las primeras definiciones de diámetro de campo modal considera este diámetro entre los puntos en que dicha distribución cae hasta e^{-1} en campo eléctrico (e^{-2} en potencia óptica).

Para la medición del **diámetro del campo modal**, las técnicas que se aplican son:

1. Campo cercano
2. Campo lejano
3. Desplazamiento transversal
4. Excitación con una abertura circular variable
5. Campo lejano con una abertura, incluyendo el método de navaja
6. De la máscara

El modo fundamental de una fibra óptica monomodo es el modo LP₀₁ (HE₁₁). Se considera que la distribución transversal del campo de dicho modo no es una función

gaussiana; sin embargo, al trabajar cerca de la longitud de onda de corte, la distribución del campo modal se puede aproximar a una función gaussiana.

Estas técnicas no están muy desligadas, ya que finalmente el concepto de campo cercano está implícito en varias de ellas. El diámetro del campo modal se considera como 2ω , en donde, como es lógico, ω es el radio del campo modal.

Es conveniente recordar que se considera campo cercano a la región próxima a una fuente óptica donde el patrón de radiación cuya potencia incidente por unidad de área, es altamente dependiente a la distancia desde la fuente, mientras que el campo lejano se considera cuando $D \gg x^2/\lambda$, donde x es la dimensión transversal del patrón de campo cercano y λ es la longitud de onda.

Como su nombre lo indica en los métodos de **campo lejano** y de **campo cercano**, se utilizan patrones de medición contra los que se comparan las mediciones obtenidas de la fibra bajo estudio, con respecto a la intensidad en el campo correspondiente.

El método de **desplazamiento transversal** usa la relación de las pérdidas en la conexión y el compensación (*offset*) transversal, o lateral de la fibra.

El método de **excitación de apertura circular variable** usa una apertura circular donde se varía dicho círculo, y la luz transmitida a través de la apertura es usada para excitar a la fibra. El radio de campo modal, ω , se determina al medir la potencia de salida de la fibra.

El método de **apertura de campo lejano** utiliza varios tipos de apertura, como la circular, la de incisión o la de navaja. La luz transmitida a través de la apertura se mide y determina ω .

El método **de la máscara** utiliza una máscara especial cuya transparencia es proporcional a la raíz cuadrada de la distancia al eje. El campo cercano de la fibra se aumenta y dicha máscara se localiza después del campo cercano aumentado. La luz transmitida a través de la máscara se mide para determinar ω .

A pesar de que el parámetro ω no es suficiente para determinar las características del campo modal, excepto para la distribución gaussiana del campo, ω es un parámetro que es conveniente conocer para describir una fibra monomodo.

2.2.5. Técnicas para la medición de la longitud de onda de corte

La **longitud de onda de corte** λ_c se obtiene con los siguientes métodos:

1. De la potencia transmitida
2. Del diámetro de campo modal en función de la longitud de onda

La longitud de onda de corte en fibras *monomodo* indica la longitud de onda a la cual el modo LP_{11} entra en corte, y por lo tanto únicamente se produce la propagación del modo fundamental (LP_{01}). Esta condición de corte se relaciona con el parámetro adimensional de frecuencia normalizada (V), de forma que en condiciones ideales en cuanto a la geometría de la fibra (sin curvaturas, irregularidades a lo largo de su longitud, etc), la condición de corte del modo LP_{11} se produce para un valor de $V = 2.405$. La longitud de onda de corte λ_c se obtiene de este valor y utilizando los parámetros constructivos de la fibra [3].

Es importante el conocimiento preciso de la longitud de onda de corte en sistemas de transmisión de gran capacidad, dado que la propagación adicional del modo superior LP_{11} puede suponer la reducción de las prestaciones en cuanto a ancho de banda por dispersión bimodal, así como la aparición de ruido bimodal.

El concepto de longitud de onda de corte en una fibra de características reales, con irregularidades, curvaturas, etc., supone la inclusión de ciertas consideraciones adicionales a los parámetros constructivos anteriores. De forma general, y como consecuencia de las irregularidades y curvaturas que la señal encuentra en su propagación, el modo superior posible LP_{11} (poco confinado en las proximidades λ_c), encuentra unas pérdidas superiores al modo fundamental. Como consecuencia del fenómeno anterior hay que hablar de una longitud de onda de corte efectiva λ_{ce} , que siempre es inferior a la teóricamente calculada ($\lambda_{ce} < \lambda_c$).

❖ Método de la potencia transmitida

Como ya se había comentado éste es uno de los dos métodos que se pueden destacar de medida de la longitud de onda de corte efectiva, también conocida como la técnica de atenuación de curvatura simple; se utiliza una longitud de fibra corta (2m), midiendo la transmisión de potencia en función de la longitud de onda, y estando la fibra libre de curvaturas. Después se repite la medida de transmisión de potencia sometiendo a la misma fibra a una curvatura simple de entre 2 y 3 cm de diámetro [3].

Como se muestra en la figura 2.3, a consecuencia de la curvatura, el flanco de caída en la potencia transmitida se desplaza hacia longitudes de onda inferiores, pudiéndose utilizar la relación entre ambas curvas como medida de la atenuación de dicha curvatura sobre el modo LP_{11} . Se define en este método la longitud de onda de corte efectiva como el punto donde dichas pérdidas superan 0.1 dB, como se indica en la misma figura 2.3. b). Este método tiene la desventaja de que es únicamente aplicable a tramos de fibra de longitud inferior a los 10 m.

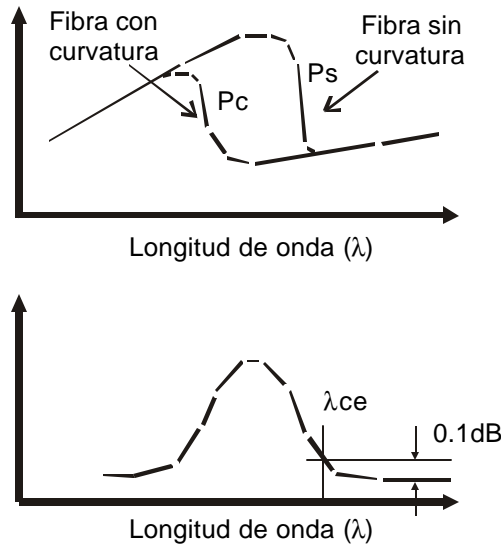


Figura 2.3. Método de curvatura simple para el cálculo de la longitud de onda de corte de una fibra óptica.

Resumiendo, este método de prueba básico para determinar λ_c está basado en la comparación de la potencia transmitida en una fibra corta bajo prueba, contra una potencia de referencia.

La figura correspondiente a este método es la 2.4.

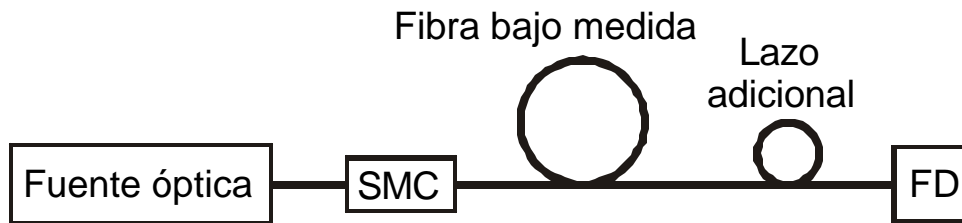


Figura 2.4. Método de la potencia transmitida.

❖ **Método del diámetro de campo modal en función de la longitud de onda**

En este segundo método, se aprovecha la variación en las condiciones de guiado en función de la longitud de onda (confinamiento del modo) para estimar λ_{ce} . Al aumentar la longitud de onda desde valores bajos, se observa un aumento en el diámetro del campo modal como consecuencia de su aumento en ambos modos LP_{01} y LP_{11} . Al acercarse a la longitud de onda de corte, el diámetro medido se reduce al eliminarse el modo LP_{11} . Para longitudes de onda superiores, el diámetro del campo sigue

aumentando únicamente debido al modo fundamental. La estimación de λ_{ce} se obtiene mediante el punto de corte de las dos rectas que se ajustan a ambas tendencias de variación, como se observa en la figura 2.5. [3]

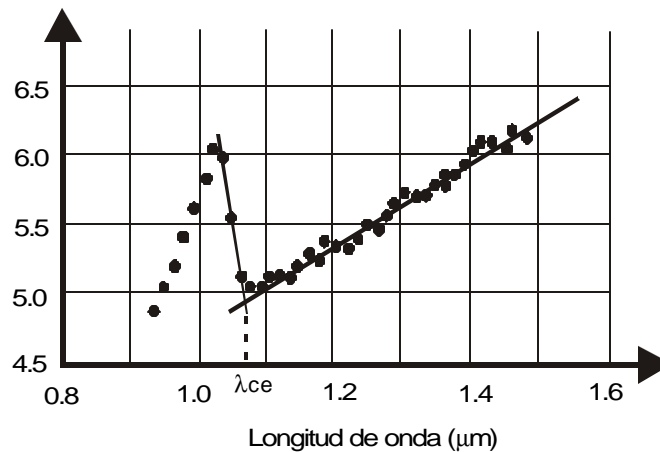


Figura 2.5. Método de cálculo de la longitud de onda de corte de una fibra óptica mediante la medida del diámetro de campo modal.

En este método, la longitud de fibra bajo medida no es un problema; sin embargo la medida del diámetro del campo modal es un proceso relativamente lento, que además está sujeto a sus propias limitaciones de exactitud. En este sentido, se han propuesto otros métodos más sencillos, también basados en las características de distribución modal, como es el de medida de la sensibilidad a desalineamientos transversales en empalmes. Esta técnica aprovecha que la inyección de luz en una fibra es mucho más sensible a desalineamientos transversales cuando se excita un solo modo (LP_{01}), que al excitar además modos superiores (LP_{11}).

2.3. Características de transmisión

Para la evaluación de las **características de transmisión** existen dos técnicas:

- Medición de la atenuación o pérdidas ópticas
- Medición de la dispersión de pulso o respuesta en banda base

2.3.1. Técnicas para la medición de atenuación

Para determinar la atenuación, básicamente se utilizan los siguientes métodos:

1. De corte (*cut-back*)
2. Por pérdidas de inserción
3. Por retroesparcimiento

La evaluación de las pérdidas es lo que mejor caracteriza el desempeño de la fibra tanto en el proceso de fabricación como en la manufactura del cable, instalación y servicio. Las primeras dos técnicas, dan un valor de atenuación entre dos secciones, mientras que la tercera es capaz de seguir una fluctuación local de pérdidas porque está basado en el principio de reflectometría. La atenuación a lo largo de la fibra tiene un comportamiento aproximadamente lineal en una escala logarítmica [2].

Como se mencionó anteriormente, en las fibras multimodo se presentan dos fenómenos. La atenuación modal diferencial AMD y el acoplo modal. El primero se resume en el hecho de que los modos con propagación menos confinada en el núcleo de la fibra sufren una mayor atenuación que los que se encuentran más concentrados hacia su núcleo. Esto se produce como consecuencia de una mayor sensibilidad de los primeros a variaciones geométricas, microcurvaturas y macrocurvaturas a lo largo de su propagación, y desemboca en una absorción de los mismos en la cubierta y recubrimiento primario. En el segundo fenómeno, el acoplo modal se presenta en la transferencia de potencia óptica entre modos cercanos, es decir, entre modos con constantes de propagación efectivas de valor similar. La transferencia de potencia, como en el caso anterior, se produce como consecuencia de irregularidades en la fibra.

Como consecuencia del acoplo de potencia entre modos adyacentes, la energía se va repartiendo hacia los extremos de la fibra, para finalmente perderse a través de la cubierta. La distribución de energía en la sección de la fibra tiende a alcanzar un patrón estable, de forma que la pérdida total de energía a través de la cubierta se mantiene constante en función de la distancia recorrida. Esta situación es la que se conoce como Estado Estacionario [3].

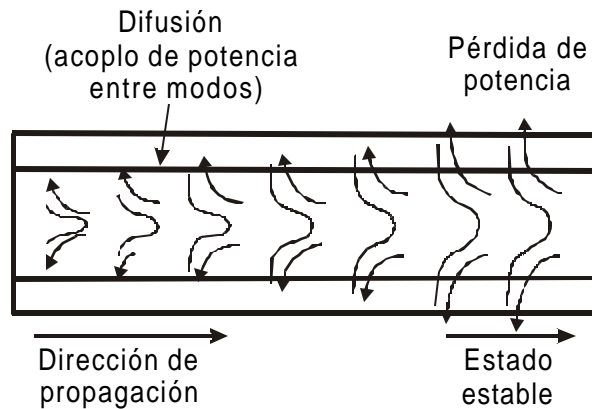


Figura 2.6. Efecto del acoplo modal en fibras multimodo hasta lograr el estado estacionario.

Se pueden presentar dos situaciones posibles en la evolución de la potencia óptica a lo largo de la fibra, las cuales corresponden a fibras multimodo subexcitadas y sobreexcitadas. En las primeras, la pérdida de potencia es inferior al principio de la

propagación, hasta que se alcanza el estado estable. En las segundas, sobreexcitadas, el gran número de modos que se propagan inicialmente con bajo nivel de confinamiento experimenta una mayor pérdida de potencia en los primeros metros, hasta que se alcanza el estado estable. Las pérdidas positivas y negativas con respecto al caso estable se denominan pérdidas transitorias [3].

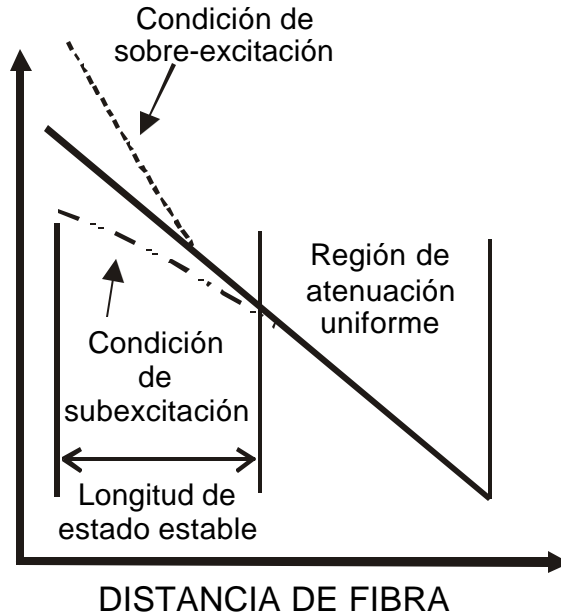


Figura 2.7. Efecto del acoplo modal sobre las pérdidas en fibras multimodo. Casos de subexcitación y sobreexcitación.

El valor de las pérdidas transitorias, así como la distancia a la cual se alcanza el estado estable, depende de diversos factores como el tipo de fibra, fuente óptica utilizada, etc. En general la distancia en alcanzar la condición de estado estable puede oscilar ente los 10 y 100 metros. Hay que destacar además que los efectos transitorios en la distribución modal pueden aparecer en los empalmes de fibra, debiéndose tener en cuenta en el diseño a la hora del cálculo total de atenuación de un sistema por tramos.

Los dos primeros métodos que se mencionan se aplican tanto en fibras *monomodo* como en las *multimodo*. En el caso de fibras multimodo será necesario utilizar algún método que asegure la medida bajo condiciones de estado estable, como son los filtros modales.

❖ Método de corte (*cut-back*)

Este método se aplica tanto a fibras *monomodo* como en las *multimodo*.

Como ya se mencionó, los dos principales métodos de medida de atenuación total en fibras por unidad de longitud, son los de corte y el de sustitución. Ambos permiten la medida de atenuación espectral, en función de la longitud de onda, utilizando fuentes ópticas de ancho de banda grande, como los LEDs o fuentes de luz blanca de tipo halógenas de tungsteno. En general, este tipo de pruebas de atenuación las realizan los fabricantes. Se tratará el método de corte para fibras multimodo, ya que es en éstas donde tiene mayor interés medir la atenuación.

La luz de una fuente óptica de anchura grande pasa a través de un filtro óptico sintonizable, monocromador, que selecciona la franja del espectro óptico donde la medida de atenuación se va a realizar. Esta señal es aplicada a la fibra mediante un sistema de enfoque, y, por último, en los primeros metros de fibra, se realizan las operaciones necesarias para obtener un patrón de propagación similar del estado estable, en el caso de medida de fibras multimodo. En estas condiciones, la potencia óptica se mide a la salida de la fibra, para todas las longitudes de onda, mediante un detector. A continuación, la fibra se corta en un punto A, lo que proporciona una referencia de 1 a 2 m de longitud, y en la que no han cambiado las condiciones de inyección de luz ni de estado estable en la fibra. Se utiliza el mismo detector para medir la potencia de luz en el punto A [3].

El principal propósito del método de corte o cut-back es independizar la medida de las condiciones de inyección de luz en la fibra. El uso de un trozo de fibra de referencia de 1 ó 2 m reduce el efecto de los modos débilmente guiados que se generan en la inyección de luz, aunque ésta no es estrictamente necesaria si previamente se ha utilizado algún procedimiento para obtener el estado estable en la distribución modal. Este método de medida es apropiado para condiciones de laboratorio.

Como se ha hecho evidente se requiere el acceso a ambos extremos de la fibra en esta técnica.

❖ Método de pérdidas por inserción

También se le conoce con el nombre de técnica de **sustitución**.

El interés de esta medición está en las fibras *multimodo*.

Sin embargo, en muchas ocasiones no será posible cortar la fibra para realizar la medición en un tramo determinado. En estos casos suele utilizarse la técnica de sustitución. A diferencia del anterior, el tramo de fibra bajo medida se encuentra con conectores, empleándose igualmente un trozo de fibra de referencia también con conectores.

En esta técnica la fuente de luz utilizada es generalmente un LED o un diodo láser convencional. Las mediciones generalmente se realizan con una longitud de onda fija, aunque puede repetirse con longitudes de onda diferentes. A pesar de que el resultado no es tan preciso como el que se obtiene con el método de corte, es confiable. Este método es el que mejor se ajusta para pruebas de campo y de mantenimiento, en especial para analizar cables instalados y servicios en línea [2].

El procedimiento es similar al anterior, midiéndose la potencia a la salida del tramo bajo medida, así como la potencia a la salida del trozo de referencia. Dado que en esta técnica no se requiere del corte de la fibra, es más apropiada para medidas de campo, en las que los tramos de fibra pueden estar además con conectores. Sin embargo, es menos precisa que la de corte, debido a que el trozo de referencia podría no ser siempre exactamente del mismo tipo de fibra que el tramo bajo medida, o como consecuencia del uso de conectores, que no aseguran pérdidas de inserción perfectamente repetitivas, y que además pueden generar efectos transitorios en la distribución modal. En general, es un procedimiento adecuado para medidas de campo, donde normalmente no será tan importante dicha pérdida de precisión [3].

El rango dinámico de las mediciones depende entre otros factores de la longitud de onda óptica y del diámetro del núcleo de la fibra. Sin embargo, un rango dinámico típico está en la región de los 30 a 40 dB cuando se utiliza una fuente de luz blanca a una longitud de onda de 0.85 μm y una fibra multimodo con un diámetro alrededor de los 50 μm . Éste puede ser incrementado alrededor de los 60 dB si se usa una fuente láser operando a la misma longitud de onda. Nótese que la fuente láser sólo es adecuada para realizar una medición de una sola longitud de onda (puntual), ya que no emite a través de un ancho de banda con diferentes longitudes de onda [1].

❖ Método de medida por retroesparcimiento

Entre las principales ventajas de este método, se pueden mencionar [2]:

1. Sólo es necesario el acceso a uno de los extremos de la fibra
2. El arreglo para la medición de ajuste es mucho más simple
3. La medición puede hacerse durante la fabricación o instalación, pudiendo realizarse también como medición de mantenimiento
4. Se puede lograr información adicional

Generalmente se utiliza como fuente óptica un diodo láser. Las mediciones se desarrollan en las longitudes de onda de 1310 y 1550 nm. La precisión de los resultados obtenidos por este medio no es tan buena como en los métodos de corte o en el de pérdidas por inserción, y su incertidumbre no es mayor de 0.05 dB/km. La medición de la atenuación por retroesparcimiento se hace utilizando el OTDR (*Optical Time Domain Reflectometry*). De hecho, este mismo equipo se puede utilizar para la evaluación de las pérdidas por inserción de conectores, pérdidas por empalme, pérdidas por microcurvaturas, fluctuaciones de diámetro y longitud de la fibra y el cable.

2.3.2. Técnicas para la medición de dispersión

Las mediciones de dispersión dan una indicación de la distorsión de las señales ópticas a medida que se propagan en las fibras ópticas. Como ya se mencionó anteriormente, dependiendo del tipo de fibra considerada, multimodo o monomodo, será distinto el enfoque adoptado para la evaluación de la dispersión total. De esta manera, en fibras multimodo, donde predomina el fenómeno de dispersión intermodal, los procedimientos de medida se centran en la evaluación del ancho de banda de la fibra mediante técnicas en el dominio ya sea del tiempo o de la frecuencia, mientras que en fibras monomodo se utilizan métodos que permitan obtener una medida precisa de los parámetros de dispersión cromática, y que posteriormente se utilizan en el cálculo de los límites de transmisión en función del resto de elementos implicados en el enlace, como el tipo de fuente óptica, etc. [1]

2.3.2.1. Medición de la dispersión intermodal o modal. (Predominante en fibras multimodo)

❖ Medida del ancho de banda en el dominio del tiempo

El método de medida de ancho de banda en el dominio del tiempo consiste en la aplicación de un pulso temporal estrecho a la entrada de la fibra bajo medida. A la salida de la fibra se obtendrá un pulso ensanchado como consecuencia de la dispersión intermodal e intramodal. Ambos pulsos son capturados temporalmente mediante osciloscopios digitales de gran velocidad, y posteriormente procesados para obtener su transformada de Fourier y como resultado la función de transferencia, evidentemente en el dominio de la frecuencia.

Los valores típicos de anchura temporal de los pulsos utilizados en dicho sistema oscilan entre los 30 y 40 ps. Para asegurar una medición correcta se deben observar ciertas condiciones, como la suficiente velocidad de modulación de la fuente óptica y ancho de banda del detector utilizado. Para obtener una buena referencia del pulso aplicado inicialmente se puede utilizar el procedimiento de corte, una vez obtenida la medida del pulso ensanchado con el tramo de fibra. Se deben tener en cuenta aspectos como la utilización de elementos que proporcionen una situación de propagación en estado estable, como son los filtros modales (*mode scramblers*), así como el uso de atenuadores previos al detector, de forma que se mantenga aproximadamente el mismo nivel de potencia máxima para los dos pulsos, evitando posibles errores de medición por distorsión en el detector [3].

La dispersión de la fibra se obtiene de las mediciones de dos anchos de pulso, los cuales se toman en cualquier fracción conveniente de su amplitud. Sin embargo, las mediciones de dispersión en los pulsos se hacen normalmente en el punto de la mitad de la máxima amplitud o en el punto de los 3 dB [1].

Los filtros modales aseguran unas condiciones correctas de inyección de la señal en la fibra. En caso de fuentes láser la inyección proporciona un patrón modal subexcitado (i.e. la mayor parte de energía se distribuye entre modos muy confinados), y como consecuencia se obtienen pulsos menos expandidos temporalmente y anchos de banda superiores al real.

❖ Medida del ancho de banda en el dominio de la frecuencia

El método de medida en el dominio de la frecuencia consiste en la modulación de la fuente, en las mismas condiciones de inyección que en el caso anterior, mediante un tono de frecuencia variable f . La señal a la salida de la fibra es detectada y medido el contenido de señal a dicha frecuencia. La medida se repite para todo el margen de frecuencia con una longitud de referencia y posteriormente se calcula la respuesta en frecuencia. El uso de analizadores de espectros con generador de barrido permite que la medida de potencia en el detector se realice en función del barrido de la fuente generadora, pudiendo utilizarse filtros estrechos de sintonía (filtro de frecuencia intermedia en el analizador de espectros), reduciendo de esta manera el ruido y proporcionando medidas con un amplio margen dinámico. Otra ventaja del método en el dominio de la frecuencia es que no se requiere el procesado numérico de los datos, reduciendo la complejidad del sistema, así como que no requiere la conexión del sistema de fuente y receptor para obtener la referencia temporal o disparo (*trigger*). Por último se puede destacar la principal desventaja del método frecuencial frente al método temporal, que es que no proporciona información acerca de los fenómenos que intervienen en el ensanchamiento de los pulsos, que únicamente pueden analizarse a la vista de la distorsión temporal sufrida por los pulsos de salida [3].

2.3.2.2. Medición de la dispersión intramodal o cromática (Predominante en fibras monomodo)

El que el pulso óptico se haga más ancho se debe a que la fuente láser no tiene una monocromía perfecta. Por lo tanto, diferentes longitudes de onda que empiezan en el mismo instante, viajan a través de la fibra con sus propias velocidades y llegan al receptor en tiempos diferentes, determinándose el ancho del pulso.

Hay tres técnicas principales para determinar experimentalmente este parámetro:

1. retardo de pulso
2. cambio de fase
3. método interferométrico

La última técnica es la más precisa, pero sólo puede ser usada con piezas cortas de fibra. Esto se debe a que la extrapolación del coeficiente cromático en secciones largas de fibra requiere que se verifique una uniformidad longitudinal de la fibra, lo cual no

siempre sucede. Los primeros dos métodos están estrechamente relacionados, y de hecho se consideran como dos diferentes versiones del mismo método [2].

El coeficiente de dispersión cromática se obtiene de manera experimental.

Recordar que si se disminuye la dispersión cromática, hay que considerar la dispersión por polarización, que a pesar de que exista un solo modo fundamental, la polarización se da de dos tipos.

❖ Técnica de medida de retardos

En el caso de la medida de dispersión en fibras *monomodo*, las técnicas de evaluación directa del ancho de banda que se expusieron anteriormente resultan inaplicables debido al gran ancho de banda de las mismas y a la necesidad de utilizar pulsos temporales de muy reducida anchura. Además en el contexto de las fibras monomodo el ancho de banda del sistema dependerá de parámetros externos a la misma fibra, como son el ancho espectral de la fuente óptica utilizada, o de sus propiedades bajo modulación en el caso de fuentes espectralmente estrechas. Por los motivos anteriores, resultan más prácticos aquellos métodos que proporcionan la medida de los parámetros de dispersión [3].

El método más directo para la caracterización de la dispersión cromática es el de medida de retardos, que como su nombre lo indica, consiste en medir los retardos de tiempo entre los pulsos ópticos, sufridos en la propagación a lo largo de una fibra cuya longitud debe ser mayor a los 5 km, en función de la longitud de onda de la fuente. Una fuente óptica con un ancho espectral grande genera pulsos temporales (ancho de 150 ps) que se aplican a la fibra a través de un filtro monocromador. El retardo de propagación de los pulsos en función de la longitud de onda se medirá en el receptor mediante precisos circuitos digitales de retardo. Para independizar la medida de los posibles retardos diferenciales en función de la longitud de onda introducidos en la fuente se repite la medida utilizando una pequeña longitud de fibra de referencia como en los métodos anteriores.

La principal desventaja en el método de medida de retardos es la necesidad de la evaluación precisa de retardos, siendo en muchos casos necesaria la utilización de gran longitud de fibra cuando la medida se realiza en torno a longitudes de onda de baja dispersión.

❖ Técnica de medida de desfase

Consiste en que la fuente óptica sintonizable (fuente LED más monocromador o fuente láser sintonizable) es modulada por un tono de frecuencia fija (por ejemplo de 30 MHz). La señal detectada y amplificada se aplica a un voltímetro vectorial o analizador de redes vectorial, capaz de obtener la relación de fase entre la señal moduladora y la

detectada. La medida relativa de retardo de propagación en la fibra se obtiene mediante el procesado adecuado de dicho desfase en función de la frecuencia de modulación utilizada, obteniendo la dispersión mediante su derivada en función de λ . Las principales ventajas del método se derivan de la posibilidad de medida de señal eléctrica mediante un reducido ancho de banda, como en el método frecuencial de medida de atenuación, proporcionando un mayor margen dinámico al reducir el nivel de ruido. En general el método de medida de desfase proporciona resultados con mayor precisión (0.03 ps/nm·km), rango dinámico, y menor coste que el método de medida de retardos [3].

❖ Técnica interferométrica

De forma general se había mencionado esta técnica en algunos apartados de la sección 2.3.

Se tratará de determinar el retardo de propagación en función de la longitud de onda. En este método se utiliza un montaje óptico que implementa un interferómetro. En dicho interferómetro, el haz es dividido en dos caminos de propagación distintos por medio del primer divisor de haz. En uno de los caminos se intercala la fibra medida, y en el camino restante una fibra de referencia de características dispersivas conocidas, siendo ambas de longitudes similares. Para completar el interferómetro, los dos haces se combinan mediante el segundo divisor de haz, de forma que uno de los caminos es sometido a un recorrido adicional mediante un espejo móvil. La salida total se aplica a un detector y posteriormente a un osciloscopio para la captura de datos [3].

Para cada valor de longitud de onda, el espejo móvil realiza un barrido completo, capturándose la señal en el osciloscopio. La potencia óptica medida dependerá de las condiciones de interferencia entre los dos caminos de propagación, produciéndose los valores máximos en la interferencia cuando el retardo en ambos caminos del interferómetro sea del mismo valor. En la traza de potencia detectada quedará reflejada, por lo tanto, la variación del retardo en la fibra bajo prueba, para las distintas longitudes de onda aplicadas.

Las principales ventajas del método interferométrico residen en su gran resolución (0.1 ps), lo que le permite caracterizar fibras de muy corta longitud. En desventaja, los métodos interferométricos requieren de sistemas móviles, presentando una gran sensibilidad ante vibraciones y cambios de temperatura.

La extrapolación del coeficiente cromático en secciones de fibra larga requiere que se asuma una uniformidad longitudinal en la fibra, lo que no siempre se puede verificar [2].

2.3.2.3. Técnicas de medición de la dispersión del modo de polarización

La dispersión debido al tipo de polarización es mucho mayor en fibras cableadas que en las que no están cableadas, probablemente debido a los esfuerzos mecánicos que se presentan durante el proceso del cableado.

Este tipo de dispersión puede afectar también a los dispositivos ópticos, como los acopladores de fibra o aisladores.

La dispersión por modo de polarización (PMD – *Polarization Mode Dispersión*) viene del hecho de que aún las fibras con una excelente geometría y tensiones internas pequeñas, presentan un pequeño nivel de birrefringencia. La **birrefringencia** ocasiona pulsos de dispersión debido a la pequeña diferencia entre las velocidades de propagación de los dos estados de polarización ortogonales que constituyen la señal de luz. Las diferencias en las velocidades de grupo de los dos estados de polarización inducen al ensanchamiento del pulso. Este efecto es generalmente muy pequeño en comparación con la contribución de la dispersión cromática [2].

Se tiene entonces que este tipo de dispersión es la desviación máxima en tiempo o retardo de fase entre todos los estados de polarización de entrada.

Se puede concluir que la PMD está en función de la longitud de onda, y se vea muy afectada por el ambiente. Por lo tanto, la PMD varía aleatoriamente y se puede caracterizar mejor por mediciones estadísticas [6], mediante los promedios del retardo diferencial de grupo (DGD – *Differential Group Delay*), entre los dos estados de polarización, por lo que se dice que depende del promedio de un conjunto finito de muestras.

Se puede deducir que la dispersión por polarización se incrementa proporcionalmente a la longitud de la fibra, cuando ésta es de unos pocos metros. Pero cuando es mayor, y presenta acoplamiento de potencia entre los dos estados de polarización, la dispersión involucra la raíz cuadrada de la longitud [2].

Básicamente la limitante por este tipo de polarización se ve reflejada en la capacidad de transmisión de información a través de grandes distancias en los sistemas de comunicaciones ópticos.

Se mencionarán técnicas de medición para la dispersión debido a la polarización, sin embargo, debido a la complejidad del equipo a utilizarse, generalmente este tipo de mediciones se realizan en laboratorios, y los valores se dan a conocer al usuario como datos de fabricante. También cabe mencionar que varios de estos métodos no están estandarizados, o bien no se tiene un acuerdo sobre cuál es el mejor para mediciones en laboratorio o para usos de campo; debido en parte a la naturaleza estadística de la PMD, lo que la hace más difícil de medir claramente.

En fibras ópticas monomodo siempre existe una birrefringenciamodal más o menos fuerte, haciendo que dicha fibra se convierta en una guía de onda de dos modos. Recordar que **birrefringencia** es el término con el que se describe al hecho de que un

haz de luz se divide en dos componentes divergentes al pasar a través de un medio de propagación con dos índices de refracción diferentes. En los casos en los que la dispersión cromática se reduce fuertemente al usar fuentes de luz altamente coherentes toma mayor importancia la dispersión por polarización.

El acoplamiento de polarización modifica la dispersión por el modo de polarización en los cables de las fibras ópticas de acuerdo a las siguientes propiedades:

1. Se reduce la dispersión promedio, en comparación con el caso ideal (sin acoplamiento).
2. Las propiedades de dispersión de la fibra depende de las condiciones ambientales, cuando se utiliza un fuente coherente.
3. El acoplamiento de polarización es un proceso aleatorio y por consecuencia, la dispersión se analiza desde un punto de vista estadístico.

Se ha observado que cualquier medio de transmisión óptico lineal con pérdidas por polarización independiente tiene salidas ortogonales de los estados de polarización, que corresponden a las entradas ortogonales de los estados de polarización.

La ortogonalidad de los principales estados de polarización de la entrada y la salida hace posible subdividir cualquier onda en dos ondas que, después de la propagación a través de la longitud entera de la fibra, puedan separarse.

Un arreglo general para las mediciones de Δt se muestra en la figura 2.8. El sistema de lanzamiento está compuesto por una fuente de luz sintonizable y un controlador de polarización usado para rotar el estado de polarización de entrada. La parte de detección está compuesta por un polarizador rotatorio lineal, un fotodiodo y un procesador, que puede ser una computadora, dedicado a la adquisición de datos y a su procesamiento. El controlador de polarización, realizado por medio de lazos de fibra, permite la modificación del estado de polarización de entrada. Es necesario, en particular, cuando el estado de polarización de entrada coincide con uno de los principales estados de polarización (PSP) y la dispersión por polarización no podría ocurrir. Algunas veces, se incluyen un plato de $\lambda/4$ y uno de $\lambda/2$ en la parte de la detección. El primero permite la detección del sentido de polarización (derecha o izquierda), mientras que el segundo nos permite rotar el estado de polarización de salida si fuera necesario. Esto es, en general, elíptica (la polarización circular y lineal pueden considerarse casos particulares). El polarizador lineal rotatorio, colocado entre la superficie de la fibra de salida y el fotodiodo, explora el estado de polarización de salida con forma elíptica. La señal de corriente en la salida del fotodiodo muestran, como una consecuencia, una forma sinusoidal.

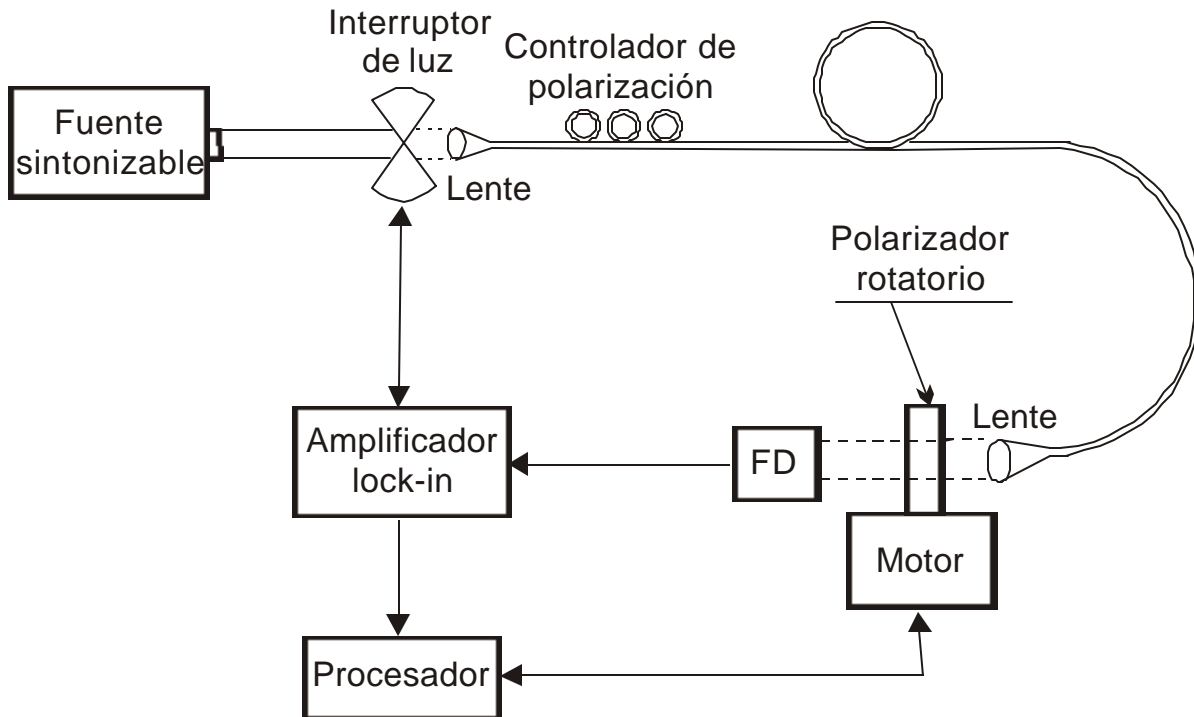


Figura 2.8. Arreglo general para las mediciones de retardo grupal diferencial.

La posibilidad de sintonizar la frecuencia, lo que se requiere por la fuente óptica, determina, como un estado de polarización fijo, cambios en la amplitud y fase del estado de polarización elíptico y, en su momento, de la corriente detectada. Así, a cualquier frecuencia con un estado de polarización de entrada fijo, existe un punto diferente en la esfera de Poincaré, el cual representa el estado de polarización de salida. Todos los puntos se encuentran en el arco del círculo. Del conocimiento del intervalo de frecuencia sintonizada y de la medición del ángulo correspondiente en el arco de la esfera de Poincaré, es posible determinar el retardo diferencial grupal [2].

Es pertinente recordar que en la representación de la **esfera de Poincaré** de la polarización de onda, el estado de polarización se describe por un punto en una esfera donde la longitud y latitud del punto están relacionadas con parámetros de la elipse de polarización. Es decir, el estado de polarización de un haz de intensidad I está caracterizado por la curva cerrada que describe el extremo del vector de campo eléctrico, denominada genéricamente elipse de polarización, con elipticidad j y acimut c .

El vector de Stokes constituye una de las formas más comunes de representación de la elipse de polarización. Dicho vector consta de cuatro parámetros reales (S_0, S_1, S_2, S_3) que tienen las mismas dimensiones físicas y se expresan como:

$$S_0 = I$$

$$S_1 = I \cos 2\phi \cos 2\Omega$$

$$S_2 = I \sin 2\phi \cos 2\Omega$$

$$S_3 = I \sin 2\phi$$

Poincaré utilizó el **vector de Stokes** para establecer un modelo geométrico que representa el estado de polarización de un haz. Si se considera que un haz de luz está totalmente polarizada con una intensidad S_0 , las componentes restantes del vector de Stokes son las coordenadas cartesianas de un punto P, situado sobre una esfera de radio S_0 , de tal forma que $2j$ y $2c$ son la latitud y la longitud respectivamente. Cada punto de la esfera representa un único estado de polarización. Si la luz no está totalmente polarizada, los estados están representados por los puntos del interior de la esfera.

El vector de Stokes representa el estado de polarización de salida y el vector Ω corresponde a estado principal de polarización positivo de salida. Se considera que en el intervalo de frecuencias válido de aproximación del estado principal de polarización, Ω es constante y un cambio de frecuencia $\Delta\omega$ induce una rotación rígida de la esfera de Poincaré alrededor del vector Ω por un ángulo $\phi = \Delta t \Delta\omega$, como se muestra en la figura 2.9. Esta propiedad permite obtener el retardo grupal diferencial de la evaluación experimental de ϕ . De hecho, al variar la frecuencia del campo de entrada, el punto correspondiente de estado de polarización de salida describe en un arco de círculo alrededor de Ω , en la esfera de Poincaré, lo que también puede observarse en la figura II.9. Algunos arreglos para la medición de la dispersión de modo de polarización basados en esta consideración se han propuesto. Difieren principalmente en la elección de la fuente de luz, que en cualquier caso debe ser sintonizable.

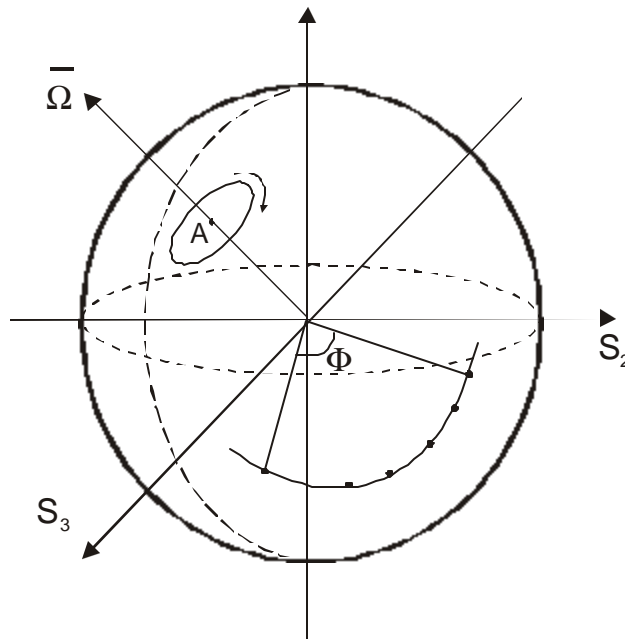


Figura 2.9. Evolución de la polarización versus la longitud de onda en la esfera de Poincaré, así como la rotación rígida de dicha esfera alrededor del vector Ω .

Una solución para pruebas de campo está basado en la temperatura de un diodo láser sintonizado. Considerando que la sintonización de la longitud de onda contra la temperatura es de cerca de $10\text{-}15\text{ GHz}/^{\circ}\text{C}$, es posible obtener una fuente sintonizable sobre unos pocos cientos de GHz, típicamente de 4 a 6, con un ancho de banda estrecho menor a 1 GHz. Se muestra el arreglo en la figura 2.10.

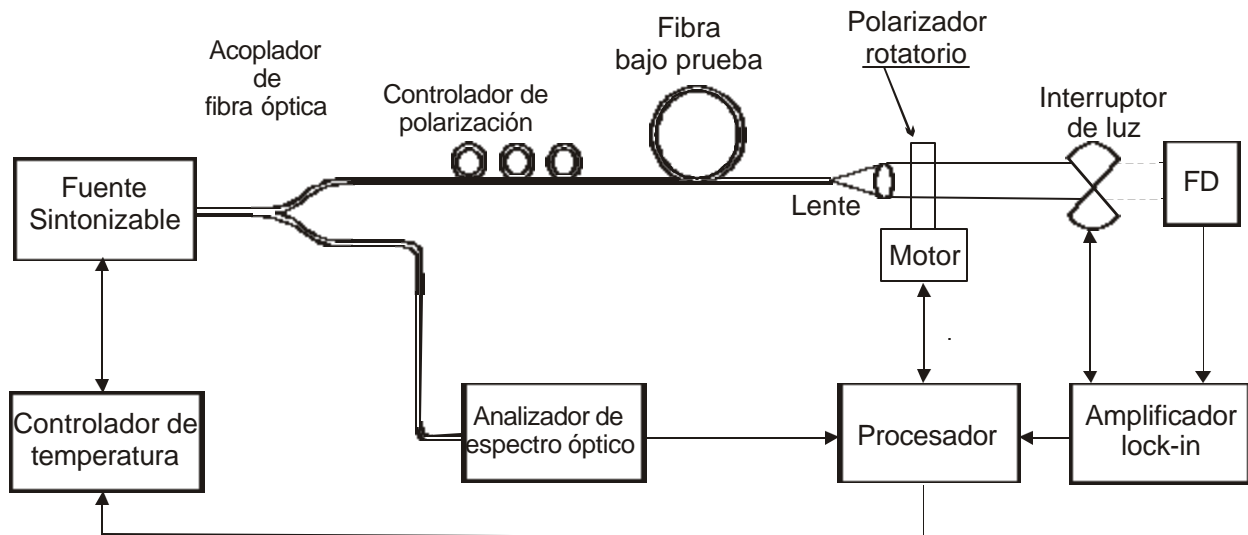


Figura 2.10. Medición de la dispersión de polarización en el dominio de la frecuencia.

Un diodo láser DFB (*Distributed Feedback* – Retroalimentación Distribuida) parece una mejor opción como una fuente de luz práctica. Sin embargo, su sintonía de frecuencia es muy pequeña y, por lo tanto, es imposible derivar las estadísticas del retardo grupal diferencial exactamente.

Las pruebas de campo muestran que los efectos de dispersión de polarización en campo se pueden predecir con un grado de confianza satisfactorio en base a las mediciones desarrolladas en la fábrica.

Otra manera para medir la dispersión del modo de polarización está basado en fuentes de luz no coherentes. Un pulso óptico se lanza a una fibra y el tiempo de retardo es medido porque las dos polarizaciones del modo viajante fundamental sobre las distintas rutas ópticas. El acoplamiento por polarización determina una transferencia de potencia entre las dos polarizaciones descritas de acuerdo al modelo estático. Usando una fuente de banda ancha, el espectro promedio ocurre y la medición de dispersión corresponde a la obtenida por los recursos de la teoría de acoplamiento de potencia. El arreglo experimental propuesto está basado en una medición interferométrica [2].

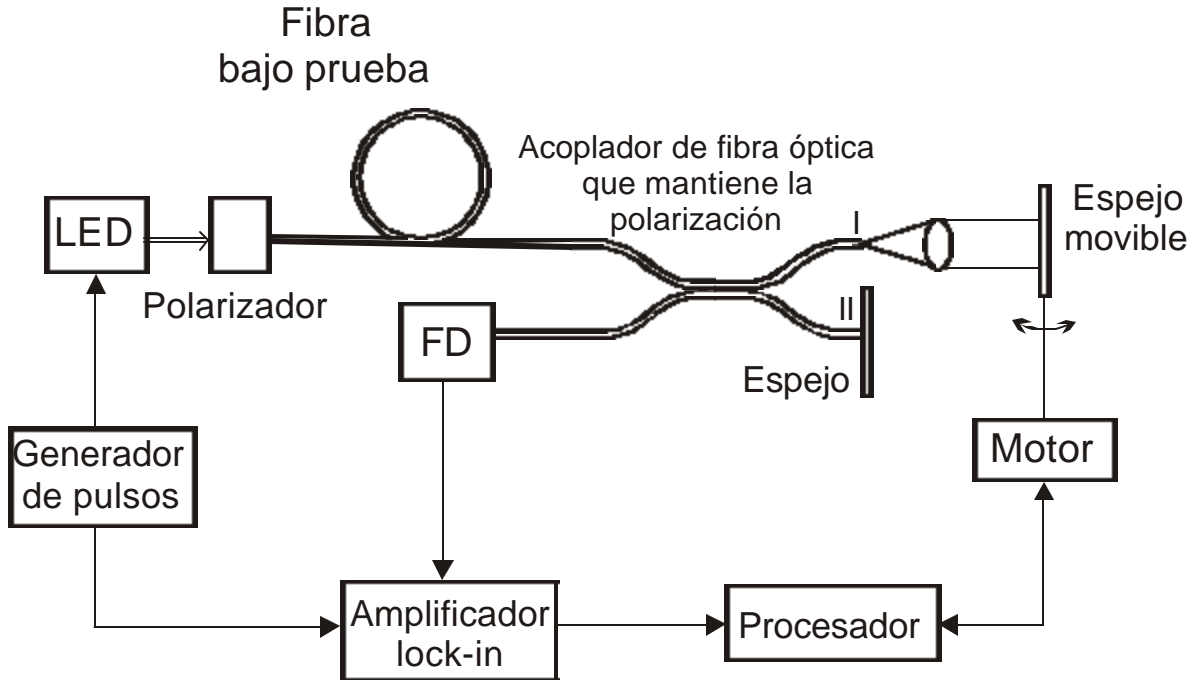


Figura 2.11. Medición de la dispersión de polarización en el dominio del tiempo (técnica interferométrica).

Conclusiones

Para caracterizar una fibra óptica existen distintas técnicas de medición de los parámetros, pero en este capítulo el enfoque fue ordenar la información respecto a dichas técnicas considerando aspectos de su relación con el sistema (parámetros intrínsecos y extrínsecos), así como también del tipo de fibra bajo estudio (monomodo y multimodo).

Integrar todas estas técnicas en un solo capítulo permite tener una visión global que permitirá elegir el método más adecuado para caracterizar la fibra. Al tener la información clasificada de esta manera se facilita la comparación de semejanzas y diferencias entre una y otra, lo que a su vez hace más sencillo la elección del método más conveniente para un caso dado.

Por otro lado, al mencionarse el equipo necesario en cada uno de los métodos citados, se facilita la discriminación sobre la posibilidad real que se tiene de aplicar alguno de ellos, en función del equipo con el que se cuenta.

Como se mencionó, es más práctico medir la dispersión que el ancho de banda en particular para fibras monomodo. A pesar de que en las técnicas de medición de la dispersión se menciona que el de mayor resolución es el método interferométrico, en el caso de desarrollar una práctica con dicho método, resulta no ser tan ventajosa esta

característica porque requiere del montaje de un interferómetro que resulta ser muy sensible a las vibraciones y cambios de temperatura, lo cual resulta en un gran problema al considerar la naturaleza del laboratorio en donde no se tienen condiciones controladas de temperatura, y no se pueden excluir los movimientos bruscos del equipo por los mismos alumnos. Por lo tanto se debía decidir entre la técnica de medida de retardos y la de medida de desfase.

A pesar de que se estipuló que la técnica de medida de desfase tiene un menor coste que el de medida de retardos, el equipo con el que se cuenta actualmente en el laboratorio es más adecuado para medir retardos, así que aunque no sea la técnica más precisa, se tratará de determinar más adelante si didácticamente es posible visualizar el concepto de dispersión. También se indicó que la longitud mínima para esta técnica es de 5 km de fibra, cosa que se cumple, pues en el laboratorio se cuenta con casi 8 km de fibra.

CAPÍTULO 3

UTILIDAD DEL DIAGRAMA DE OJO PARA CARACTERIZAR LA TRANSMISIÓN DIGITAL

3.1 Introducción

La manera más directa de medir la calidad de datos del enlace es la cantidad de información correctamente recibida. Como ya se había mencionado, para un enlace analógico, la calidad se mide en términos de la relación señal a ruido. Entre más alto sea SNR, más alta es la calidad de la transmisión en el enlace. La medida de calidad para un enlace digital es la tasa de bits en error (BER - *Bit Error Rate*). Entre más grande sea el BER, más baja será la calidad de transmisión del enlace de transmisión. [1]

Las condiciones de tiempo de red incluyen tanto los retardos de la ida y del regreso de la información, así como los tiempos de subida del sistema. El tiempo de subida del enlace limita la velocidad de transmisión máxima que se puede alcanzar. Además, algunos de los distintos tipos de código incrementan las velocidades de transmisión requeridas. Por ejemplo, un código RZ o un código de Manchester requieren un ancho de banda del enlace de dos veces mayor que un código NRZ. Cabe mencionar que con transmisiones NRZ, el ancho de pulso es el mismo que la duración de un intervalo unitario o bit. No así con la transmisión RZ donde el ancho del pulso es menor que la duración de un intervalo unitario. Esto es debido a que tenemos que dar tiempo para que el pulso retorne a la condición de voltaje cero (Nótese que el código Manchester tiene una transición de señal a la mitad de cada intervalo de unidad, que en este caso es el bit). El código Manchester es una forma de código de fase. En éste la información binaria se lleva en la transición de señal.

3.2 Tipos de degradaciones

Hay dos tipos de degradación en los sistemas digitales: [2]

- Degradaciones determinísticas.

Tales como errores en la ecualización, valores de offset (compensación) en el tiempo de decisión, errores en la ganancia de amplificación, y posibles ecos en la transmisión.

Las degradaciones determinísticas pueden obtenerse a través del diagrama de ojo. Éste se puede obtener en el osciloscopio, al escribir todas las posibles secuencias recibidas desde arriba en cada uno mientras que el disparo en el tiempo base del reloj de datos del osciloscopio como se detallará más adelante.

- Degradaciones estocásticas.

Como el *ruido*, *interferencia*, *diafonía (crosstalk)* y *fluctuación de fase* (generalmente denominado como *timing jitter*).

Cuando se transmite una señal el circuito de regeneración hace uso del pulso de reloj para determinar si cada forma de señal reconstituida representa una “marca” o un “espacio”. El resultado de la decisión hecha por el circuito de regeneración se ve afectada por los deterioros tanto en amplitud como en los cruces de tiempo. [3]

Algunas degradaciones, podrían pertenecer a ambas categorías.

3.3 Tipos de jitter

En un sistema ideal los pulsos de un tren de pulsos digital pueden llegar en tiempos que son múltiplos enteros del pulso de repetición T_B , mientras que en un sistema real, los pulsos pueden llegar en tiempos diferentes de los múltiplos enteros de T_B . A esta variación de la posición del pulso no deseada, es lo que se conoce como **jitter** (*fluctuación de fase*). Es decir, al jitter se le define como una variación en fase o como un pequeño cambio en el tiempo del pulso de la señal regenerada recibida respecto al ideal. [4] El jitter se genera en

- a) repetidores y receptores, en cualquier punto en donde la detección y la regeneración de la señal tenga lugar,
- b) multiplexores, en donde los bits sean separados, se usen de relleno o sean resincronizados.

Con respecto a lo que el CCITT comenta sobre el jitter en su Recomendación G.701 se tiene: la **fluctuación de fase (jitter)** se define como “variaciones de corta duración y no acumulativas de los instantes significativos de una señal digital con relación a las disposiciones que teóricamente debieran ocupar en el tiempo” [5]. Esto significa que la fluctuación de fase es una modulación de fase (no deseada) de la señal digital. La frecuencia de las variaciones de fase se llama **frecuencia de fluctuación de fase**. Un segundo parámetro estrechamente relacionado con la fluctuación de fase se denomina **fluctuación lenta de fase**, que se define como “variaciones de larga duración y no acumulativas de los instantes significativos de una señal digital con relación a las

posiciones que teóricamente debieran ocupar en el tiempo"[5]. Hasta la fecha no existe una definición clara del límite entre la fluctuación de fase y la fluctuación lenta de fase. A la fluctuación lenta de fase, también se le conoce como "**wander**", y en términos simples se puede decir que el wander es un jitter que varía de manera extremadamente lenta.

Otro término que se maneja al hablar del jitter, es el **intervalo de unidad (Unit Interval)** UI; se dice que la amplitud de jitter de T_B segundos es de 360° , o su equivalente, 1 UI de jitter. [4]

El jitter se puede clasificar en tres categorías: [11]

1. **Jitter sistemático**. Al depender de los datos, es decir dependiente de un patrón, este tipo de jitter se acumula de manera sistemática y predecible, por lo que puede ser relacionado con los patrones de datos variantes o con el ciclo de trabajo, creando componentes espectrales predominantes o un desplazamiento de la línea de base de DC en la señal transmitida.
2. **Jitter no sistemático**. Este proviene de fuentes de jitter no correlacionado, tales como variaciones en la sincronización entre los repetidores o jitter de espera de sincronía introducido por el multiplexaje.
3. **Jitter aleatorio**. Este tipo es el relacionado con el ruido Gaussiano no correlacionado, tal como el que podría ser causado por la conversión del ruido de amplitud a ruido de fase en un instante de muestreo.

Los elementos del jitter dependiente de un patrón sistemático incluyen:

- a) jitter dependiente de los datos (**DDJ – data dependent jitter**), ocasionado por las limitaciones del ancho de banda y la interferencia intersimbólica, lo que resulta en el desplazamiento de la línea base y distorsiones de pulso en el umbral de muestreo como varíe el patrón de datos.
- b) distorsiones del ciclo de trabajo (**DCD – duty cycle distortions**), que es la desviación de la duración del ancho nominal.

El DDJ, está presente tanto en los circuitos del umbral, como en el del reloj para el muestreo. Generalmente se define en términos de errores de sincronía pico a pico.

El jitter aleatorio (**RJ - random jitter**) está generalmente relacionado con el ruido térmico, o con otras fuentes de ruido aleatorio, referidas al receptor, y por lo tanto es una función de la SNR recibida. Una componente de RJ está también presente en el oscilador local o reloj. Está generalmente definido en términos del error de sincronización Gaussiano rms.

Un mecanismo en los regeneradores que contribuye al jitter dependiente de un patrón y al jitter aleatorio es el error de alineación estático (**SAE - static alignment error**), que es una frecuencia fija o de variación lenta o un error de ajuste de umbral de la posición de muestreo óptimo. El jitter relacionado con el SAE contiene componentes tanto de DDJ

como de RJ ya que no hay un umbral de muestreo óptimo o sincronización que contribuya al DDJ y RJ. Generalmente se expresa en valores pico a pico.

El regenerador (en el repetidor o receptor) es un punto en el que el jitter se introduce en la porción de la transmisión óptica del sistema. Aquí es donde la señal degenerada es muestreada y una forma de onda del pulso binario es reconstruida basada en el nivel de la señal en el instante de muestreo. En la figura 3.1 se muestra un diagrama de bloques funcional simplificado de un repetidor; mientras que en la figura 3.2 se pueden observar los diferentes mecanismos de jitter que podrán encontrarse en el repetidor. La figura 3.3 muestra cómo estas fuentes crean jitter en el circuito del umbral de comparación (de decisión). [11]

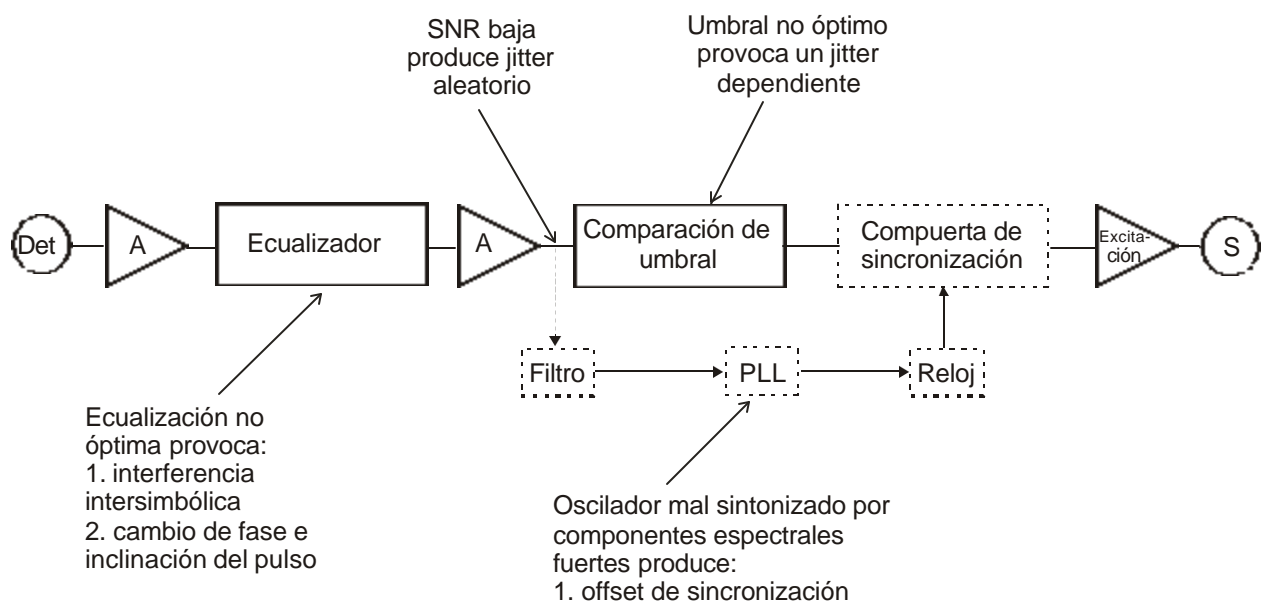


Figura 3.1 Fuentes de jitter de sincronización en un repetidor regenerativo.

En la figura 3.2 se hace mención de la interferencia intersimbólica, ISI (*InterSymbol Interference*). Se dice que una forma de onda, analógica, que transporta datos binarios suele transmitirse generalmente como una serie de elementos de señal independientes. Cuando se reciben, los elementos de la señal pueden haber recibido influencias de elementos vecinos; a dicha influencia se le conoce como interferencia intersimbólica. En las fibras ópticas, la interferencia intersimbólica puede ocurrir cuando la dispersión produce un cierto ensanchamiento en el pulso, el cual se arrastra en el tiempo y el espacio a través de la fibra al propagarse dicho pulso, resultando en un traslape en el pulso, que puede ser tan grande que el fotodetector no puede distinguir de manera clara los límites entre los pulsos [13]. Cuando esto ocurre en cierto grado, la tasa de errores de bits (BER) puede ser excesiva.

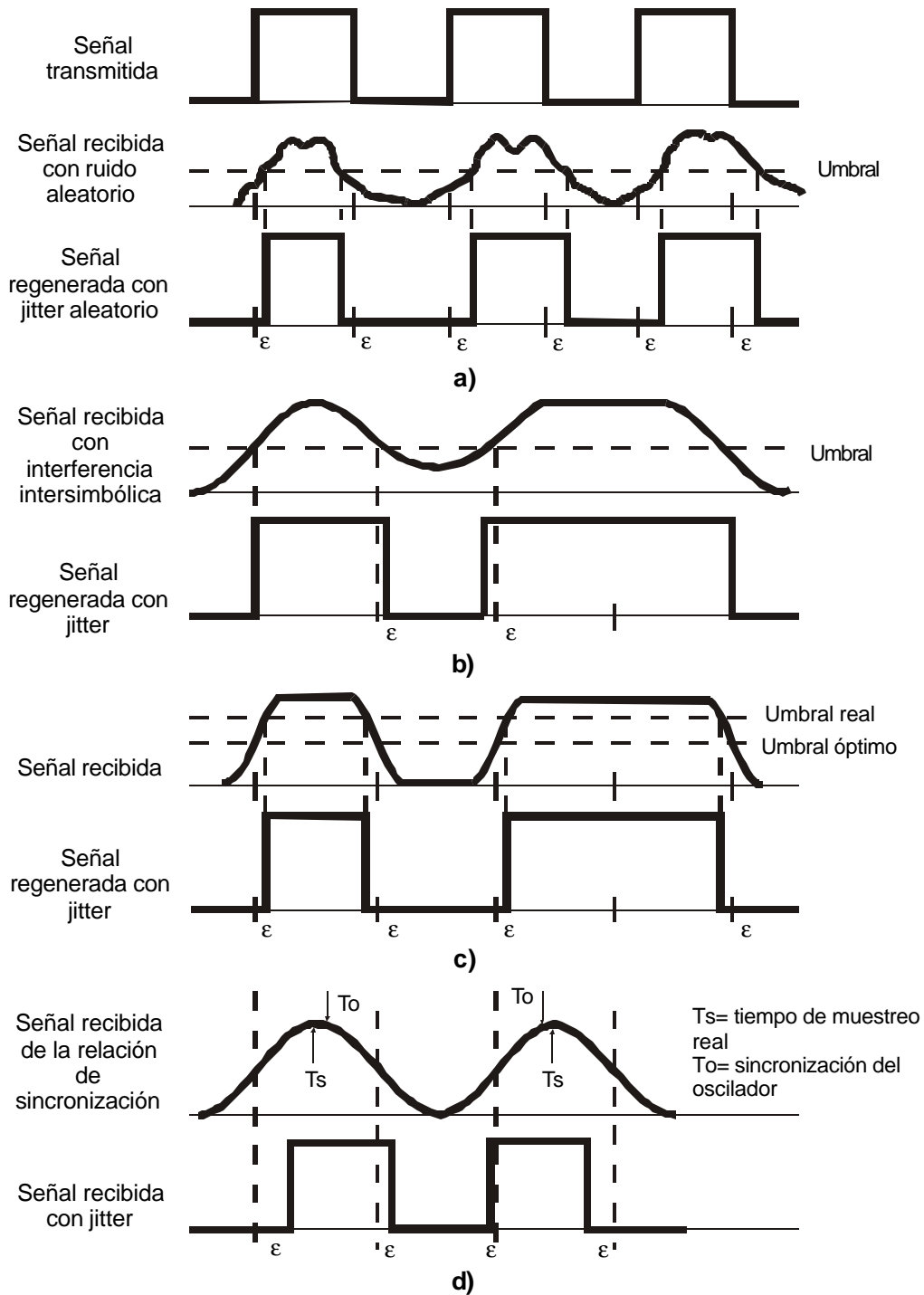


Figura 3.2 Mecanismos de jitter:
 a) Degradación de SNR, b) Interferencia intersimbólica,
 c) Umbral no óptimo, d) Oscilador no sintonizado.

En el simple, pero extraño caso en que el repetidor no regenere la sincronización, la señal binaria es aproximadamente reconstruida simplemente al conmutar la salida entre los estados binarios al cruzar el voltaje de la señal una referencia del umbral. La salida

es una forma de onda pulsada con un ancho de pulso y relaciones de sincronía fuertemente afectada por la SNR de entrada y la distorsión de la forma de onda.

Cuando el repetidor es completamente regenerativo, la recuperación del tiempo y las componentes de regeneración están incluidas. En este caso, el circuito de reloj (con un PLL - *phase locked loop* o un oscilador con Q alta) sincroniza la tasa de datos promedio de entrada y los “muestreos” de la señal a medio pulso. La salida es una forma de onda pulsada con la sincronía y las relaciones de ancho de pulso adecuadas, y, por lo tanto, el jitter se reduce por los efectos de promedio del circuito de reloj y la función de muestreo.

El jitter total (Δt) en la estación repetidora, que cumple con el estándar X3T9 de la ANSI, puede expresarse como: [11]

$$\Delta t = DCD + DDJ + SAE + DDJ_{reloj} + \sqrt{RJ_{ent}^2} + RJ_{reloj}^2, \quad (3.1)$$

donde

DCD	es la distorsión del ciclo de trabajo,
DDJ	es el jitter dependiente de los datos,
SAE	es el error de alineación estático,
DDJ_{reloj}	es el jitter dependiente de los datos de reloj,
RJ_{ent}	es el jitter aleatorio de la entrada,
RJ_{reloj}	es el jitter aleatorio del reloj.

Ahora bien, se dice que un repetidor es regenerativo cuando el oscilador del reloj tiene un circuito con una respuesta lenta con una Q alta que estabiliza a la tasa promedio de la señal de entrada. Q_{osc} es el factor de calidad del oscilador. En vez de que el detector de umbral reaccione al flanco del pulso de entrada, el reloj del oscilador reacciona a las transiciones de este pulso, pero con el efecto promedio que en esencia filtra el jitter de sincronía. El filtrado o atenuación de jitter está en proporción directa al lazo del ancho de banda $(BW)_q$ o la Q_{osc} del circuito oscilador que recupera al reloj. Tanto más estrecho sea el ancho de banda del lazo, más atenuado será el jitter. Los límites prácticos o el tiempo de respuesta deseado del lazo establecen los límites inferiores en el ancho de banda. Por esta razón, el regenerador es susceptible de variar lentamente el jitter o los patrones.

El jitter puede considerarse como una función del ruido dentro del lazo de sincronía. Como éste es atenuado por el ancho de banda del lazo, la relación respecto a la SNR es: [11]

$$(SNR)_q = (SNR)_r \frac{(BW)_q}{(BW)_r}, \quad (3.2)$$

donde

$(SNR)_q$ es la SNR del lazo de sincronía,

$(SNR)_r$ es la SNR en la recepción,

$(BW)_r$ es el ancho de banda del receptor,

$(BW)_q$ es el ancho de banda del lazo de sincronía y se determina como

$$(BW)_q = \frac{f}{Q_{osc}},$$

donde

f es la frecuencia de sincronía,

Q_{osc} es el factor de calidad del oscilador.

Si la ecualización y el ajuste del umbral son óptimos, el jitter en el cruce del umbral puede estar fuertemente relacionado con la relación señal ruido en la entrada del detector del umbral binario. Una señal con un tiempo de subida (t_r) (*rise time*) finito en el cruce del umbral resulta en la conversión de la amplitud del ruido en el ruido de sincronización directamente, es decir, el jitter.

Recordar que en la transmisión de pulsos, las respuestas de varios componentes del sistema, a menudo se especifican en términos de tiempo de subida y de caída. El tiempo de subida (t_r) se define como el tiempo que le toma a la señal de voltaje o de corriente para alcanzar del 10 al 90% de su valor final. La relación entre el tiempo de subida y el ancho de banda para un flujo de pulsos rectangulares ideal se define en términos de la respuesta de un filtro pasobajas a una entrada escalón: [11]

$$t_r = \frac{0.35}{(BW)_{e,3dB}}, \quad (3.3)$$

donde

t_r es el tiempo de subida,

$(BW)_{e,3dB}$ es el ancho de banda eléctrico de 3 dB.

3.4 Diagrama de ojo

La técnica de diagrama de ojo es una herramienta muy útil en los métodos experimentales para la obtención de parámetros que permiten la evaluación del desempeño de un sistema de comunicación digital incluyendo las comunicaciones ópticas. Las mediciones se realizan en el dominio del tiempo. Su nombre se debe a que la figura que se despliega asemeja la forma de un ojo humano.

El diagrama de ojo de la figura 3.3, se ve como se observaría en un osciloscopio, pero de forma muy esquemática, como se despliegan las amplitudes relativas de la señal y del ruido en pulsos binarios recibidos de manera sucesiva. [11]

El peor caso de un diagrama de ojo se compone por una cubierta baja del pulso y la parte superior de la cubierta que precede al final del pulso, y la parte superior de la cubierta del siguiente pulso. El área encerrada por estas cubiertas es el área de trabajo para la detección del pulso. La amplitud en los cruces de tiempo deben intersectarse dentro de esta área. Se define a esta área como el peor caso del “ojo”, y un gráfico de todos los ojos como el “diagrama de ojo”, es simplemente un despliegue tipo osciloscopio de un tren de pulsos aleatorio sincronizado con la frecuencia del pulso de repetición [3], es decir, se aplica la onda recibida a placas de deflexión vertical de un osciloscopio y se aplica una señal de diente de sierra en la velocidad de transmisión de los datos $B = 1/T_B$ a las placas de deflexión horizontal.

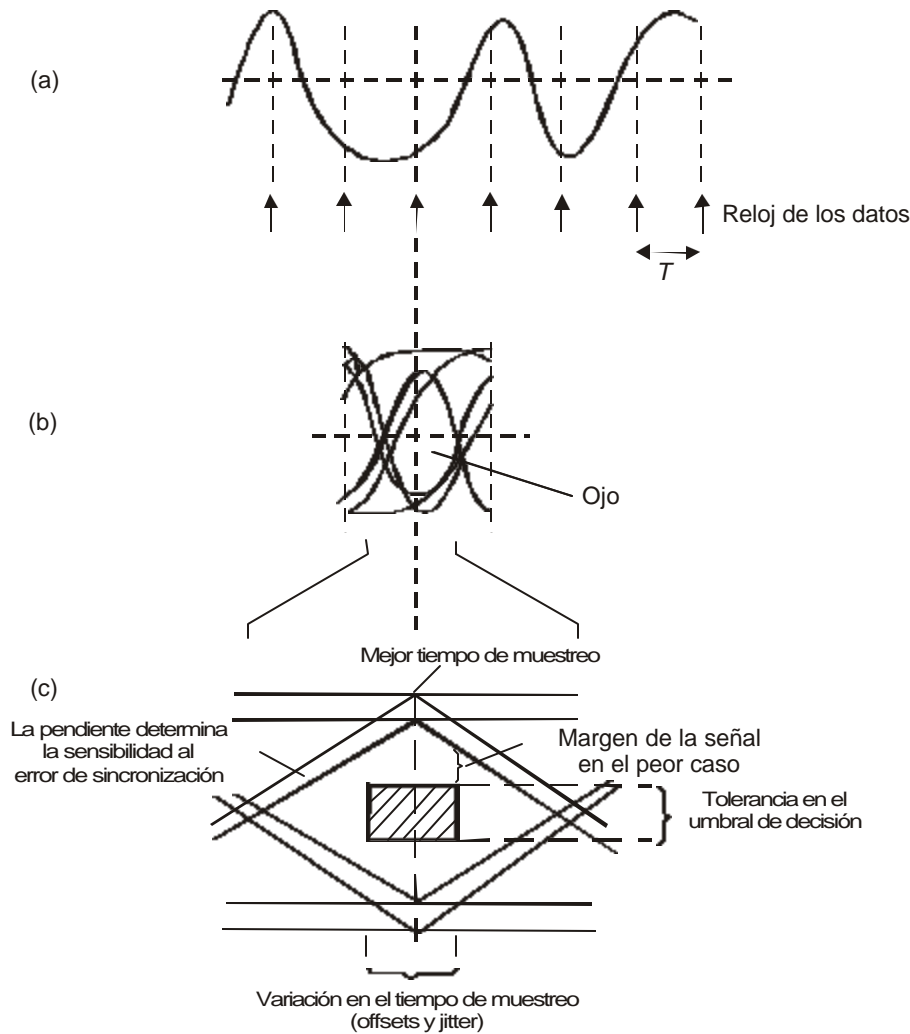


Figura 3.3 Construcción de un ojo binario:
 (a) Señal binaria ecualizada, (b) Diagrama de ojo,
 (c) Interpretación del diagrama de ojo.

La relación señal a ruido se relaciona con el nivel del umbral del decodificador, la apertura en el centro de ojo se relaciona con la probabilidad de error. Entre más pequeña sea la apertura, mayor será la probabilidad de un error decodificado como pulsos de ruido que cruzan el umbral.

En la figura 3.4 se puede observar la aparición del jitter en la señal regenerada por la existencia de la fluctuación de fase aleatoria en el proceso de sincronización.

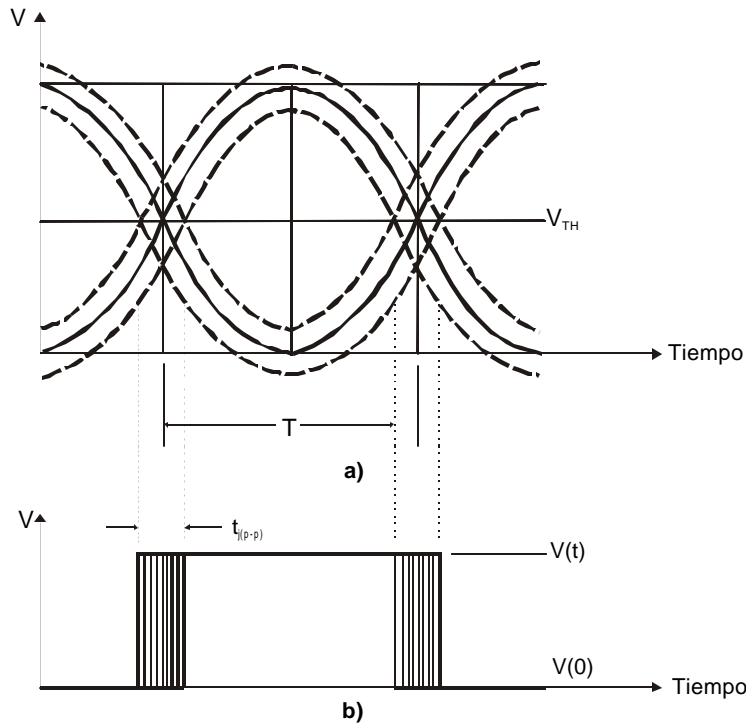


Figura 3.4 Jitter de sincronización aleatorio como se desplegaría en el diagrama de ojo:
 a) Diagrama de ojo, b) Señal regenerada.

3.5 Relación entre los parámetros de diagrama de ojo y la tasa de errores de bits

Se asume que la señal está muestreada en el pico del pulso de voltaje. En la práctica, el instante de decisión se determina por el circuito de recuperación del reloj. Debido a la naturaleza ruidosa de la entrada del circuito de recuperación del reloj, el tiempo de muestreo fluctúa de bit a bit. Tales fluctuaciones son llamadas **jitter temporal (timing jitter)** o simplemente **jitter**. La SNR se degrada por causa de fluctuaciones en el instante de muestreo llevando a fluctuaciones adicionales en la señal. Esto puede entenderse al observar que si el bit no es muestreado en el centro de éste, el valor muestreado se reduce por una cantidad que depende del jitter (Δt) [14].

Como el jitter (Δt) es una variable aleatoria, la reducción del valor muestreado también es aleatoria. La SNR se reduce como resultado de dichas fluctuaciones adicionales en la señal, y el desempeño en el receptor se degrada en comparación con la que se esperaba en la ausencia del jitter. La SNR puede mantenerse al incrementar la potencia óptica recibida. Este incremento es la penalización de potencia inducida por el jitter.

Para simplificar el siguiente análisis, considérese un receptor p-i-n dominado por el ruido térmico σ_T y asúmase la potencia de estado apagado (es decir cuando se transmite un “cero”) $P_0 = 0$. Entonces, al usar $I_0 = 0$ en la ecuación [14]

$$Q = \frac{I_1 - I_0}{\sigma_1 + \sigma_0}, \quad (3.4)$$

donde

Q es el coeficiente de consecuencia de la tasa de errores de bits (BER); esta forma simplificada es una aproximación cercana a la forma de función de error complementario (erfc – *complementary error function*) [1]

El parámetro Q está dado por [14]:

$$Q = \frac{I_1 - \langle \Delta i_j \rangle}{(\sigma_T^2 + \sigma_j^2)^{1/2} + \sigma_T}, \quad (3.5)$$

donde

I_1 es la corriente del fotodetector en estado encendido (cuando se transmite un “uno”),

I_0 es la corriente del fotodetector en estado apagado (cuando se transmite un “cero”),

σ_1 es el ruido total del fotodetector (valor RMS) en estado encendido,

σ_0 es el ruido total del fotodetector (valor RMS) en estado apagado,

$\langle \Delta i_j \rangle$ es el valor promedio de la fluctuación de corriente inducida por el jitter Δt ,

σ_j es el ruido inducido por el jitter Δt (valor RMS de la fluctuación de corriente Δi_j),

σ_T es el ruido térmico o ruido Johnson o ruido Nyquist y se puede definir como [14]

$$\sigma_T^2 = \langle i_T^2(t) \rangle = (4k_B T / R_L) F_n \Delta f_{eff}, \quad (3.6)$$

donde

$i_T(t)$ es la fluctuación de corriente inducida por el ruido térmico,

k_B es la constante de Boltzmann,

T es la temperatura absoluta,

R_L es la resistencia de carga,

F_n es la figura de ruido del amplificador,

Δf_{eff} es el ancho de banda de ruido efectivo.

El valor eficaz de la fluctuación de corriente Δj , denominada como σ_j depende de la forma del pulso de la señal $S(t)$ que es un valor instantáneo a la salida del amplificador, antes de entrar al circuito de decisión. Tomando en cuenta la presencia del filtro que destaca la frecuencia de la primera armónica del flujo de bits (que es equivalente según de las ecuaciones (3.1) y (3.5) al $t_r = 0.7 T_B$, un caso particular, pero muy frecuente en los sistemas de comunicación), se puede aproximar [15]

$$S(t) = \frac{1}{2} [1 + \cos(\pi Bt)] = \cos^2\left(\frac{\pi Bt}{2}\right), \quad (3.7)$$

Véase la figura 3.5.

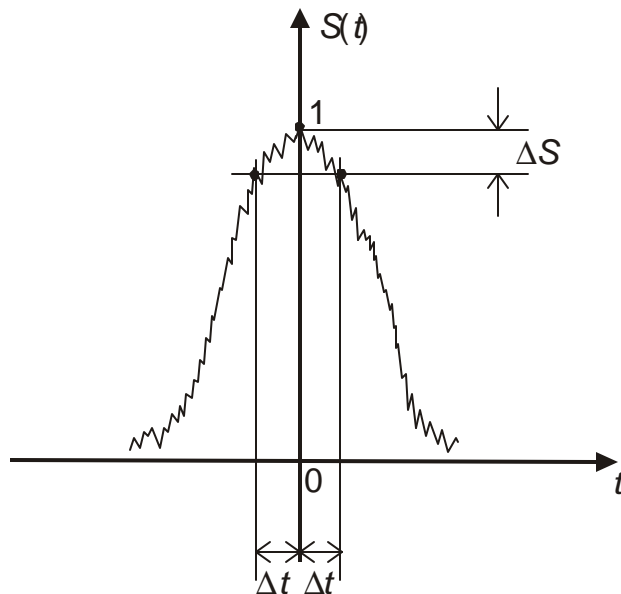


Figura 3.5 Representación de la fluctuación de señal ΔS inducida por el jitter Δt .

Ahora bien, la fluctuación de corriente inducida por el jitter, Δj , se puede determinar en función de la forma del pulso de la señal $S(t)$ [14]

$$\Delta i_j = I_1 \Delta S = I_1 [S(0) - S(\Delta T)] = I_1 \text{sen}^2\left(\frac{\pi B \Delta t}{2}\right), \quad (3.8)$$

donde I_1 es el valor pico del pulso de señal de corriente en presencia de “uno”, ΔS es la fluctuación de señal inducida por el jitter Δt , y el instante de muestreo ideal es $t = 0$.

Si consideramos que $B\Delta t \ll 1$ (donde la velocidad binaria $B = 1/T_B$, y T_B es el período de bit), el valor pico a pico de la fluctuación de corriente inducida por el jitter, Δi_j , se aproxima como

$$\Delta i_j \approx \left(\frac{2\pi^2}{3} - 4 \right) (B\Delta t)^2 I_1, \quad (3.9)$$

Con esta aproximación, el valor promedio de la fluctuación de corriente inducida por el jitter es

$$\langle \Delta i_j \rangle = \frac{bI_1}{2} \quad (3.10)$$

y su valor RMS

$$\sigma_j = \frac{bI_1}{\sqrt{2}} \quad (3.11)$$

donde

$$b \approx \left(\frac{4\pi^2}{3} - 8 \right) (B\tau_j)^2 = \left(\frac{4\pi^2}{3} - 8 \right) \left(\frac{\tau_j}{T_B} \right)^2$$

τ_j es el valor RMS de Δt .

Sustituyendo $\langle \Delta i_j \rangle$ y σ_j en la ecuación (3.5) se obtiene

$$Q = \frac{I_1 \left(1 - \frac{b}{2} \right)}{\sqrt{\sigma_T^2 + \frac{(bI_1)^2}{2} + \sigma_T}} = \frac{1 - \frac{b}{2}}{\sqrt{\left(\frac{\sigma_T}{I_1} \right)^2 + \frac{b^2}{2} + \frac{\sigma_T}{I_1}}}. \quad (3.12)$$

Si se supone que el ruido es Gaussiano, y también es blanco, entonces la conversión del jitter pico a pico Δt a uno eficaz, τ_j , es aproximadamente [11]

$$\tau_j \approx \frac{\Delta t}{12.6}, \quad (3.13)$$

Al verse en un osciloscopio, el ruido RMS σ_T puede determinarse de forma aproximada como 1/8 del valor visual del ruido pico a pico Δi_{Tvis} , es decir [11]

$$\sigma_T \approx \frac{\Delta i_{Tvis}}{8}. \quad (3.14)$$

De manera análoga el jitter RMS τ_j se determinó de forma aproximada como 1/8 del valor visual del jitter pico a pico Δt_{vis} , es decir [11]

$$\tau_j \approx \frac{\Delta t_{vis}}{8}. \tag{3.15}$$

Sustituyendo b y tomando en cuenta dichas relaciones entre los valores pico a pico visible y RMS en la ecuación (3.12)

$$Q \approx \frac{1 - \frac{1}{2} \left(4\pi^2 / 3 - 8 \right) \left(\frac{\Delta t_{vis}}{8T_B} \right)^2}{\sqrt{\left(\frac{\Delta i_{Tvis}}{8I_1} \right)^2 + \frac{1}{2} \left(4\pi^2 / 3 - 8 \right)^2 \left(\frac{\Delta t_{vis}}{8T_B} \right)^4 + \frac{\Delta i_{Tvis}}{8I_1}}}$$

$$\approx \frac{8 - 0.322 \left(\frac{\Delta t_{vis}}{T_B} \right)^2}{\sqrt{\left(\frac{\Delta i_{Tvis}}{I_1} \right)^2 + 0.208 \left(\frac{\Delta t_{vis}}{T_B} \right)^4 + \frac{\Delta i_{Tvis}}{I_1}}}, \tag{3.16}$$

Como puede observarse de la expresión (3.16), para hacer una aproximación del valor de Q , es suficiente tomar las lecturas correspondientes directamente del diagrama de ojo (figura. 3.6).

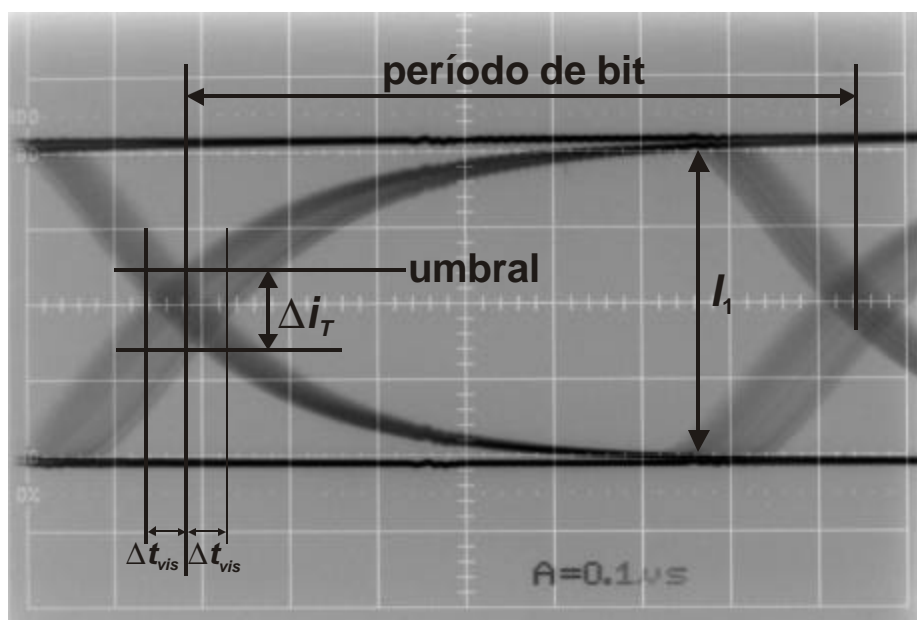


Figura 3.6 Vista del diagrama de ojo en la pantalla de osciloscopio.

En la tabla 3.1 se muestran los valores de Q calculados con la ecuación (3.16), en función de dos variables normalizadas $\Delta i_{Tvis}/I_1$ y $\Delta t_{vis}/T_B$ (valores visibles en un osciloscopio del ruido y jitter, normalizados con los parámetros del diagrama de ojo totalmente abierto) en el intervalo de 0 a 1.

Tabla 3.1 Valores de Q calculados con la ecuación (3.16) en función del ruido y jitter normalizados.

$\Delta i_{Tvis}/I_1$	0	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1.0
$\Delta t_{vis}/T_B$											
0		40.0	20.0	13.3	10.0	8.00	6.67	5.71	5.00	4.44	4.00
0.1	1753	40.0	20.0	13.3	10.0	8.00	6.67	5.71	5.00	4.44	4.00
0.2	420	39.6	19.9	13.3	9.98	7.99	6.66	5.70	4.99	4.43	3.99
0.3	194	38.3	19.7	13.2	9.94	7.96	6.63	5.69	4.98	4.42	3.98
0.4	109	35.6	19.3	13.1	9.86	7.91	6.60	5.66	4.96	4.41	3.97
0.5	69.5	31.5	18.4	12.8	9.71	7.82	6.54	5.62	4.93	4.38	3.95
0.6	48.0	27.0	17.2	12.3	9.48	7.69	6.45	5.56	4.88	4.35	3.92
0.7	35.1	24.2	15.7	11.6	9.14	7.49	6.33	5.47	4.81	4.29	3.88
0.8	27.4	19.1	14.1	10.9	8.71	7.23	6.15	5.35	4.72	4.22	3.82
0.9	20.9	16.1	12.5	9.99	8.20	6.91	5.94	5.19	4.61	4.13	3.75
1.0	16.8	13.6	11.0	9.09	7.64	6.53	5.68	5.00	4.46	4.02	3.66

Tanto el modelo usado anteriormente, como la misma ecuación (3.16) estiman que $B\Delta t \ll 1$. Considerando las ecuaciones (3.13) y (3.15), el valor visible de jitter $\Delta t_{vis} = 0.6\Delta t$. Entonces, los resultados presentados en la Tabla 3.1 son correctos solamente con valores pequeños de Δt_{vis} en un intervalo estrecho, donde $0 < \Delta t_{vis} < 0.2$. Pero para los valores grandes $\Delta t_{vis} > 0.2$, los resultados obtenidos no son confiables. Sin embargo, para el estudio y aplicación del método de diagrama de ojo, sería interesante obtener estos resultados más confiables para el intervalo ancho $0 < \Delta t_{vis} < 1$.

Una aproximación más robusta pero que es mejor para todo el intervalo $0 < \Delta t_{vis} < 1$, es la aproximación lineal o la aproximación del pulso por un triángulo (véase la figura 3.7).

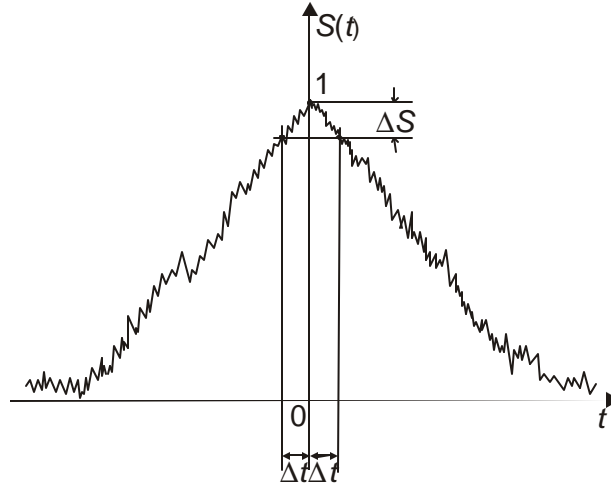


Figura 3.7. Aproximación de la señal de pulso en forma triangular.

En este caso

$$\Delta i_j = I_1 \Delta S = I_1 [S(0) - S(\Delta t)] = I_1 B |\Delta t| = I_1 \frac{|\Delta t|}{T_B}. \quad (3.17)$$

Tomando en cuenta que en los instantes de decisión el jitter se transforma al ruido, independientemente por ambos frentes de pulso, el valor promedio de la fluctuación de corriente inducida por el jitter se puede expresar como

$$\langle \Delta i_j \rangle = \frac{I_1}{T_B} \langle |\Delta t| \rangle = \frac{I_1}{T_B} \frac{1}{2} \sqrt{\tau_j + \tau_j} = \frac{I_1}{T_B} \frac{1}{\sqrt{2}} \tau_j, \quad (3.18)$$

y su valor RMS

$$\sigma_j = \frac{I_1}{T_B} \tau_j. \quad (3.19)$$

Ahora, tomando en cuenta las ecuaciones (3.4), (3.18), (3.19), y que $I_0 = 0$

$$Q \approx \frac{\left(I_1 - I_1 \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\tau_j}{T_B} \right) - \left(I_0 + I_1 \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\tau_j}{T_B} \right)}{\sqrt{\sigma_T^2 + I_1^2 \left(\frac{\tau_j}{T_B} \right)^2} + \sqrt{\sigma_T^2 + I_1^2 \left(\frac{\tau_j}{T_B} \right)^2}} = \frac{I_1 - \sqrt{2} \frac{\tau_j}{T_B}}{2 \sqrt{\sigma_T^2 + I_1^2 \left(\frac{\tau_j}{T_B} \right)^2}}, \quad (3.20)$$

Para obtener un resultado correcto en el caso real, es decir, cuando el tren de pulsos de información tiene cierta distribución de duración de los pulsos formados por varios bits

de “1” o “0”, es necesario introducir un coeficiente a de relación cíclica en la ecuación (3.20):

$$Q \approx \frac{I_1 - \sqrt{2a} \frac{\tau_j}{T_B}}{2 \sqrt{\sigma_T^2 + a^2 I_1^2 \left(\frac{\tau_j}{T_B} \right)^2}}, \quad (3.21)$$

donde

$$a = \frac{N_T}{N_{T_{max}}}, \quad (3.22)$$

donde N_T y $N_{T_{max}}$ son respectivamente, el número promedio real y el número máximo posible de las transiciones por unidad de tiempo. En el caso ideal, cuando los pulsos de “1” y “0” con la duración mínima (igual a T_B para el caso del código NRZ), siguen alternándose uno tras otro, $a = 1$.

Para los valores visibles del ruido y jitter tomando en cuenta las ecuaciones (3.14), (3.15) y (3.21)

$$Q \approx \frac{I_1 - \sqrt{2a} \frac{\Delta t_{vis}}{8T_B}}{2 \sqrt{\left(\frac{\Delta I_{Tvis}}{8} \right)^2 + a^2 I_1^2 \left(\frac{\Delta t_{vis}}{8T_B} \right)^2}} = \frac{4 - \frac{a}{\sqrt{2}} \frac{\Delta t_{vis}}{T_B}}{\sqrt{\left(\frac{\Delta I_{Tvis}}{I_1} \right)^2 + a^2 \left(\frac{\Delta t_{vis}}{T_B} \right)^2}}. \quad (3.23)$$

Como la distribución de probabilidad de duración de pulsos T en un flujo de bits “aleatorio” con la codificación NRZ es considerada una función Gaussiana:

$$P(T) = \frac{1}{\sigma_T \sqrt{2\pi}} \exp \left[- \frac{\left(\frac{T}{T_B} - 1 \right)^2}{2(\sigma_T)^2} \right], \quad (3.24)$$

donde σ_T es el valor RMS de la variable de esta función, y $T_B < T < \infty$ (en realidad, T está tomando valores discretos: $T = kT_B$, donde $k = 1, 2, 3, \dots$).

Considerando $\sigma_T = T_{RMS} / T_B - 1$, el valor RMS de la duración de pulso $T_{RMS} = (1 + \sigma_T) T_B = (1 + (2\pi)^{-1/2}) T_B \cong 1.4 T_B$.

En este caso $a = T_B / T_{RMS} = 1 / (1 + (2\pi)^{-1/2}) \cong 0.715$. Aplicando la ecuación (3.23),

$$Q \approx \frac{4 - 0.5 \frac{\Delta t_{vis}}{T_B}}{\sqrt{\left(\frac{\Delta i_{Tvis}}{I_1}\right)^2 + 0.51 \left(\frac{\Delta t_{vis}}{T_B}\right)^2}} \quad (3.25)$$

En la tabla 3.2 se muestran los valores de Q calculados con la ecuación (3.25) en función de dos variables normalizadas $\Delta i_{Tvis}/I_1$ y $\Delta t_{vis}/T_B$ en el intervalo de 0 a 1.

Tabla 3.2 Valores de Q calculados con la ecuación (3.25) en función del ruido y jitter normalizados.

$\Delta i_{Tvis}/I_1$	0	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1.0
$\Delta t_{vis}/T_B$											
0		40.0	20.0	13.3	10.0	8.00	6.67	5.71	5.00	4.44	4.00
0.1	55.3	32.1	18.6	12.8	9.72	7.82	6.54	5.61	4.92	4.38	3.94
0.2	27.3	22.4	15.9	11.7	9.18	7.50	6.32	5.46	4.80	4.28	3.86
0.3	18.0	16.3	13.1	10.4	8.48	7.08	6.04	5.26	4.65	4.16	3.76
0.4	13.3	12.6	10.9	9.17	7.73	6.60	5.72	5.03	4.47	4.02	3.65
0.5	10.5	10.1	9.16	8.04	6.99	6.10	5.37	4.77	4.28	3.87	3.53
0.6	8.64	8.41	7.82	7.07	6.31	5.62	5.02	4.51	4.08	3.71	3.40
0.7	7.30	7.16	6.78	6.26	5.70	5.16	4.67	4.24	3.87	3.55	3.26
0.8	6.30	6.21	5.95	5.58	5.16	4.74	4.35	3.98	3.66	3.38	3.13
0.9	5.52	5.46	5.27	5.00	4.69	4.36	4.04	3.74	3.46	3.21	2.99
1.0	4.90	4.85	4.72	4.52	4.28	4.01	3.75	3.50	3.26	3.05	2.85

Y de este valor de Q obtenido se puede encontrar el valor de BER por medio de las ecuaciones aproximadas [14]:

para $Q \geq 3$

$$BER \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \times \frac{1}{Q} \exp\left(-\frac{Q^2}{2}\right), \quad (3.26)$$

y para $Q \geq 0$

$$BER \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \times \frac{1}{(1 - 0.339)Q + 0.339\sqrt{Q^2 + 5.51}} \exp\left(-\frac{Q^2}{2}\right). \quad (3.27)$$

En la tabla 3.3 se muestran los valores de BER calculados con la ecuación (3.27) y los resultados expuestos en la tabla 3.2, por supuesto, en función de las dos variables normalizadas $\Delta i_{Tvis}/I_1$ y $\Delta t_{vis}/T_B$ en el intervalo de 0 a 1.

Tabla 3.3 Valores de BER calculados con la ecuación (3.27), correspondientes a los valores Q de la tabla 3.2 para los variables del ruido y jitter normalizadas.

$\Delta i_{Tvis}/I_1$	0	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1.0
$\Delta t_{vis}/T_B$											
0	≈ 0	3.66×10^{-350}	2.76×10^{-89}	7.45×10^{-41}	7.69×10^{-24}	6.32×10^{-16}	1.34×10^{-11}	5.67×10^{-09}	2.97×10^{-07}	4.61×10^{-06}	3.35×10^{-05}
0.1	3.44×10^{-667}	5.25×10^{-227}	1.62×10^{-77}	7.37×10^{-38}	1.24×10^{-22}	2.67×10^{-15}	3.20×10^{-11}	1.02×10^{-08}	4.54×10^{-07}	6.36×10^{-06}	4.31×10^{-05}
0.2	1.83×10^{-164}	4.04×10^{-111}	5.23×10^{-57}	4.12×10^{-32}	2.14×10^{-20}	3.25×10^{-14}	1.31×10^{-10}	2.47×10^{-08}	8.29×10^{-07}	9.82×10^{-06}	5.99×10^{-05}
0.3	1.67×10^{-72}	6.46×10^{-60}	1.03×10^{-39}	7.91×10^{-26}	1.10×10^{-17}	7.47×10^{-13}	7.76×10^{-10}	7.48×10^{-08}	1.74×10^{-06}	1.66×10^{-05}	8.87×10^{-05}
0.4	1.12×10^{-40}	1.86×10^{-36}	5.99×10^{-28}	2.32×10^{-20}	5.42×10^{-15}	2.12×10^{-11}	5.53×10^{-09}	2.59×10^{-07}	4.03×10^{-06}	3.02×10^{-05}	1.38×10^{-04}
0.5	4.26×10^{-26}	2.44×10^{-24}	2.56×10^{-20}	4.53×10^{-16}	1.36×10^{-12}	5.32×10^{-10}	4.05×10^{-08}	9.49×10^{-07}	9.79×10^{-06}	5.70×10^{-05}	2.21×10^{-04}
0.6	2.97×10^{-18}	2.09×10^{-17}	2.59×10^{-15}	7.69×10^{-13}	1.41×10^{-10}	9.89×10^{-09}	2.70×10^{-07}	3.42×10^{-06}	2.40×10^{-05}	1.10×10^{-04}	3.61×10^{-04}
0.7	1.45×10^{-13}	4.12×10^{-13}	6.17×10^{-12}	1.96×10^{-10}	6.13×10^{-09}	1.26×10^{-07}	1.54×10^{-06}	1.16×10^{-05}	5.79×10^{-05}	2.10×10^{-04}	5.92×10^{-04}
0.8	1.51×10^{-10}	2.77×10^{-10}	1.40×10^{-09}	1.25×10^{-08}	1.27×10^{-07}	1.10×10^{-06}	7.29×10^{-06}	3.58×10^{-05}	1.33×10^{-04}	3.94×10^{-04}	9.64×10^{-04}
0.9	1.71×10^{-08}	2.49×10^{-08}	6.90×10^{-08}	2.90×10^{-07}	1.43×10^{-06}	6.83×10^{-06}	2.85×10^{-05}	9.96×10^{-05}	2.91×10^{-04}	7.19×10^{-04}	1.55×10^{-03}
1.0	4.95×10^{-07}	6.30×10^{-07}	1.23×10^{-06}	3.26×10^{-06}	9.99×10^{-06}	3.14×10^{-05}	9.31×10^{-05}	2.49×10^{-04}	5.94×10^{-04}	1.26×10^{-03}	2.42×10^{-03}

Observando las tablas 3.2 y 3.3, se puede ver que con el ojo completamente cerrado (los valores normalizados del ruido y jitter visibles están cercanos al 1) el valor de Q está cerca de 3 lo que no da una buena calidad de transmisión ($BER \approx 10^{-3}$). Mientras que los valores de Q y BER son aceptables ($Q > 6$ y $BER < 10^{-9}$) si el ojo está entre los estados abierto y medio abierto (los valores normalizados del ruido y jitter visibles son menores de 0.5).

Conclusiones

En general, casi en todos los elementos que conforman un enlace se produce jitter, pero por simple que sea el sistema, suponiendo aún que el enlace no requiera un repetidor, ni se tengan filtros o amplificadores, siempre se tendrá algún punto en donde se reciba la señal, y por tanto aparecerá el jitter. Aún haciendo la suposición de que se tiene un receptor de muy buena calidad, los mismos datos que se transmiten, introducen el mencionado jitter, por lo que se entiende que es una degradación que se presenta en cualquier sistema, y al ser tan general, surge el interés en tratar de desarrollar una práctica sobre este tema.

Como consecuencia del jitter se tiene una inestabilidad de posición del pulso, que a su vez va a afectar la tasa de errores de bit. En general, en la literatura sobre el tema se dice que existe una relación definitiva entre la tasa BER y el diagrama de ojo; de hecho en ocasiones se presentan las imágenes del diagrama de ojo y se mencionan los valores de Q correspondientes, pero no se da una relación analítica entre los parámetros del diagrama de ojo y el valor de Q [16]. La ausencia de tal expresión o de alguna aproximación, dificulta el aprendizaje sobre esta relación.

En lo que los distintos autores coinciden es que el diagrama de ojo es una herramienta muy útil, pero no queda claro más que para alguien con amplia experiencia en el tema o con un equipo especializado, de que manera sacar provecho o darle una correcta interpretación al diagrama mencionado.

Por medio de las expresiones estimadas en este capítulo se puede evaluar aproximadamente la Q (y entonces la tasa BER correspondiente) observando el diagrama de ojo y tomando medidas de los valores visibles del ruido y jitter, aprendiendo de esta manera la relación existente entre la calidad de transmisión en un sistema digital y los parámetros del diagrama de ojo a medir.

Como puede observarse fueron investigadas varias aproximaciones; en la primera se utilizó una aproximación cosenoidal conocida, pero el intervalo del ruido y jitter en que era aplicable la expresión era muy reducido. Para ampliar dicho intervalo era necesario buscar otra aproximación, y se eligió la de una señal triangular, lo que permitió encontrar una expresión satisfactoria y adecuada para fines didácticos.

CAPÍTULO 4

PROPUESTA PARA EL ESTUDIO DEL DIAGRAMA DE OJO

4.1 Introducción

Para determinar la calidad de transmisión de un sistema de comunicaciones digital (incluso los sistemas ópticos), en general existen dos herramientas [1]:

Diagrama de ojo
Tasa de errores de bits (BER)

La señal recibida en un sistema de comunicaciones digital es afectada de manera significativa por el ruido y la interferencia intersimbólica, la que es ocasionada por el ancho de banda restringido por los componentes que forman al sistema, como por ejemplo los filtros en un sistema multicanalizado como DWDM. La etapa más importante en donde se determina directamente la calidad de la transmisión, es la entrada del circuito de comparación, donde la señal detectada con el ruido aparece todavía en forma analógica.

La caracterización de la calidad de transmisión por medio del análisis del diagrama de ojo no ofrece tanta exactitud como la medición directa de la tasa de errores de bits, sin embargo el diagrama de ojo permite evaluar otros parámetros importantes como el ancho de banda, la relación señal-ruido, el jitter, y además ofrece cierta información adicional sobre el carácter y causas de la degradación de la señal transmitida.

Ya establecido el punto de que el diagrama de ojo tiene sus ventajas, el problema que ahora se presenta es lograr desplegarlo de manera adecuada para poder realizar las mediciones convenientes.

Este capítulo trata sobre la búsqueda de las posibles soluciones para realizar las mediciones del diagrama de ojo con fines didácticos, tomando en cuenta el equipo existente en el Departamento de Telecomunicaciones.

4.2 Datos técnicos básicos del equipo existente

La información de los datos técnicos básicos del equipo mencionado en las propuestas, se encuentran en un anexo. Sólo se ampliará la información respecto al analizador de señales.

4.2.1 Analizador de señales HP 83475B

Teóricamente las mediciones del diagrama de ojo se pueden realizar con el analizador de señales HP83475B, que es una herramienta de medición para aplicaciones de comunicaciones digitales, eléctricas y ópticas, y que en función de lo explicado anteriormente, vendría siendo un osciloscopio especializado.

Las mediciones críticas que el analizador de señales toma como base para calcular los valores de los parámetros requeridos son los de los niveles del "1" y del "0", y los puntos de cruce. Dichos valores se consideran para determinar las mediciones de la tasa de bits (*bit rate*), el porcentaje del cruce de ojo (*eye crossing percent*) y de la fluctuación de fase lenta (*jitter*) [2].

Para medir el tiempo de subida o levantamiento (*rise time*), y el de caída (*fall time*) se toman los valores del 10% y 90% del valor de la amplitud máxima. El valor del 50% de la amplitud máxima se utiliza para determinar el período de bit o el intervalo de unidad (UI).

Todas las mediciones de amplitudes y de tiempos del diagrama de ojo, son hechas en el primer "ojo" desplegado en el analizador de señales a la izquierda.

Para la amplitud del cruce del ojo en porcentaje, se mide en la señal de entrada la amplitud del cruce del ojo como un porcentaje del "1" y se saca su diferencia con la amplitud del "0" del diagrama de ojo.

Para medir la altura del ojo de la señal de entrada como un porcentaje, se considera la diferencia de amplitud entre el "1" y el "0" de la señal de entrada.

El punto de 0% del UI del diagrama de ojo es el primer cruce completo de la izquierda. El punto de 100% del UI es el siguiente cruce a la derecha.

Cuando se solicita la medición del jitter rms, el instrumento mide dicho valor en el punto de cruce del diagrama de ojo.

La amplitud del voltaje, como es de suponerse, se mide como la diferencia entre el voltaje del "1" menos el voltaje del "0".

El nivel del "0" es el valor más prevalente o el promedio del nivel bajo de la señal. De manera similar sucede con el "1".

El valor de período de bit que se despliega en la pantalla, se actualiza después de que cada adquisición de datos se completa.

La medición de la relación de extinción requiere de varios pasos. Uno de ellos es encontrar la localización en el tiempo de los puntos de cruce en el diagrama de ojo. Los parámetros que más afectan dicha medición son los valores altos de distorsión, de ruido y/o jitter. En términos generales la relación de extinción se define de manera típica como 10 veces el logaritmo de la relación de nivel de potencia óptica promedio del "1" lógico entre el nivel de la potencia óptica promedio del "0" lógico. También puede expresarse en porcentaje, y sería simplemente la relación lineal del nivel de "0" entre el nivel del "1" multiplicado por 100 y expresado como un porcentaje.

La especificación de la relación de extinción existe tanto en los estándares de SDH como en SONET, y es debido a esto que debe ser medido en el proceso de manufactura en cumplimiento de los transmisores de ondas de luz. Dependiendo de la tasa de bits y la aplicación, se debe tener un relación de extinción mínimo de 8.2 o 10 dB. Dicha relación puede proveer algo de información con respecto al desempeño del transmisor. Al estar relacionada directamente con el punto de polarización de corriente del transmisor, las variaciones que se presentan en la relación de extinción pueden indicar problemas con la polarización del transmisor, lo que a su vez se relaciona con el BER mínimo.

La relación de extinción también proporciona, a un nivel de potencia promedio dado, la realimentación de la separación del nivel del "1" y del "0", que está directamente relacionado con el desempeño del BER del transmisor.

Algo importante con respecto a la medición de dicha relación es que se debe dejar calentar el sistema por lo menos una hora para estabilizar el offset de DC del sistema. También se recomienda que se despliegue el diagrama de ojo en el analizador de tal manera que cubra el 80% de la escala; ajustando la escala horizontal para que se despliegue un solo diagrama de ojo entero, es decir con los dos puntos de cruce. Para minimizar el error que se introduce por el ruido del sistema, se deben tomar al menos 2,000 muestras de amplitud en el histograma.

Las mediciones de la potencia óptica promedio se hacen al monitorear la corriente del fotodiodo del receptor óptico integrado.

Las lecturas que proporciona el diagrama de ojo se dividen en dos grupos, en la tabla 4.1 se encuentran los datos con respecto al tiempo y en la tabla 4.2 se encuentran los referentes a la potencia. Estos datos se despliegan en la pantalla del analizador.

Tabla 4.1 Datos que se obtienen del analizador de señales con respecto al tiempo.

Con respecto al tiempo		
Parámetro	Como se despliega en el analizador de señales	Unidades
Tiempo de subida	Rise time	s
Tiempo de caída	Fall time	s
Velocidad de bits	Bit rate	bits por s
Período del bit	Bit Per	s
Distorsión del ciclo de trabajo	DC Dist	s
Jitter pico a pico	Jit PP	s
Jitter RMS	Jit RMS	s

Tabla 4.2 Datos que se obtienen del analizador de señales con respecto a la potencia.

Con respecto a la potencia		
Parámetro	Como se despliega en el analizador de señales	Unidades
Potencia	PwMtr	W
Relación de extinción	Ext Rat	
Nivel de voltaje máximo	V _{máx}	V
Nivel de voltaje mínimo	V _{mín}	V
Overshoot	Vover	%
Altura del ojo	Eye Ht	%
Nivel del uno	Vone	V
Nivel del cero	Vzero	V
Ruido pico a pico	NoisPP	V
Ruido RMS	NoisRM	V
	Vamp	V
	EyCros	%

4.3 Instalaciones propuestas

En un principio se consideraron las siguientes instalaciones para obtener el diagrama de ojo de ojo, con la respectiva lectura de los parámetros principales.

4.3.1 Instalación simple para analizar diagrama de ojo de una señal eléctrica.

En la propuesta, que se muestra en la figura 4.1, se utiliza una señal eléctrica (un tren de pulsos), y el disparo externo (*external trigger*) para el analizador se toma desde la salida de sincronía del mismo generador de funciones usado como fuente. La salida que se aplica a la entrada del analizador es una señal cuadrada con una relación cíclica de 0.5 para simular un tren de pulsos.

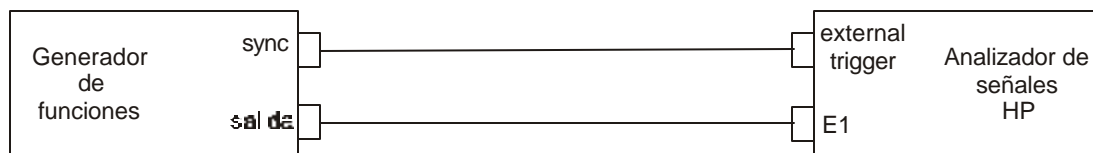


Figura 4.1 Instalación de prueba simple para la obtención del diagrama de ojo.

A continuación se indica el procedimiento para conseguir el diagrama de ojo.

Los pasos estándares según al manual del analizador de señal a seguir son:

Conectar el voltaje de salida del generador de funciones a la entrada E1 (1X) del analizador de señales. El puente que el analizador tiene entre E2 (2Y) y *Demod Output* se mantiene tal cual. En la figura 4.2 se muestran los bornes a los que se está haciendo referencia.



Figura 4.2 Parte del analizador de señales donde se muestran los bornes de entrada.

Ajustar un voltaje de amplitud A con una frecuencia f .

Conectar el borne de sincronía del generador de funciones al borne de trigger externo (*external trigger*) del analizador de señales.

Usando el botón de *Power/Voltage*, aparecerá en la parte inferior de la pantalla del analizador la opción de *Meas Type* (tipo de medición - *measurement type*), en donde se deberá elegir EYE:NRZ. En la figura 4.3 se muestra el botón mencionado, así como el de *Time*, al que se hará referencia más adelante.

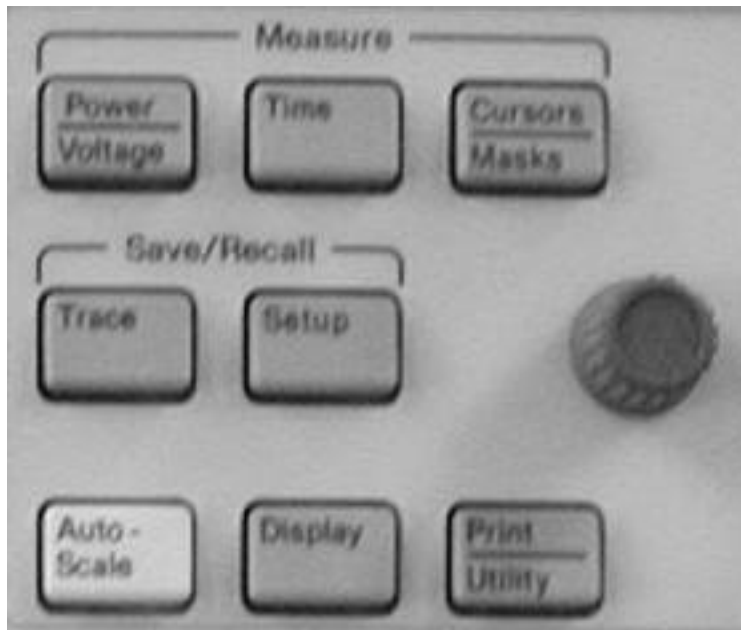


Figura 4.3 Parte del analizador de señales en donde pueden observarse algunos de los controles.

En este mismo paso, aparecerá al extremo derecho inferior de la pantalla la opción

More 1 /4

Elegir dicha instrucción con la tecla que se encuentran justo debajo de la leyenda, en la parte inferior de la pantalla, después:

More 2 /4

More 3 /4

Ampl Samp

En la figura 4.4 se muestran las teclas con las que se van eligiendo las instrucciones que se mencionan a continuación. Dicha figura no ejemplifica ninguna instrucción en especial, sólo muestra en donde se encuentran dichas teclas.

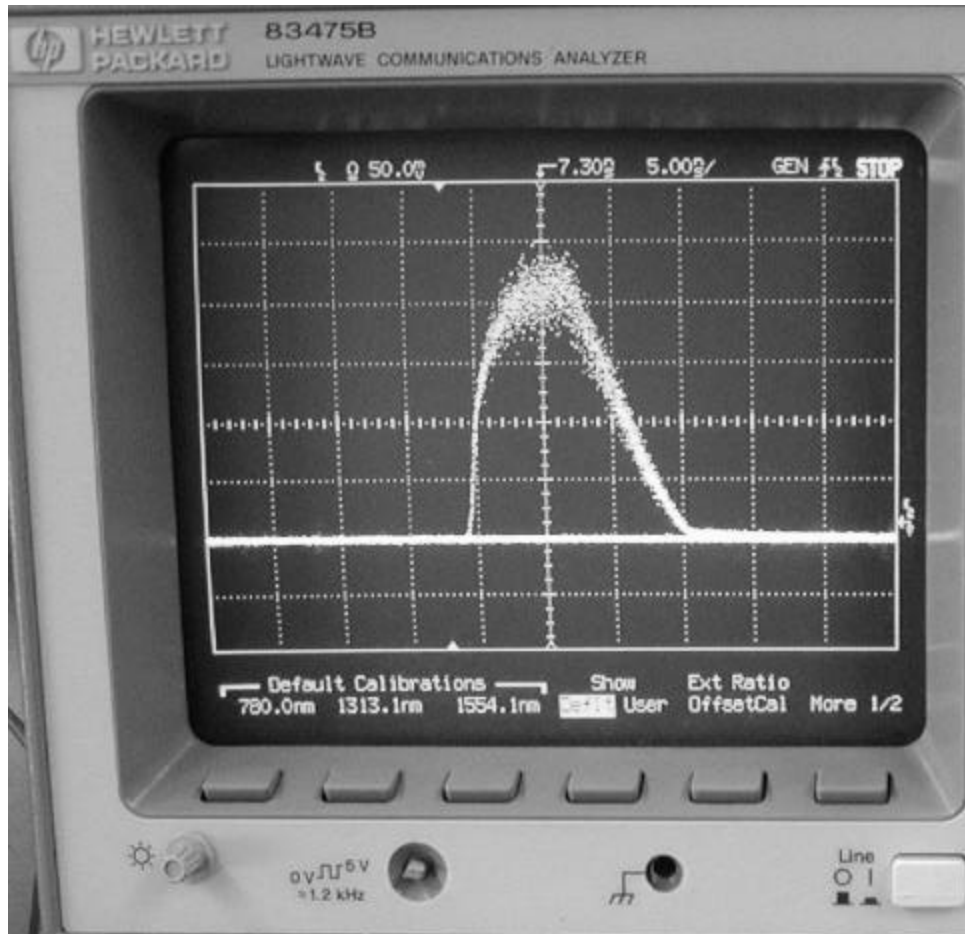


Figura 4.4 Pantalla del analizador de señales en donde se pueden observar las teclas con las que se eligen las diferentes opciones.

Con la perilla de propósito general (incluida en la figura 4.3), modificar el valor de la toma de muestras de amplitud para la construcción del histograma a 1,000.

Ahora, con el botón de *Time* (tiempo), que se muestra en la figura 4.3, también se debe elegir el tipo de medición (Meas Type), es decir EYE:NRZ. En la misma pantalla de nuevo a la derecha aparecerá

More 1 /4

Elegir dicha instrucción, después:

More 2 /4
More 3 /4
Time Samp

Con la perilla de propósito general, modificar el valor de la toma de muestras de amplitud para la construcción del histograma a 300.

También se debe ajustar el tamaño de la ventana del histograma, para lo cual se debe presionar:

Power/Voltage
More 1 /4
More 2 /4
More 3 /4
Define Eye Window
Measure AUTO MAN

Y escoger en esta última opción la de AUTO

Se iluminará **Min**, y con la perilla de propósito general, ajustar a 30%.

A continuación se iluminará **Max** y se deberá ajustar a 70%. Con esto se colocará la ventana a la mitad del 40% del periodo de bit del diagrama de ojo.

Para determinar la fuente, presionar:

Source E1 Op(E2)

Y escoger Op si la fuente es óptica, o si se va a trabajar con una señal eléctrica, se escoge E1.

Se debe indicar que se desea utilizar un trigger externo, para lo cual se usa la tecla de “source” que se encuentra en la parte dedicada al trigger. Con las teclas inferiores se va eligiendo:

External
50 Ω
DC

Utilizar el botón de autoescala (*autoescale*) del analizador.

En caso de ser necesario, modificar con la perilla de tiempo (*Time/Div*) para tener en la pantalla del analizador un número adecuado de “ojos”, es decir disminuir la escala del tiempo.

Ajustar principalmente el control de *Level* para que aparezca en la pantalla el ojo, y si es necesario ajustar también el control de *Holdoff*.

En el despliegue del diagrama de ojo que realiza el analizador de señales se tienen como datos el tiempo de subida y el jitter, datos que pueden relacionarse con la relación señal-ruido, y obteniendo este dato, se tendrá una idea más clara sobre la calidad de la señal en cuestión. Para obtener el valor de la SNR se aplicará la ecuación (4.1) utilizando los valores del tiempo de subida y el del jitter.

Por ser dichos parámetros de particular interés para el caso del estudio del diagrama de ojo se mencionarán de manera breve sus definiciones.

t_r es el *tiempo de subida (rise time)*. Este valor se define como el tiempo que le toma a la señal de voltaje o de corriente para alcanzar del 10 al 90% de su valor máximo. En este caso, se considera la señal de voltaje.

Δt es lo que se conoce como *jitter*, y del que se habló más ampliamente en el capítulo 3. En algunas referencias bibliográficas se encontrará este mismo concepto con el nombre de *timing jitter*. Por simpleza se hará referencia a éste sólo como jitter. Este valor puede manejarse de pico a pico (Δt_{p-p}) o como un valor eficaz (Δt_{rms}). Recordar que en el analizador de señales el valor del jitter eficaz (Δt_{rms}), se mide en el punto de cruce del diagrama de ojo.

SNR es relación señal - ruido (Signal Noise Ratio), una medida relativa de la potencia de señal con respecto a la potencia de ruido total. Se expresa en decibeles (dB). Se usa para medir la calidad del canal y especificar sus características o las del equipo. Matemáticamente, es la relación entre la señal y el ruido. Este valor puede expresarse como un valor pico a pico o como un valor eficaz.

Por lo tanto, con la instalación de la figura 4.1 se toman las lecturas necesarias y es posible aplicar la ecuación [4]:

$$\Delta t_{rms} = \frac{t_r}{\sqrt{(SNR)_{rms / rms}}} . \tag{4.1}$$

De ésta se despeja la relación señal a ruido para un tren de pulsos rectangulares [4]:

$$(SNR)_{rms / rms} = \left(\frac{t_r}{\Delta t_{rms}} \right)^2 . \tag{4.2}$$

Los resultados de medición obtenidos en el experimento y de cálculo a través de la ecuación (4.2) se muestran en la tabla 4.3

Tabla 4.3 Memoria de los resultados de las mediciones obtenidas sobre la $(SNR)_{rms/rms}$

Frecuencia [MHz]	t_r [ns]	Δt_{rms} [ns]	$(SNR)_{rms/rms}$
1	33.75	9.733	12.02
2.5	31.00	7.122	18.95
3	32.00	5.174	38.25
5	14.25	11.28	1.60
7	15.55	0.3779	1693.2

Como se mencionó anteriormente, tanto el tiempo de subida (t_r) como el jitter eficaz (Δt_{rms}) son mediciones que proporciona el analizador de señales HP en su modalidad de diagrama de ojo; la amplitud de la señal fue de 1.2 V_p. De la tabla 4.3 puede observarse que el intervalo de resultados de la $(SNR)_{rms/rms}$ varía enormemente, disparándose el valor de la relación señal a ruido en la frecuencia de 7 MHz, a pesar de que el jitter encontrado era menor en relación a las otras lecturas. En frecuencias mayores ya era muy difícil que el analizador de señales diera alguna lectura, ya que en la mayoría de los casos se desplegaba el letrero de que “no se encontraba el valor” (*value not found*). Además hay que considerar que en estas lecturas no se había sumado ruido a la señal, por lo que era de esperarse que ya con ruido las lecturas empeorarían. Este hecho añade un punto más para buscar otra manera de tomar las lecturas del diagrama de ojo, donde se encuentren resultados más satisfactorios. Cabe mencionar que en ausencia de otro ejemplar de analizador de señales no hay una conclusión definitiva en cuanto a la utilidad de dicho analizador de señales en esta aplicación.

4.3.2 Instalación para analizar diagrama de ojo de una mezcla de señal y ruido.

Para tener la posibilidad de aumentar y manejar el nivel del ruido, se propone otra instalación de prueba presentada en la figura 4.2.

En dicha figura se observa que se debe conectar un segundo generador de funciones en su modalidad de ruido, usando para este fin un sumador, en donde también irá conectada la salida del generador de funciones con la señal cuadrada.

El sumador que se ilustra en dicha figura se conformó por tres resistencias de 47 ohms, se eligió dicho valor por considerarlo aproximadamente como la impedancia característica del cable coaxial utilizado y que por lo tanto el acoplamiento de impedancias no afectaría la señal.

Si el ruido es mucho mayor que la amplitud que se le da a la señal, es claro que la relación señal a ruido es pobre, y por lo tanto las lecturas que se consiguen no son confiables.

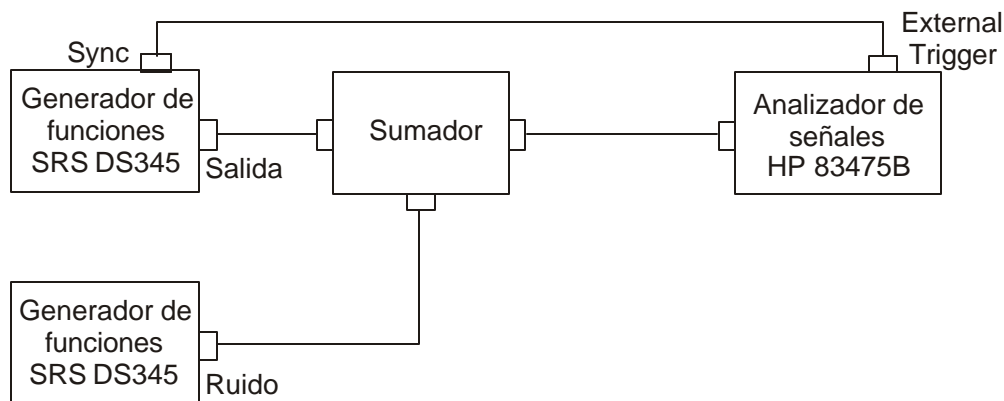


Figura 4.5 Instalación de prueba para la obtención del diagrama de ojo a partir de la suma de señal y ruido.

Como se puede observar en la instalación de la figura 4.5, en la señal que se obtiene, se le está agregando ruido a través del generador de funciones, sin embargo no es jitter.

Tanto en la instalación de la figura 4.1 como en la 4.5, las lecturas se tomarán para un tren de pulsos, que simula ser una señal de datos de amplitud A y de frecuencia f . Se dieron varios valores a dichos parámetros. Se consignan los datos que se obtuvieron.

Para lograr el despliegue del diagrama de ojo se debe sincronizar el eje del tiempo con la velocidad de los símbolos, por lo que es recomendable utilizar frecuencias mayores a 1 kHz, debido a las características del generador de funciones.

Se toman las lecturas y se procede a compararlas con las lecturas que se hicieron antes de agregarle ruido a la señal.

Las pruebas sin ruido se realizaron con frecuencias de 1, 2, 5, 10, 15, 20, 25 y 30 MHz, y con amplitudes que varían entre los 0.35 a 5 V_{PP}.

De nuevo se obtuvieron lecturas que no parecían ser del todo confiables. El analizador de señales no proporcionaba de manera constante las mediciones, y desplegaba la leyenda de "valor no encontrado" e incluso en el mismo parámetro registraba distintos valores en un intervalo de tiempo corto, por lo que también dificultaba la decisión de cuál lectura era la correcta. Esto sucedía aún antes de añadir ruido a la señal en estudio, a pesar de ello también se realizaron mediciones con ruido incluido, pero las lecturas no eran satisfactorias ya que eran aún más dudosas que las primeras que se tomaron.

Pero el principal problema fue con la sincronía de la señal, ya que al no tener una adecuada, en ocasiones ni siquiera era posible que se desplegara el ojo en el analizador de señales. Por lo que de nuevo estas pruebas llevaron a la conclusión de buscar otra opción para el estudio del diagrama de ojo.

4.3.3 Instalaciones para analizar el diagrama de ojo de una señal óptica.

En las figuras 4.6 y 4.7, se tiene una señal óptica, en esta primera instalación de prueba, se consigue al conectar la salida del generador de funciones a un transmisor óptico, conservándose la señal analógica del generador de funciones; mientras que en la instalación de la figura 4.4 la señal óptica se tiene desde la fuente, es decir desde la tarjeta de la computadora, la cual al final se conecta a la entrada óptica E2 con la que cuenta el analizador de señales.

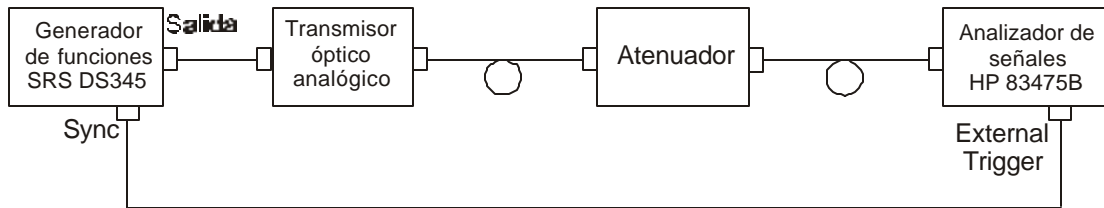


Figura 4.6 Instalación de prueba para la obtención del diagrama de ojo utilizando un transmisor óptico analógico como fuente de la señal óptica.

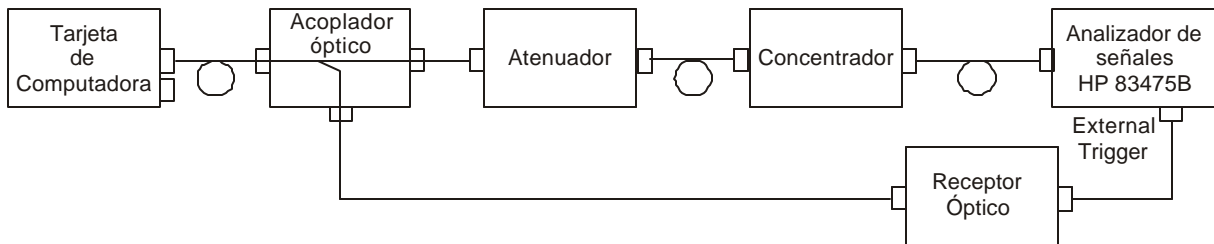


Figura 4.7 Instalación de prueba para la obtención del diagrama de ojo utilizando una tarjeta de red con salida óptica como fuente de la señal óptica digital.

En la instalación de la figura 4.7 no se pueden mezclar señal y ruido. Por el contrario, la instalación de la figura 4.6 se puede hacer de manera similar a la instalación de la figura 4.5.

Con las instalaciones de las figuras 4.6 y 4.7 se realizaron también las lecturas correspondientes y se compararon con el primer conjunto de datos recolectados. Se

pudieron observar lecturas que variaban demasiado, es decir los márgenes de diferencia no podían deberse únicamente a la forma en que se había alambrado la instalación para poder desplegar el diagrama de ojo.

Otro factor que se presentó nuevamente con esta instalación de manera regular en la toma de lecturas fue que el analizador de señales desplegaba un letrero de que no se podía realizar la medición de un parámetro determinado, en ocasiones éste se mantenía durante todo el tiempo en que se hacían las lecturas a condiciones determinadas dadas, pero en algunas otras, mientras se tomaban algunas lecturas, al retomar la medición del parámetro que no se había podido medir, ya el letrero había cambiado por un valor. Considerando que es un instrumento especializado, y que la señal de entrada tenía más características a favor que en contra, las lecturas no eran satisfactorias.

Para obtener mejores resultados se recurrió a utilizar equipo diferente para constatar que los detalles que se habían presentado no estuvieran en función de un equipo determinado, por lo que se trabajó con:

Generador de funciones de la marca Stanford Research Systems (SRS), modelo DS345, 30 MHz,

Generador de funciones de la marca Hewlett Packard (HP), modelo 33120 A, 15 MHz,

Generador de pulsos HP, modelo 8013B,

Generador de ruido aleatorio de la marca General Radio Company, modelo 1381, 2 Hz - 50 KHz,

Analizador de señales HP, modelo 83475B,

Osciloscopio Hitachi, modelo V-1060, 100 MHz,

Convertidor eléctrico/óptico TIA 500 I que contiene un detector cuya respuesta está en la región de 900 a 1700 nm con conector de fibra óptica ST. Además del detector tiene dos etapas de amplificación,

Receptor óptico HFBR-2115T de Agilent,
Tarjeta de red para computadora AT-1700 FT, con el driver de interfaz óptica,

Concentrador para fibra óptica 3COM 3C16665 SuperStack II Hub 10.

En el anexo se incluye mayor información sobre el equipo mencionado.

Se observó por ejemplo que con el generador de pulsos, la señal de sincronía se presentaba en forma de espigas, no se podía sincronizar la señal a menos de que la espiga coincidiera con el ancho de pulso de la señal cuadrada.

Con el generador de funciones SRS se tenía una forma de onda más parecida a la senoidal que a la cuadrada cuando se utilizaban frecuencias de 15, 20 y 30 MHz, con 10 MHz fue la frecuencia más alta con la que se pudo trabajar.

El inconveniente cuando se usaba el generador de ruido fue que las lecturas aparecían de forma casi instantánea y ya no se lograba que volvieran a desplegarse en el analizador.

Resumiendo, en todas las instalaciones propuestas para realizarse en el laboratorio, surgieron algunos inconvenientes, de manera general éstos fueron:

1. La sincronía no presentaba las características suficientes para poder realizar una lectura satisfactoria.
2. Es difícil o imposible obtener un jitter grande con el equipo estándar que existe para poderlo observar y medir en las condiciones de laboratorio.
3. Al utilizar como entrada una señal cuadrada con la duración de pulso y periodo fijo, no se está trabajando con una señal “casi-aleatoria” con los parámetros de pulso variables, como lo sería en un caso real.

A pesar de que el enfoque es en el campo de las comunicaciones ópticas, se están presentando algunas instalaciones que no cuentan con el enlace de fibra óptica por ser de interés que se aprenda a interpretar el diagrama de ojo, porque como ya se ha comentado es una herramienta que permite en general evaluar la calidad del sistema de comunicaciones digital, así que después de realizar varias instalaciones, y basándose en los puntos expuestos, se consideró buscar nuevas soluciones con dispositivos diseñados especialmente. Fue de gran ayuda las experiencias anteriores para lograr una opción más didáctica. Y también es importante lograr que la nueva solución tuviera una implantación relativamente sencilla y de bajo costo.

4.3.4 Instalación con un doblador de frecuencia

El primer problema a resolver era el de la sincronía. Éste fue el de mayor persistencia, y el que menos permitía lograr una forma de onda adecuada para el estudio del diagrama de ojo. No se podía trabajar con una sincronía que tuviera la misma frecuencia que el tren de pulsos, ya que esto ocasiona que no se obtenga un diagrama de ojo fijo y completo en el cual se puedan tomar las mediciones necesarias sin que el despliegue de la señal se esté moviendo continuamente. Y a pesar de que el analizador de señales HP debería trabajar en el régimen de diagrama de ojo sin inconvenientes, se observó que en frecuentes ocasiones es incapaz de determinar el valor de cierta lectura que se le pida en dicho régimen por no contar con una sincronía adecuada. De hecho,

en el ejercicio de repetir el experimento y comparar los resultados, se encontraron ciertas diferencias.

Por todo lo anteriormente expuesto, se llegó a la conclusión de que era necesario tener una señal de sincronía que permitiera un despliegue del diagrama de ojo más estable. Al no utilizar en la instalación indicada en la figura 4.1 una fuente óptica, ésta se puede realizar también con un osciloscopio común, como el HP 54603B, al agregarle un dispositivo doblador de frecuencia para poder sincronizarlo en el régimen de diagrama de ojo.

La primera opción para obtener la señal externa de sincronía del diagrama de ojo fue con un duplicador o doblador de frecuencia, tal como se muestra en la figura 4.8.

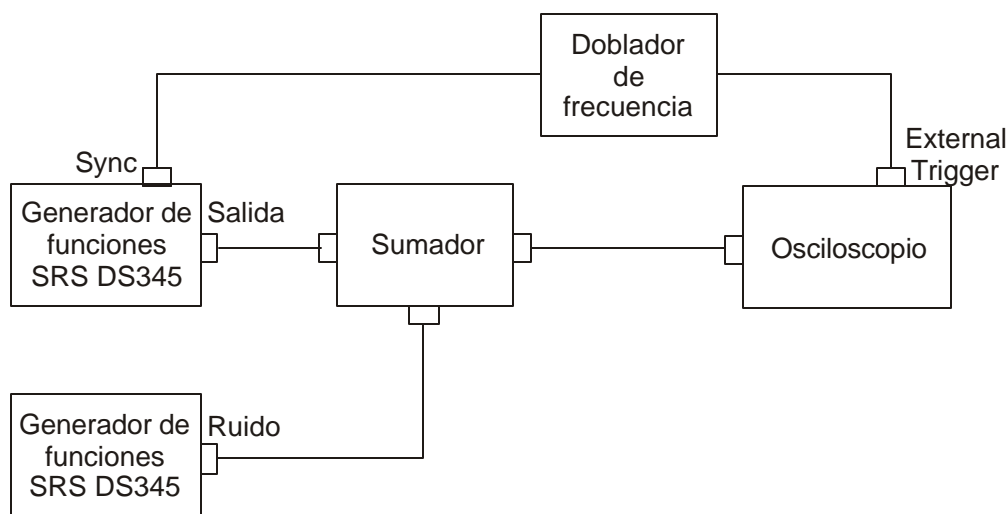


Figura 4.8 Instalación de prueba para la obtención del diagrama de ojo con la inclusión de un doblador de frecuencia.

Con esta nueva instalación se tuvo una mejoría notable en la obtención del diagrama de ojo y como ya se mencionó, se pudo sustituir el analizador de señales por un osciloscopio común, pero el inconveniente era que aumentaba el equipo necesario para la realización del experimento.

En ausencia del equipo adecuado y para disminuir el costo del equipo adicional se ha propuesto y diseñado un doblador de frecuencia sencillo, basado en compuertas NAND (7400) el cual se muestra en la figura 4.9.

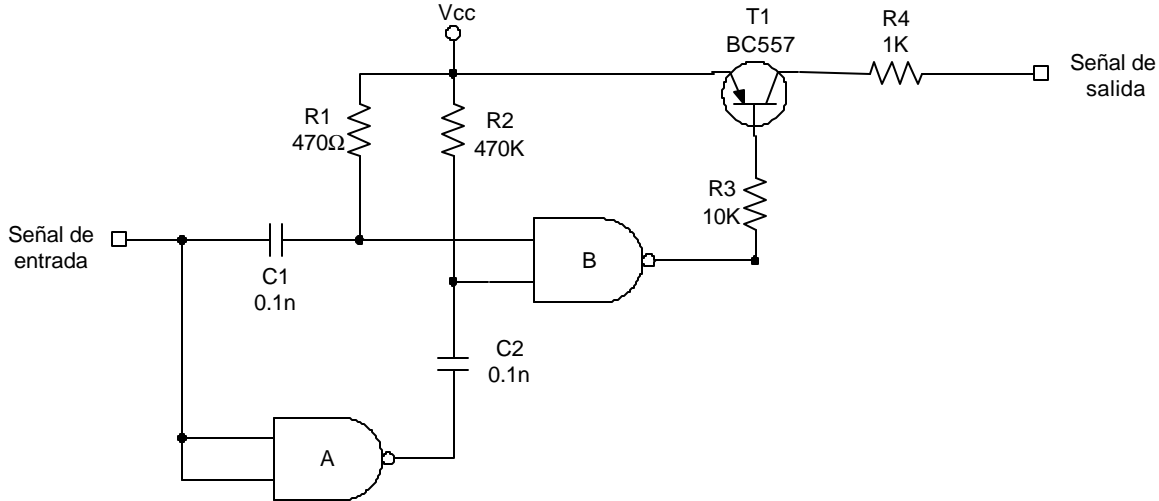


Figura 4.9 Diagrama eléctrico del circuito doblador de frecuencia.

En la figura 4.9 se observa que al incluir los capacitores C1 y C2 se permite que la compuerta B cambie de estado su salida en los flancos crecientes y decrecientes de la señal de entrada, por lo tanto por cada pulso de señal, que evidentemente tiene un flanco de subida y otro de bajada, se producirán dos pulsos completos cortos en la salida.

Para la frecuencia máxima f_{max} de funcionamiento del doblador existen dos factores que la limitan, por un lado está en función de la frecuencia máxima de funcionamiento de las compuertas y por otro lado está la frecuencia de corte f_c de los circuitos diferenciales o derivadores RC - formadores de los pulsos cortos en las entradas de la compuerta B. Con los valores presentes de los capacitores C1 y C2, y las resistencias R1 y R2, la frecuencia máxima:

$$f_{max} \leq f_c \approx \frac{1}{2\tau} = \frac{1}{1.4RC} = \frac{1}{1.4 \cdot 470 \cdot 0.1 \times 10^{-9}} = 15\text{MHz}$$

Además de lo ya mencionado, existe otra limitante debida a las características de la señal de entrada: el tiempo de subida y el de bajada; T_s debe ser menor en unas dos veces o más que la duración del pulso corto t formado por el doblador.

$$T_s \leq 0.5\tau = 0.35RC = 0.35 \cdot 470 \cdot 0.1 \times 10^{-9} = 16\text{ns}$$

Como puede observarse, la construcción de un doblador de frecuencia no parece ser complicado, pero existen ciertos inconvenientes debido a las limitaciones de las características (la frecuencia máxima y el tiempo de subida mínimo) de la señal de entrada. Tal vez se necesita agregar en la entrada del doblador un formador de pulsos con frentes cortos para mejorar su funcionamiento.

Con la introducción del doblador presentado en la instalación de prueba se obtuvo la sincronización estable en el régimen del diagrama de ojo con el uso de un osciloscopio común en lugar de equipo especializado como el analizador de señales. Sin embargo, las limitaciones mencionadas de las características de la señal de entrada y la necesidad del uso de un generador de funciones (o dos generadores en el caso de simulación del ruido) y un dispositivo adicional en el caso de simulación del jitter, disminuye la utilidad de esta configuración de instalación de prueba. Existen otras inconvenientes que se mencionan más adelante.

4.3.5 Instalación con un simulador de diagrama de ojo

A pesar del funcionamiento estable de la instalación de prueba con el doblador de frecuencia, el diagrama de ojo obtenido por medio de éste no se parecía mucho al diagrama de ojo real porque se origina con un tren de pulsos de duración y período constante que están formando el diagrama de ojo sin algunas partes características del mismo. Además, es de interés agregar un jitter en el mismo diagrama de ojo y tener la posibilidad de manejar la amplitud de este jitter. Se consideró que la mejor manera de resolver los problemas mencionados simultáneamente era diseñar un simulador propio de diagrama de ojo.

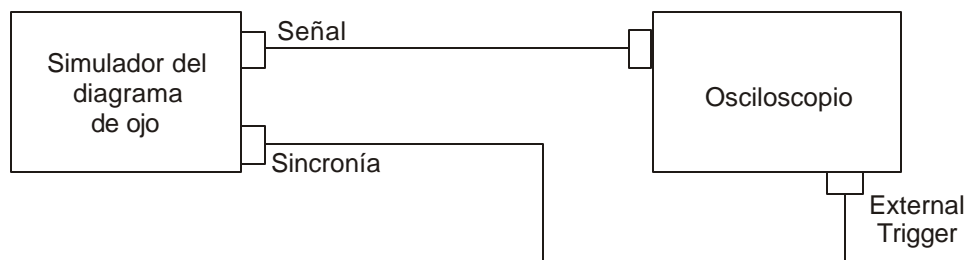


Figura 4.10 Instalación propuesta para la obtención del diagrama de ojo con la inclusión de un simulador de diagrama de ojo.

Analizando los principios posibles de funcionamiento del simulador se decidió que en el caso de diseñar un sistema completo desde el principio, es mejor formar la pareja de la señal y sincronización al revés, es decir, usando un divisor de frecuencia en lugar de un doblador de frecuencia. Un divisor es más sencillo en comparación con un doblador.

Además, se decidió trabajar con una frecuencia fija y relativamente baja para no crear problemas innecesarios.

4.3.5.1 Diagrama de bloques del simulador propuesto

El diagrama de bloques del simulador propuesto es el de la figura 4.11.

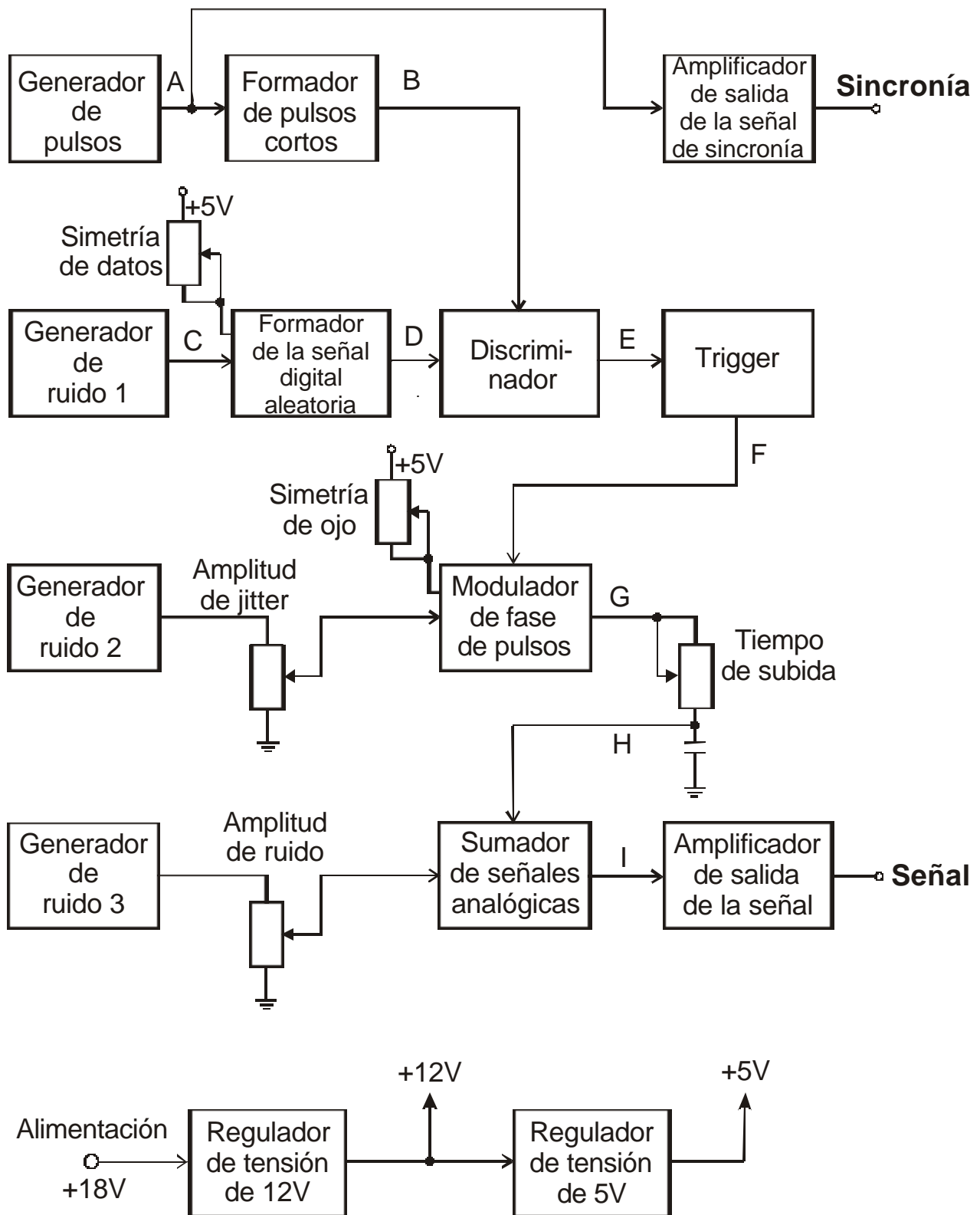


Figura 4.11 Diagrama de bloques del simulador del diagrama de ojo propuesto.

El generador de pulsos entrega una señal (señal A de la figura 4.12) con una frecuencia determinada, con un ciclo de trabajo simétrico, es decir el 50% de la duración del período se encuentra en el nivel alto y el 50% restante en el nivel bajo, pero todavía hay algunas modificaciones que hacerle a dicha señal para poder trabajar con ella en las diferentes etapas. Sin embargo es la señal que se va a utilizar para la sincronía, pero antes será necesario que la señal que entrega el generador pase por un amplificador, que cumplirá una doble función: amplificar la señal para tener un nivel adecuado de voltaje y tener una etapa de protección contra cortocircuitos, etc., ya que no hay que olvidar que se está proponiendo este dispositivo para manejo de los alumnos.

La salida del generador se conecta con un formador de pulsos cortos (señal B de la figura 4.12). El objetivo de esta etapa es conseguir que el tiempo en que la señal se encuentre en el nivel alto sea mucho menor que en el nivel bajo, esto con la idea de tener una serie de estrobos que posteriormente servirán para sacar los valores instantáneos de la amplitud del ruido que coincida con el frente de onda positivo y que va a marcar otros frentes de onda.

En el generador de ruido 1 (señal C) se obtendrá una señal analógica aleatoria que está simulando un ruido, que va a alimentar a un formador de señal digital aleatoria, es decir una señal que varíe aleatoriamente entre dos niveles, 0 y 1, (señal D de la figura 4.12). Dicha señal digital aleatoria entrará a un discriminador junto con la señal de pulsos cortos (señal B). Y la salida del discriminador (señal E) irá al trigger. En la salida de dicho trigger se está formando una señal digital aleatoria en la duración del pulso (señal F), pero con los frentes sincronizados con los pulsos cortos (señal B).

De un segundo generador de ruido, se obtiene una señal aleatoria que se va a manejar como el jitter, es decir, a partir de ésta se “juega” para poder alterar la fase de la señal F. De ahí, el ruido entra en un modulador de fase de pulsos, en donde se mezcla con la salida del trigger, lográndose así una señal que tenga una fluctuación aleatoria de frentes de onda (señal G), esto es, una señal con presencia de jitter. Después, la señal G entra a un circuito RC derivador que lo que busca es modificar el tiempo de subida del pulso (señal H).

Se tiene un tercer generador de ruido, que de nuevo proporcionará una señal analógica aleatoria que se lleva al sumador de señales analógicas, que es donde se adicionará con la señal que ya tiene incluida el jitter. De esta manera se simula una señal de información digital pseudoaleatoria alterada por todo tipo de ruido y acotada por la banda de paso de un enlace. (Señal I de la figura 4.12). Para tener una etapa de protección, se manda la señal a una etapa de amplificación.

Así se tiene una señal de sincronía que permite tener un manejo del diagrama de ojo adecuado en el osciloscopio, una señal de información pseudoaleatoria, pero a la que se le puede incluir jitter y un ruido de cierta amplitud, y que se puede ver de manera satisfactoria en el diagrama de ojo en cualquier osciloscopio de uso común, sin requerir de equipo especializado. Al tener los controles es posible que el alumno logre modificar

ciertos parámetros para poder estudiar sus efectos, obteniéndose así un conocimiento más claro del concepto del diagrama de ojo.

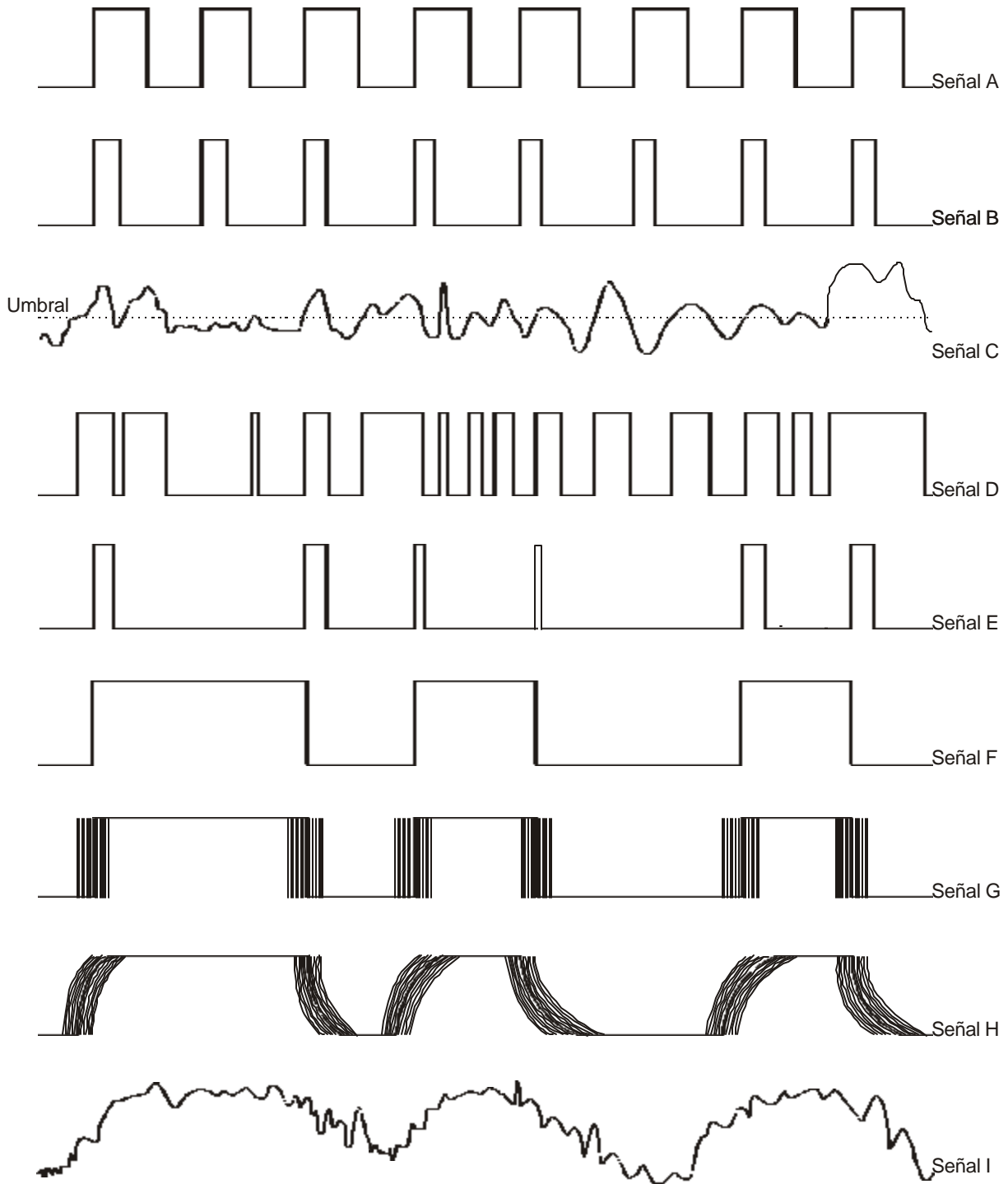


Figura 4.12 Diagrama de tiempos del simulador del diagrama de ojo propuesto.

4.3.5.2 Diseño del simulador de diagrama de ojo

El diagrama eléctrico de este dispositivo se presenta en la figura 4.13.

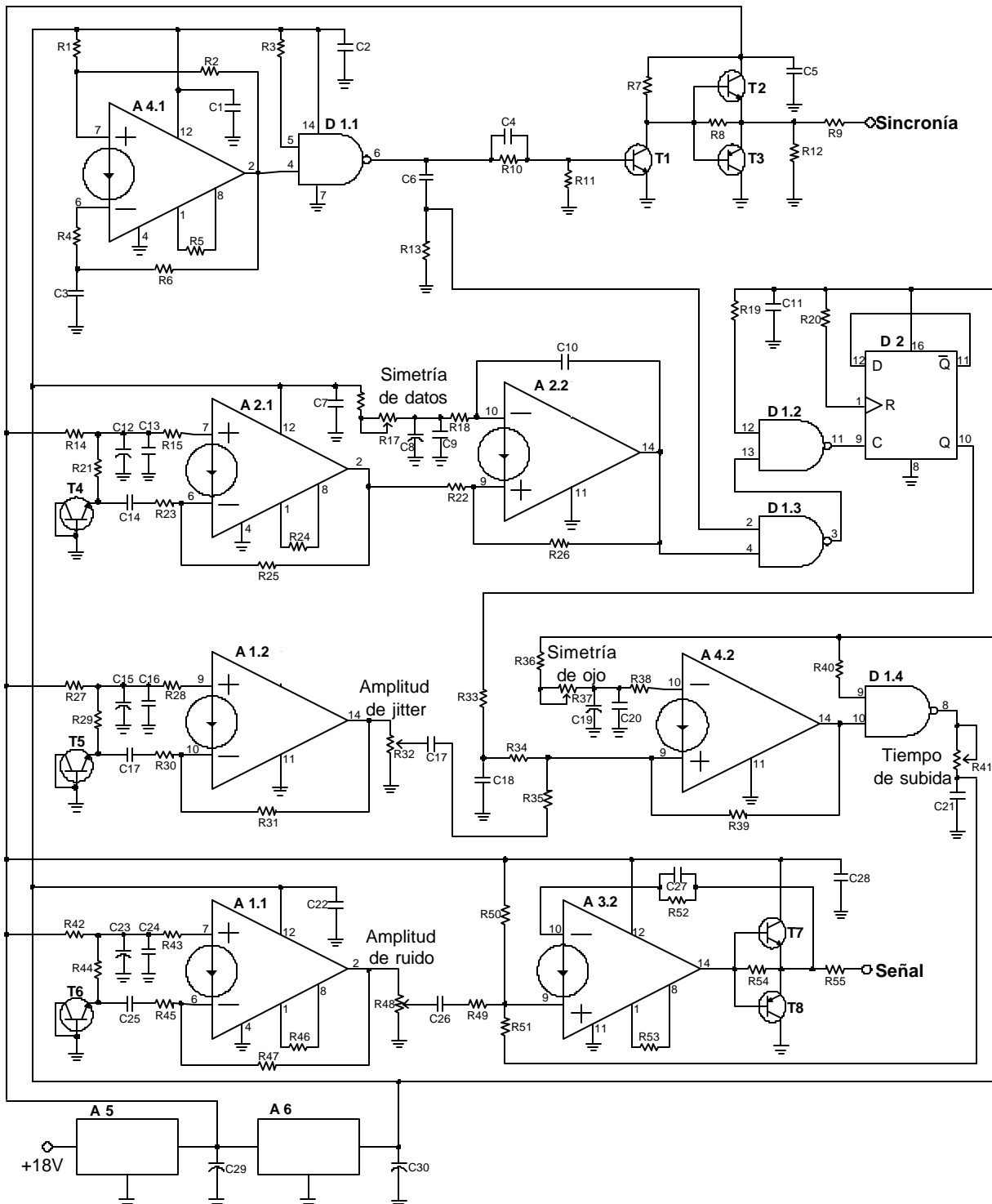


Figura 4.13 Diagrama eléctrico del simulador de diagrama de ojo propuesto.

En donde los valores de los elementos se presentan en la Tabla 4.4.

Elemento	Valor	Elemento	Valor
R1,R2, R21, R29, R44	100 K	C1, C2, C5, C7, C9, C13, C16, C20, C22, C24, C28	0.1 u
R3, R7, R13, R19, R20, R23, R30, R33, R34, R36, R38, R40, R45	1 K	C3	100 p
R4, R53, R12	22 K	C4, C10, C27	10 p
R5, R24, R46	6.8 K	C6	22 p
R6, R8, R18, R22, R35, R49, R54	2.2 K	C8, C12, C15, C19, C23 electrolítico	10 u
R9, R55	47	C11	
R10, R11, R14, R26, R27, R39, R42	10 K	C14, C17, C25, C26	0.47 u
R15, R28, R43	220 K	C18, C21	680 p
R16, R51, R52	4.7 K		
R17, R32, R37, R41, R48 potenciómetro	1 K		
R25, R31, R47	39 K		
R50	16 K		

a)

Elemento	Tipo	Elemento	Tipo
D1	NAND 7400	A1, A2, A3, A4	Amplificadores Operacionales Tipo Norton LM359
D2	FLIP FLOP-D 74195	A5	Regulador de voltaje de +12V 7812
		A6	Regulador de voltaje de +5V 7805
		T1, T2, T4, T5, T6, T7	Transistor NPN 2N2222
		T3, T8	Transistor PNP 2N2907

b)

Tabla 4.4. Valores de los elementos del simulador propuesto.

a) Parte analógica

b) Parte digital

En el circuito de simulador de la figura 4.13, los amplificadores operacionales que se utilizaron son del tipo LM359; el integrado consiste en dos amplificadores operacionales tipo Norton. Se eligió este tipo de amplificador operacional porque presenta ciertas características que eran de utilidad: requiere sólo de una fuente unipolar, lo que simplifica la alimentación del circuito del simulador. También se tiene un nivel TTL del voltaje de salida que simplifica el acoplamiento de la parte analógica del simulador con la parte digital. Además, dicho amplificador tiene un buen desempeño a altas frecuencias. Otro factor es que es de bajo costo.

El **generador de pulsos** se armó utilizando un amplificador operacional Norton, del que se comentaba anteriormente, en la configuración que se muestra en la figura 4.14 [7]. Este circuito generará todos los pulsos que se necesitan en el circuito.

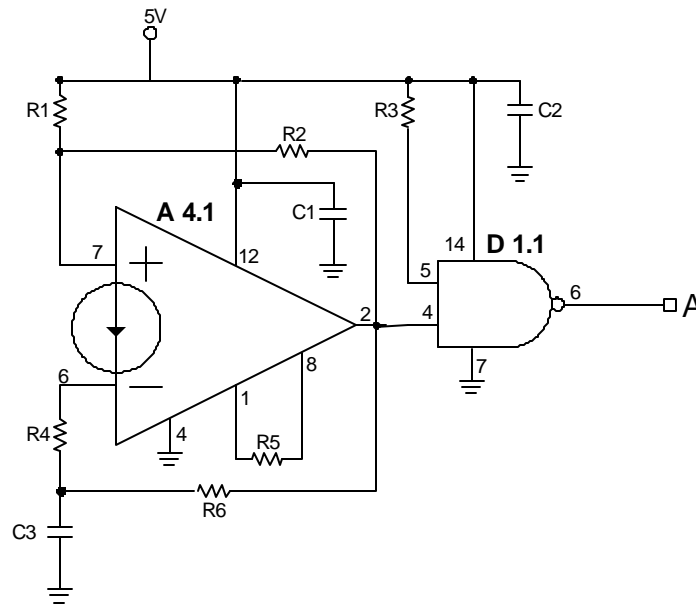


Figura 4.14 Generador de pulsos.

A la salida del generador de pulsos de la figura 4.14 se obtiene la señal A que se muestra en el diagrama de tiempos de la figura 4.10. La frecuencia se ajusta por medio de $R6=2.2K\Omega$ y $C3=100pF$, cuidando que $R6 \ll R4$.

$$f = \frac{1}{4R6C3} = \frac{1}{4(2.2 \times 10^3)(100 \times 10^{-12})} = 1.14 \text{MHz}$$

Además de la frecuencia se pueden agregar los siguientes parámetros de los pulsos:

Frecuencia ≈ 1 MHz
 Ciclo de trabajo al 50%
 Amplitud = 3.5 V

La señal del generador de pulsos entra en un circuito diferencial que es el **formador de pulsos cortos** que está constituido de manera muy sencilla, con un capacitor y resistencia en serie, que se muestra en la figura 4.15.

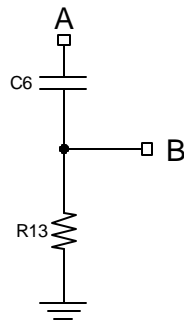


Figura 4.15 Formador de pulsos cortos.

La constante de tiempo es del circuito diferencial es:

$$\tau = R13 C6$$

$$\tau = 1K\Omega (22pF) = 22 \text{ ns}$$

El tiempo de caída y de subida es de 6 ns.

El pulso corto funciona como un estrobo, ya que está sincronizado. Dicho pulso corto permitirá obtener el nivel de amplitud de la señal de ruido, y así poder conseguir una pseudo señal de información.

La etapa del **amplificador de salida de la señal de sincronía** está conformada por tres transistores, un NPN (T1) como interruptor que alimenta a una segunda etapa (seguidor) formada por un transistor NPN (T2) y un PNP (T3) como se muestra en la figura 4.13. El capacitor C4 se utiliza para disminuir el tiempo de subida del pulso, es decir, el capacitor se convierte en un acelerador del frente de onda del pulso, esto debido a que la señal que entra en esta etapa es la que entrega el generador de pulsos que se mostró en la figura 4.14. Este amplificador cumple con la función de evitar que el generador tenga una carga, logrando así condiciones adecuadas. La resistencia R9 sirve como protección en caso de un cortocircuito, ya que como se mencionó, al ser utilizado por alumnos se deben prever algunas situaciones.

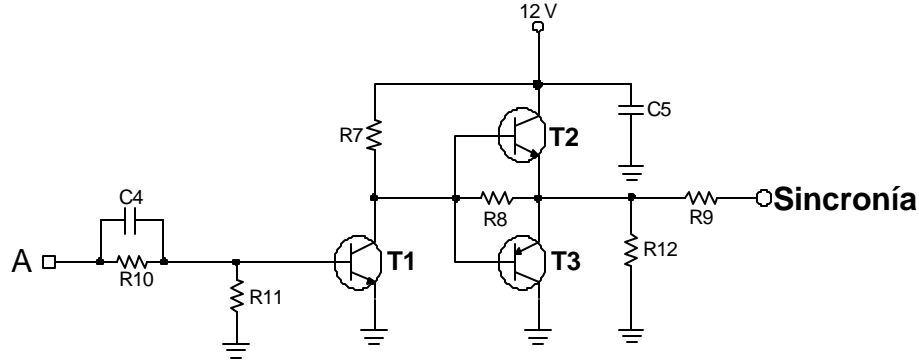


Figura 4.16 Amplificador de salida de la señal de sincronía.

El **generador de ruido 1** se realizó utilizando un transistor NPN (T4) y un amplificador operacional Norton (A 2.1). Su configuración se muestra en la figura 4.17. Se probaron como generadores de ruido un diodo Zenner, un diodo de alta frecuencia, así como un diodo común, sin embargo se escogieron los transistores debido a que lograron generar un ruido de máxima amplitud y buena simetría; también se observó que una resistencia de $R=100K\Omega$, era el valor óptimo para lograr tales características. Con el transistor 2N2222 se logró una amplitud de ruido más grande.

Lo que limita el ancho de banda del ruido es el amplificador, no el transistor, ya que el ancho de banda del transistor es mayor que la del amplificador. El amplificador tiene una ganancia aproximada de 40, calculada como la relación entre la resistencia de realimentación ($39 K\Omega$) entre la resistencia conectada a la entrada negativa del amplificador operacional ($1 K\Omega$).

Con dicha ganancia se obtiene una amplitud de ruido de aproximadamente $1.5 [V]$.

La señal de salida obtenida es de 1 ó $2 V$ de amplitud pico a pico con offset, considerándose la resistencia conectada en la entrada positiva al amplificador (de $220 K\Omega$). Con esa misma resistencia se calcula el nivel de la corriente de entrada,

$$I_{\text{entrada}} = \frac{V_{\text{alimentación}}}{220K\Omega} = \frac{12V}{220K\Omega} \approx 55\mu A$$

Este valor de la corriente es importante porque se están utilizando amplificadores tipo Norton, y se convertirá en una señal de voltaje en la salida.

Los capacitores electrolíticos no filtran las componentes de frecuencia alta de las interferencias eléctricas, por eso se agrega el capacitor cerámico al filtro, para que el bloqueo a todas las componentes espectrales sea seguro.

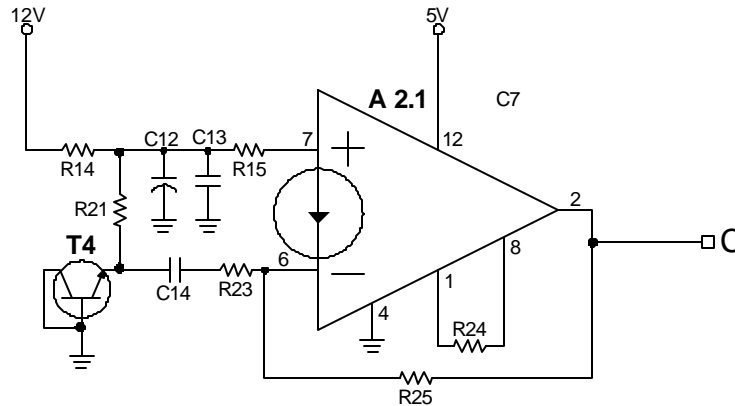


Figura 4.17 Generador de ruido 1.

El **formador de la señal digital aleatoria** se logra de manera sencilla, conectando un amplificador operacional sin resistencia en el lazo de realimentación, como se muestra en la figura 4.18. De esta manera, el circuito sirve como comparador, y con la resistencia variable R17 se ajusta su umbral. La resistencia R26 que se encuentra en el lazo de realimentación positiva sirve para formar una histéresis que evita inestabilidad en las transiciones de la señal de salida; asimismo, la capacitancia C10 también aumentará la estabilidad del circuito. En esta etapa se logra que el número de 1's y 0's sea aleatorio con respecto al umbral en cualquier instante del tiempo. La señal que se logra es la que se muestra en el diagrama de tiempos como la señal D de la figura 4.12.

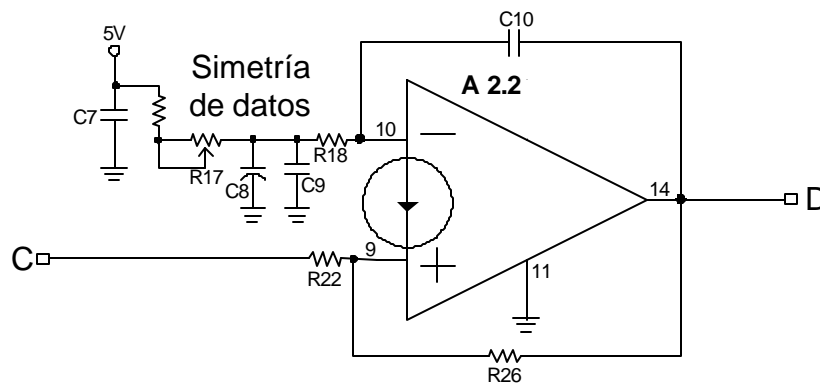


Figura 4.18 Formador de la señal digital aleatoria.

Se puede ajustar la **simetría de los datos** a través de la resistencia variable R17. Con ésta se logra que el ojo no sea asimétrico con respecto a la intensidad comparativa de la parte inferior y superior del diagrama de ojo.

El **discriminador** toma la señal que entrega el formador de la señal digital aleatoria junto con un pulso corto por lo que en su salida se logra una señal que será de nivel uno si coincide un 1 de la señal de pulsos cortos (B) con un 1 de la señal digital

aleatoria (D). Se encuentra formado por dos compuertas NAND (D1.2 y D1.3). Se muestra en la figura 4.19 junto con el circuito de **trigger**.

El diseño del **trigger** dentro del circuito del simulador, fue un proceso que sufrió varios cambios hasta llegar al diseño final, el circuito de la figura 4.19. Se logró con un flip-flop tipo D. En un principio éste se había armado de manera discreta, utilizando compuertas NAND, pero no se obtuvieron resultados satisfactorios, ya que no funcionaba correctamente debido a las interferencias electromagnéticas, por lo que se procedió a utilizar un circuito integrado. El trigger es sensible a los pulsos cortos, lo que permite que se obtenga un pulso de salida por cada dos de entrada, se puede decir que este trigger es un divisor de frecuencia de la señal (E). Dicha señal es un tren de pulsos cortos con un período aleatorio, sincronizados con la señal del generador de pulsos.

Por lo tanto, la señal de salida del trigger es una señal digital “aleatoria sincronizada”. Es decir, la señal digital que tiene un período pseudoaleatorio y las transiciones sincronizadas con la señal del generador de pulsos. De esta manera, se logra la simulación de la señal digital “pseudoinformativa”.

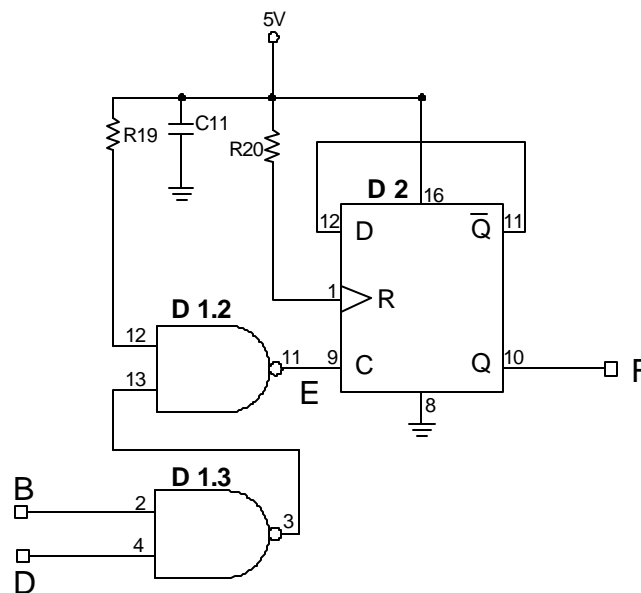


Figura 4.19 Circuitos del discriminador y del trigger.

El **generador de ruido 2** tiene una construcción igual a la del generador de ruido 1. En su salida se encuentra un potenciómetro de ajuste, R32, de la **amplitud del jitter**. Ambos circuitos se ilustran en la figura 4.20.

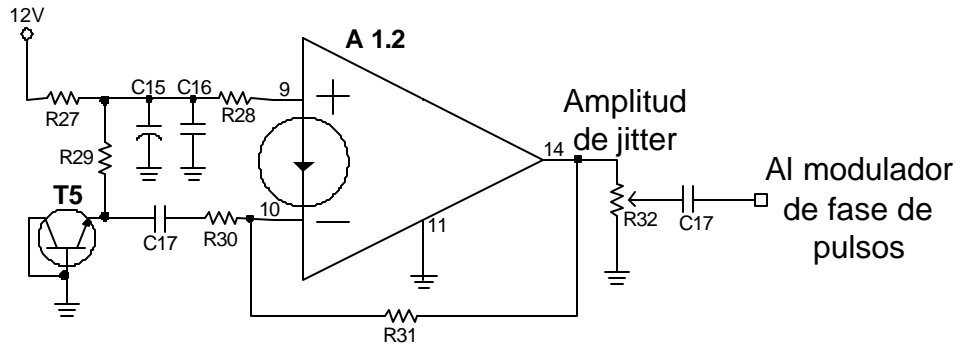


Figura 4.20 Generador de ruido 2 con ajuste de amplitud de jitter.

El **modulador de fase de pulsos** (figura 4.21) se consigue con el circuito integrador R33 y C18 ($\tau=680$ ns) que alarga el tiempo de transición de la señal y un sumador (R33, R34 y R35). El modulador coloca la posición del frente de onda de manera aleatoria. Aquí también existe la posibilidad de ajustar la simetría del ojo con respecto a su eje horizontal, a través de la resistencia variable R37. Notar que entre más pequeño sea el tiempo de transición, menor será la posibilidad de que el ruido influya en el cambio de fase.

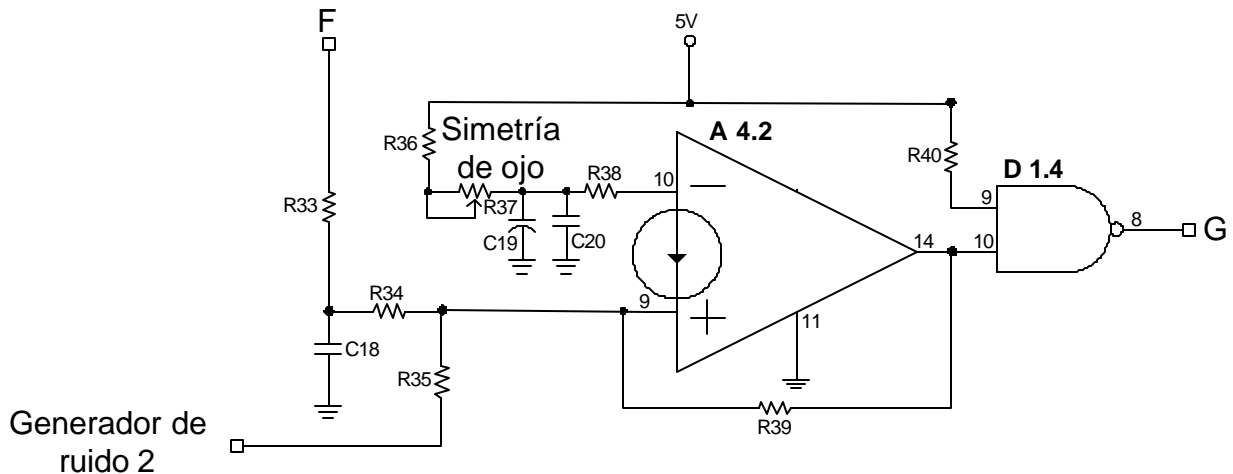


Figura 4.21 Modulador de fase de pulsos.

Después de la etapa de modulación viene un circuito integrador R41, C21 ($\tau_{max}=680$ ns) que da la posibilidad de controlar el **tiempo de subida** de la señal con R41, al alargar el frente de onda de la señal. Dicho tiempo da la posibilidad de abrir o cerrar el ojo, y así se simula el ancho de banda del enlace. En la figura 4.22 se encuentra este circuito.

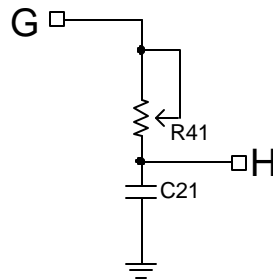


Figura 4.22 Circuito de control del tiempo de subida.

El **generador de ruido 3** (figura 4.23), tiene la misma configuración del generador de ruido 1. A la salida de éste se puede ajustar la **amplitud de ruido** con el potenciómetro R48. En este punto la amplitud de la señal es de 0 a 1.5 V.

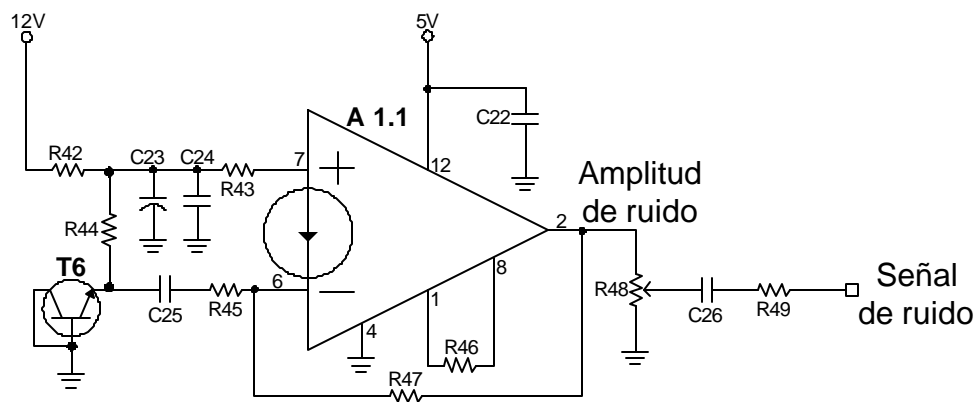


Figura 4.23 Generador de ruido 3 con control de amplitud de ruido

Esta señal de ruido se une con la señal H que viene del control de tiempo de subida en el circuito **sumador de señales analógicas** que está armado con un amplificador operacional, mostrado en la figura 4.24. A la salida de esta etapa se tiene la señal I mostrada en la figura 4.12. Después está la etapa de **acoplamiento de impedancias** formado por un par de transistores complementarios. El amplificador también se ilustra en la figura 4.24, ya que su salida forma un lazo de realimentación con la entrada negativa del amplificador que hace las veces de sumador.

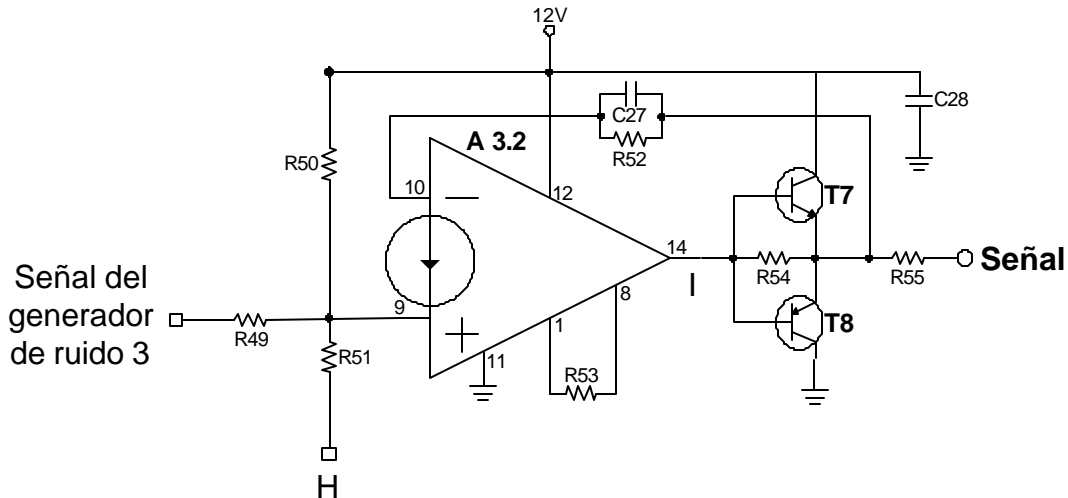


Figura 4.24 Sumador de señales analógicas y el amplificador de salida de la señal.

4.3.5.3 Consideraciones generales del diseño del simulador

Con respecto a la construcción física del circuito del simulador hay aspectos que deben considerarse para lograr un funcionamiento correcto de éste.

Al tener en una sola tarjeta la parte digital y la analógica del circuito, se ahorra espacio, pero se debe tener mayor cuidado con las interferencias.

Las capacitancias parásitas también provocaron varios problemas, por lo que se tuvo que tener especial atención a la tierra del circuito. También hay que considerar que las pistas largas estaban funcionando como antenas en las entradas de los amplificadores de ruido de banda ancha.

La tierra de la parte analógica y la de la parte digital se encuentran parcialmente separadas, ya que la pista aterrizada de los circuitos digitales es distinta de la pista en donde se aterrizaron los circuitos digitales, pero finalmente dichas pistas se unen en una.

En el circuito está presente la interferencia electromagnética que pasa por el aire, como por ejemplo la debida a los pulsos cortos, ya que éstos son de frecuencia alta. Esto afectaba a los tres generadores de ruido (T4, T5 y T6) al ser sensibles debido a que la ganancia del amplificador operacional es grande. La solución a este inconveniente fue aislar a los generadores de ruido a través de una pantalla de cobre, que simultáneamente está reforzando la tierra del circuito, y funciona como disipador de calor de los reguladores de voltaje.

Para evitar los efectos de las interferencias, se colocaron capacitores de bloqueo distribuidos por todo el circuito. En primera instancia, cada circuito integrado tiene su

capacitor de bloqueo. Éstos deben ubicarse lo más cerca posible de las fuentes de interferencia eléctrica. En los circuitos digitales hubo que tener mayor cuidado en la etapa de potencia de salida por los pulsos con frentes cortos.

Como es lógico los circuitos que generan una señal de amplitud grande tienen mayor influencia en las interferencias pues, como ya se mencionó, dejan pasar pulsos con frentes cortos de amplitud relativamente grande, debido a esto, se les puso capacitores para evitar que aparezcan dichos pulsos cortos en los circuitos de alimentación.

Al tener circuitos digitales cerca de analógicos, se debe tener cuidado de colocar capacitores de bloqueo de cerámica para frecuencia alta y capacitores de bloqueo electrolíticos cerca de la fuente de alimentación de los circuitos analógicos sensibles para disminuir los pulsos de interferencia. Resumiendo, deben colocarse capacitores de bloqueo en el origen y en el destino de los circuitos. También es importante tener filtros lo más cerca posible de las entradas de los amplificadores sensibles. Debe evitarse poner cables largos entre la etapa de filtrado y el amplificador, ya que si se introduce interferencia después del filtro, ésta entraría directamente en el amplificador.

En las figuras 4.25 y 4.26 se presentan físicamente al circuito del simulador propuesto, como la presentación final de éste para su uso en el laboratorio, respectivamente. En la figura 4.27 se puede observar el simulador en funcionamiento.

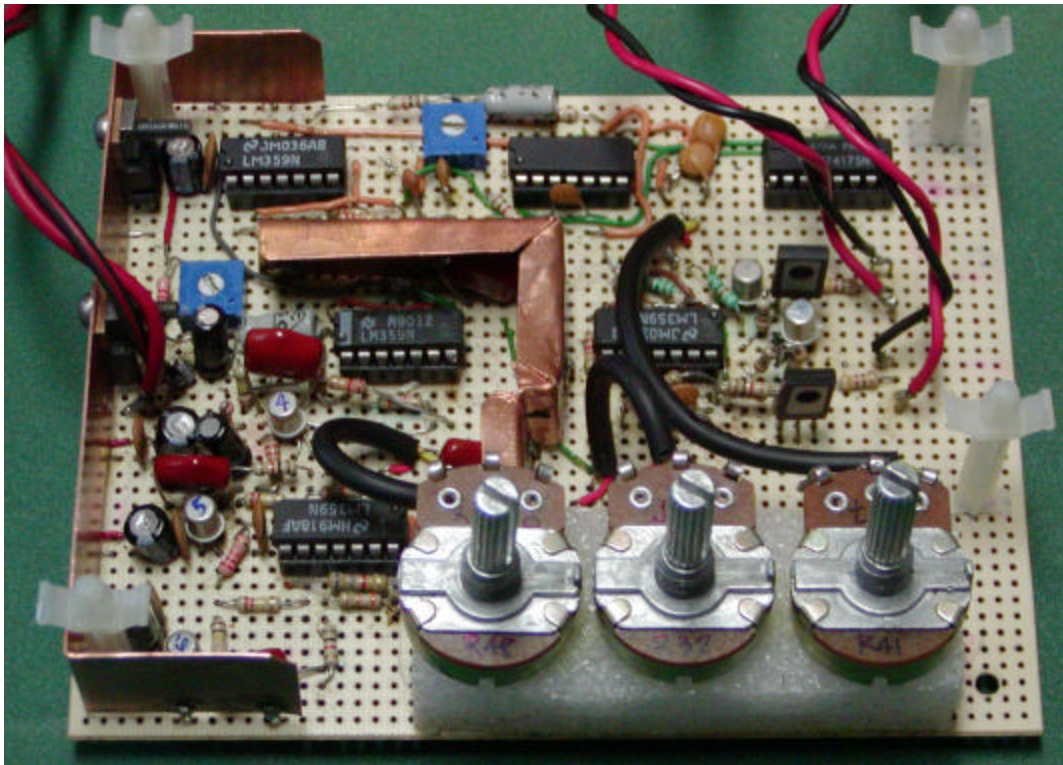


Figura 4.25 Construcción del simulador del diagrama de ojo propuesto.



Figura 4.26 Simulador del diagrama de ojo en su caja.

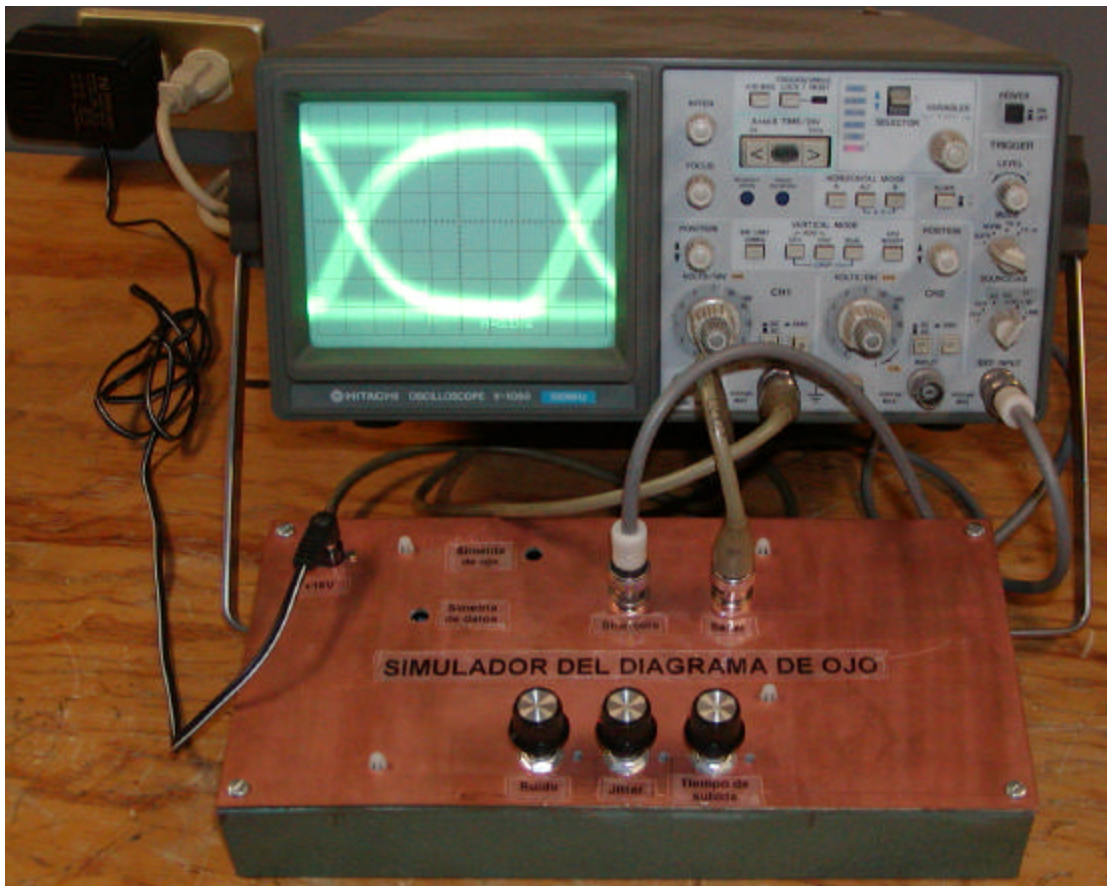


Figura 4.27 Simulador del diagrama de ojo en funcionamiento.

4.3.5.4 Resultados de las pruebas del simulador diseñado.

A continuación se presentan algunos de los oscilogramas que se obtuvieron en las pruebas del simulador, así como también se presenta la construcción física del simulador.

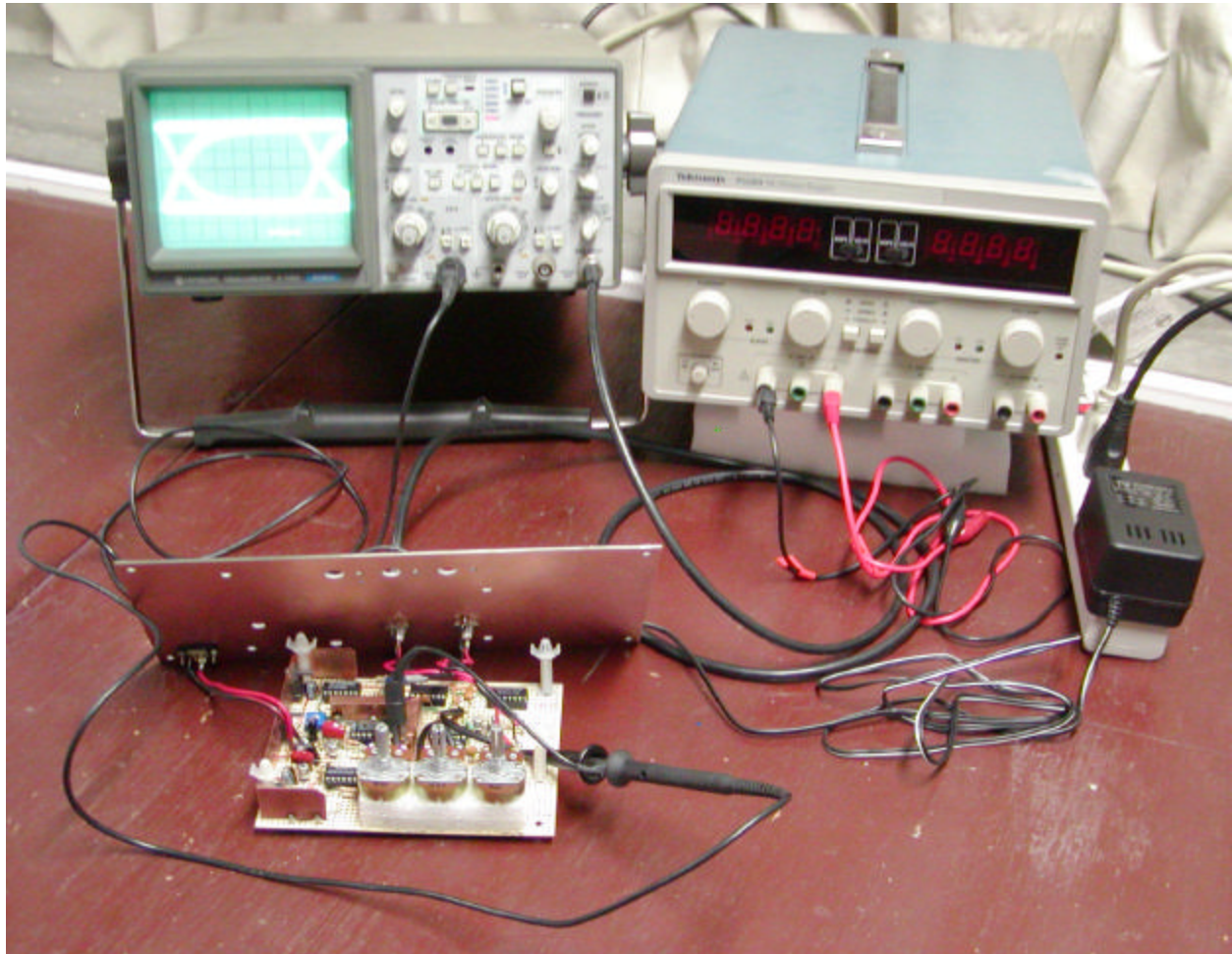


Figura 4.28 Prueba del simulador del diagrama de ojo

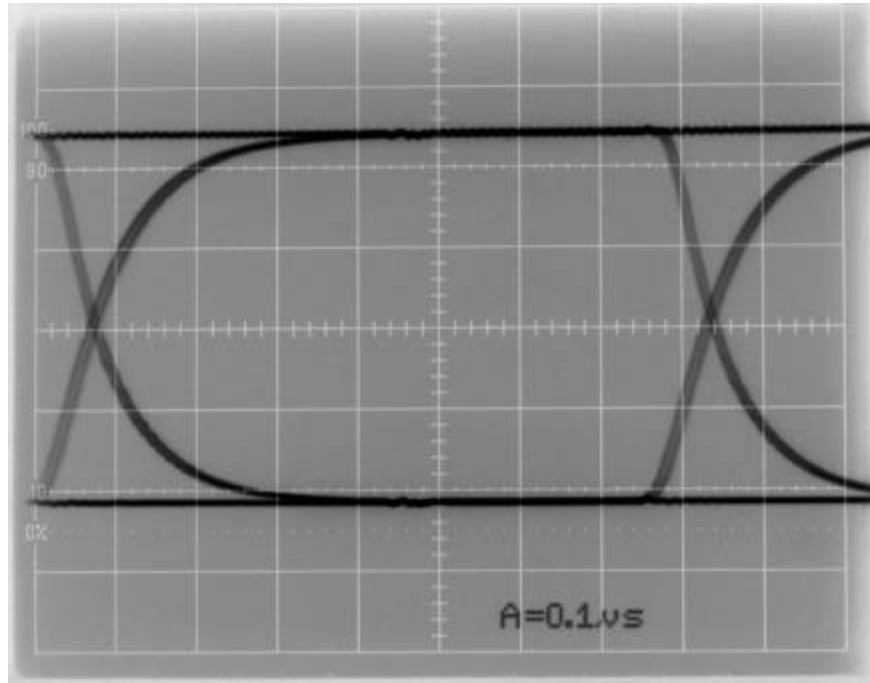


Figura 4.29 Oscilograma del diagrama de ojo con los valores mínimos del ruido, jitter y tiempo de subida.

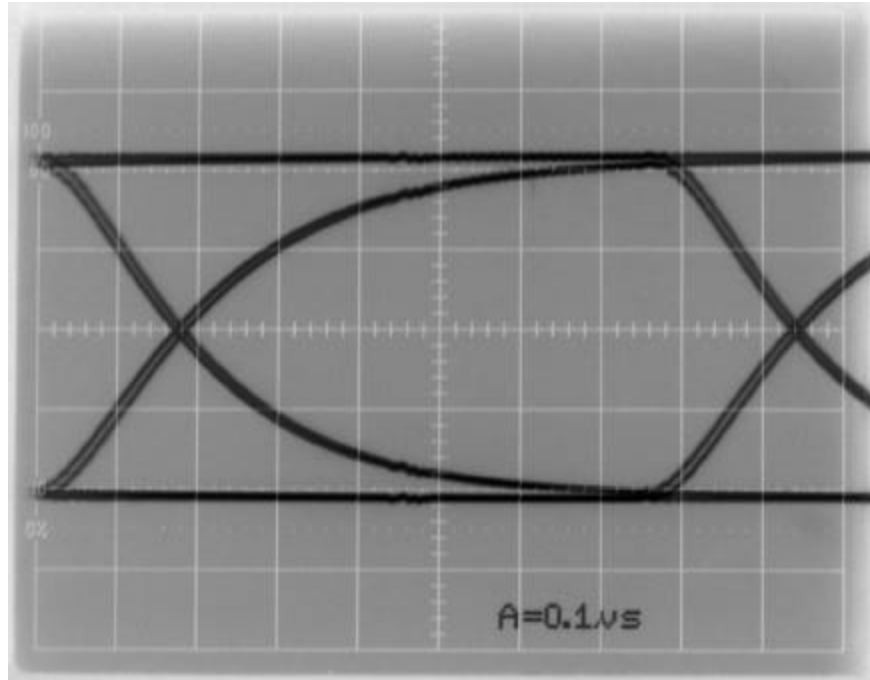


Figura 4.30 Oscilograma del diagrama de ojo que ha sido modificado a través del control de tiempo de subida del simulador del diagrama de ojo.

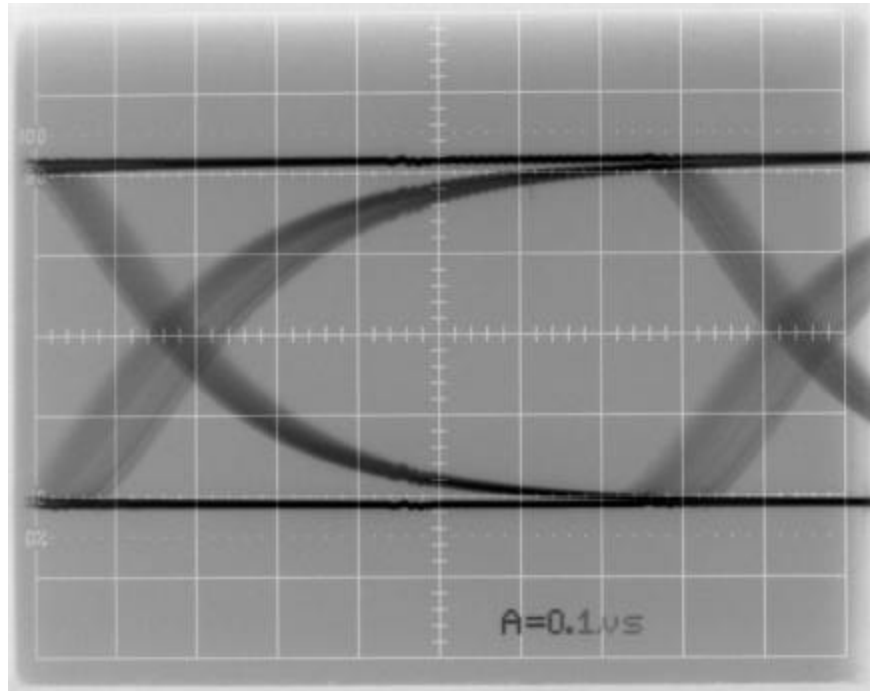


Figura 4.31 Oscilograma del diagrama de ojo, modificado tanto con el control de tiempo de subida como con el control del jitter del simulador.

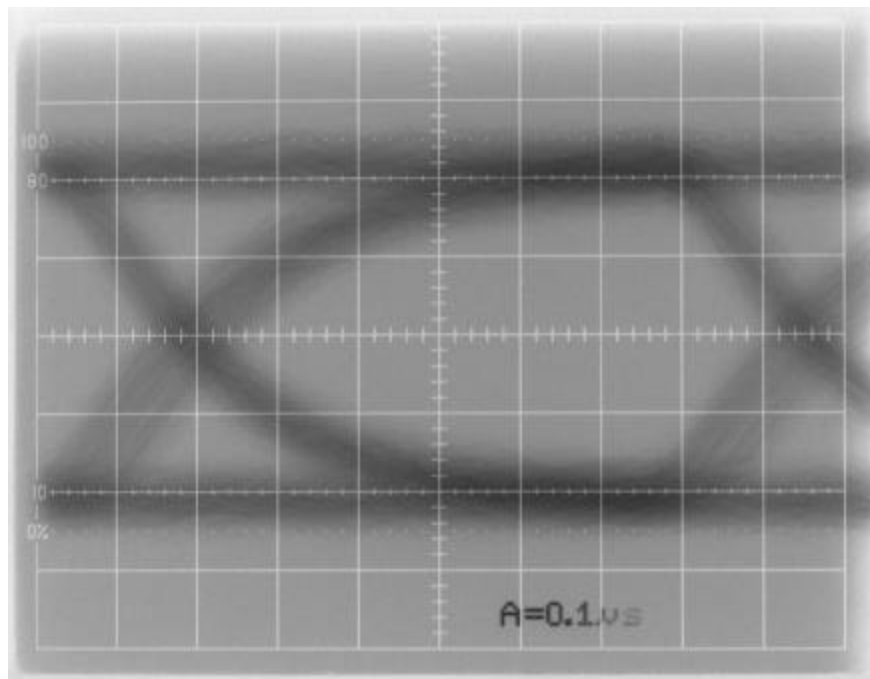


Figura 4.32 Oscilograma del diagrama de ojo, modificado tanto con el control de tiempo de subida como con el control del jitter, y con un ligero aumento de ruido.

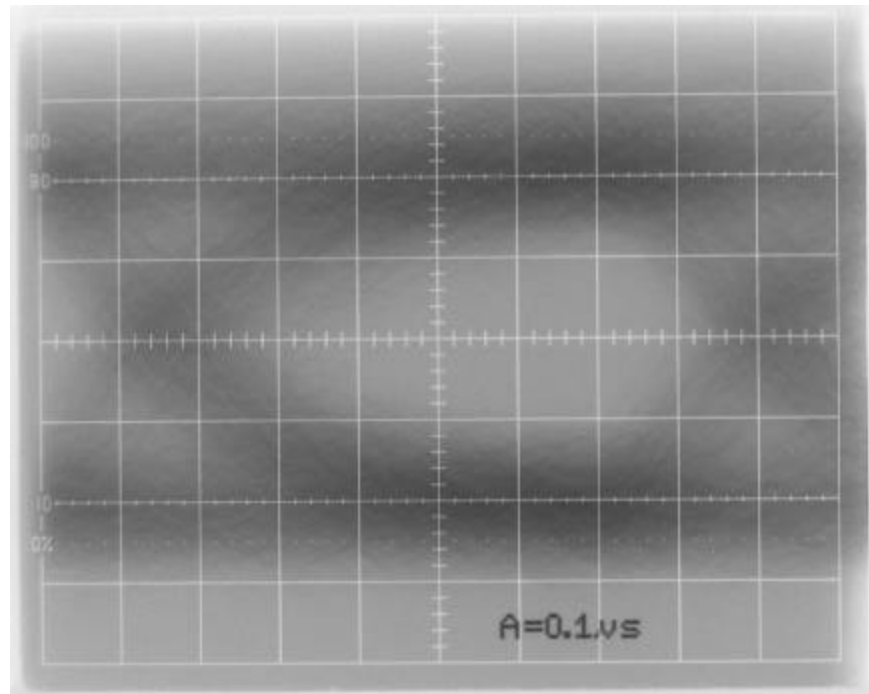


Figura 4.33 Oscilograma del diagrama de ojo con la modificación del tiempo de subida, la influencia del jitter y un ruido mayor al mostrado en la fig. 4.26.

Conclusiones

Después de las pruebas realizadas con las distintas instalaciones, se puede afirmar que se logró un simulador de diagrama de ojo que cumple con las expectativas planteadas y más, ya que permite cambiar parámetros no previstos al principio, como es el ajuste de la simetría del ojo.

Otra ventaja a considerar es el coste del simulador que es muy accesible y que además sólo requiere de un osciloscopio común en lugar de equipo especializado como es el analizador de señales HP.

Con el simulador propuesto en este capítulo y las expresiones (3.27) y (3.28) a las que se llegaron en el capítulo anterior, se logra encontrar un medio bastante efectivo para que los alumnos puedan aprender la relación existente entre el valor de la tasa BER y los parámetros del diagrama de ojo a medir. El alumno podrá en realidad apreciar cuáles parámetros del diagrama de ojo son los que más efecto tienen en la relación de bits erróneos en un sistema de comunicaciones, y también obtener la experiencia en el manejo de este tipo de herramientas, ya que además tendrá la oportunidad de modificar parámetros como el ruido, el jitter y el tiempo de subida de manera sencilla a través de los controles que se tienen en la caja del simulador.

También se tiene la posibilidad de ajustar la simetría del ojo y de los datos y observar de que manera afectan estos parámetros al diagrama de ojo y como interactúan con los otros parámetros mencionados anteriormente.

Otra ventaja implícita de este simulador es que se tienen todos los controles, la polarización y las señales de sincronía y de salida en un mismo módulo, que resulta de fácil manejo y portable, lo que lo hace muy atractivo para su uso en el laboratorio.

Para aprovechar aún más las ventajas del uso del simulador descrito en las prácticas de laboratorio sería de gran utilidad añadirle un medidor sencillo de la tasa de errores de los bits que puede ser diseñado y armado de manera similar como resultado de otra tesis.

CAPÍTULO 5

PROPUESTA PARA LA MEDICIÓN DE LA DISPERSIÓN

5.1 Datos técnicos básicos del equipo

Algunos datos técnicos que se consideran de importancia para la decisión de ocupar los aparatos que se consideran en las propuestas para la medición de la dispersión se presentan en el Anexo de Datos Técnicos Básicos del Equipo.

En dicho anexo se encuentran los datos del analizador de comunicaciones, del OTDR, del transmisor y receptor óptico y del detector optoelectrónico.

También se mencionan las características del interés de este trabajo de la fibra óptica de cuarzo, de polímero, de cuarzo-polímero.

De manera general se puede decir que para obtener la medición de la dispersión es necesario tener

- un generador de pulsos cortos,
- una fuente óptica,
- la fibra de la que se quiere obtener dicho valor de dispersión,
- un receptor óptico,
- un medidor de la duración de pulso.

Los diagramas más básicos son los que se muestran en la figura 5.1; en ésta se considera tanto una fibra óptica larga como una corta.

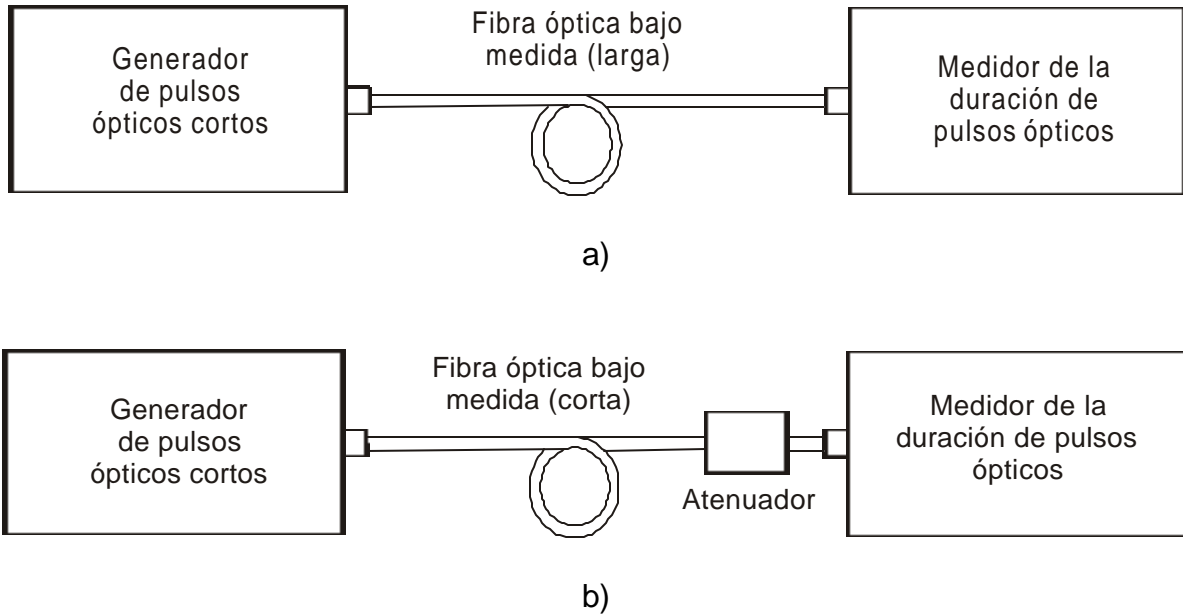


Figura 5.1. Diagrama de bloques para la medición de la dispersión

a) Medida de duración del pulso de salida τ_s .

b) Medida de duración del pulso de entrada τ_e .

Se considera que el tiempo de subida total de pulso en este caso se puede determinar con la expresión (5.1) [1]

$$t_{rS} = \sqrt{t_{rG}^2 + t_{rS.O.}^2 + t_{rF.O.}^2 + t_{rR.O.}^2 + t_{rM}^2} \quad (5.1)$$

donde

- t_{rG} es el tiempo de subida del generador,
- $t_{rS.O.}$ es el tiempo de subida de la fuente óptica,
- $t_{rF.O.}$ es el tiempo de subida de la fibra óptica,
- $t_{rR.O.}$ es el tiempo de subida del receptor óptico,
- t_{rM} es el tiempo de subida del medidor.

Para que la dispersión sea un efecto a considerarse, el tiempo de subida de la fibra óptica (larga) debe ser el de mayor peso en la ecuación (5.1), por lo que debe cumplirse que

$$t_{rF.O.} \geq 2\sqrt{t_{rG}^2 + t_{rS.O.}^2 + t_{rR.O.}^2 + t_{rM}^2} \quad (5.2)$$

Como se expuso en un capítulo anterior, la dispersión es un parámetro de interés para el estudio de las comunicaciones por fibra óptica, y de aquí surge la inquietud de lograr su medición. Con las consideraciones acerca del tiempo de subida se consideró que

era posible realizar dicha medición. El primer paso que se realizó para decidir la factibilidad de las propuestas fue con base a las características de los elementos que conformaban las propuestas.

Se realizaron cuatro propuestas, en donde se consideró el equipo que ya existe en el laboratorio, pero también se incluyen elementos con los que todavía no se cuenta para tener una visión más amplia acerca de las posibilidades, y que fuera factible adquirir más adelante. Por supuesto se consideró el precio de éstos.

El primer paso fue encontrar los tiempos de subida de los diferentes elementos de las propuestas, que en algunos casos son datos del fabricante, para así poder aplicar la expresión (5.2) y determinar de esta forma la factibilidad de la medición de la dispersión.

Por las características de la fibra de índice gradual se consideró que era este tipo de fibra en donde sería más notoria la presencia de la dispersión, por lo que en todas las propuestas se utilizará este tipo de fibra.

Como fuente óptica se consideró el OTDR en algunas de las propuestas, dadas las características del equipo. El OTDR permite trabajar tanto en la ventana de los 300 nm como el de 850 nm, observándose que en ésta última se conseguían mejores resultados para la medición de la dispersión.

En el laboratorio también se cuenta con un generador de pulsos modelo HP8013, con el que es posible obtener un pulso de forma gaussiana de duración de 6 ns. Dicho pulso tiene un frente primario de aproximadamente 2 ns, valor que se repite en el frente secundario. La amplitud del pulso en cuestión es de 0.3 mW. La desventaja es que la señal que se obtiene es eléctrica y no óptica, y se tendría que conectar un LED después del generador de pulsos.

El analizador de señales HP fue una opción para usarse como receptor óptico porque ya se cuenta con él, y porque tiene una entrada para señal óptica, dos puntos que lo hacen una opción lógica.

Para obtener una referencia, es decir un pulso que se considere sin dispersión, se conecta la fibra óptica corta con el atenuador de 20 dB entre el OTDR y el analizador de señales HP, (figura 5.1.b). El atenuador es necesario por la potencia que puede tenerse en el receptor, ya que el rango dinámico del analizador HP está limitado, es decir la señal se satura. Al no contar actualmente en el laboratorio con dicho atenuador, esto se resolvió haciéndolo de manera manual, esto es, alejando la fibra del conector, simulando un atenuador sintonizado.

Se determina el ancho del pulso t_1 obtenido en el Analizador, asumiendo que dicha anchura se debe medir en el valor de la mitad de la magnitud pico del pulso.

Con estos valores es posible determinar la dispersión de pulso.

$$\Delta t = \sqrt{t_2^2 - t_1^2} \quad (5.3)$$

donde

t_2 es la duración de pulso en media altura en la salida de la fibra en estudio,

t_1 es la duración de pulso en media altura en la salida de la fibra corta.

Como es evidente, las lecturas se realizaron utilizando las magnitudes de voltaje de las señales. Esto es válido ya que se considera directamente proporcional la potencia con el voltaje.

5.2 Instalaciones propuestas

A continuación se presentan las instalaciones con los elementos necesarios que éstas requieren.

5.2.1 PROPUESTA I

La instalación de la primera propuesta para la medición de la dispersión se muestra en la figura 5.2:



Figura 5.2. Diagrama de bloques para la medición de la dispersión con el equipo OTDR y el analizador de señales HP.

Los elementos que se consideran son:

Fuente óptica	OTDR con $\lambda=850$ nm
Tipo de fibra óptica	De cuarzo de índice gradual
Receptor óptico	Analizador HP

Los valores que se obtienen son:

$t_{r.S.O.}$ 3 ns Considerando el valor medido del tiempo de subida de pulso del OTDR

L 8 km Fibra empalmada de dos secciones de 4 km

$t_{r.F.O.}$ ≈ 8 ns Considerando datos de fabricante sobre la banda de paso de la fibra óptica utilizada, se tiene

$$t_{r.F.O.} \cong \frac{0.35}{B} \cdot L = \frac{0.35}{350 \frac{MHz}{km}} \cdot 8km = 1 \frac{ns}{km} \cdot 8km = 8ns$$

$t_{r.R.O.}$ 0.7 ns Dato de fabricante del Analizador HP

$2\sqrt{t_{r.S.O.}^2 + t_{r.R.O.}^2}$ 6.2 ns Como 8 ns > 6.2 ns, sí se cumple (5.2)

5.2.2 PROPUESTA II.

La instalación de la segunda propuesta para la medición de la dispersión se muestra en la figura 5.3:



Figura 5.3 Diagrama de bloques para la medición de la dispersión con el equipo OTDR y el receptor óptico TIA 500.

Los elementos que se consideran son:

Fuente óptica	OTDR con $\lambda=850$ nm
Tipo de fibra óptica	De cuarzo de índice gradual
Receptor óptico	TIA 500

Los valores que se obtienen son:

$t_{r.S.O.}$	3 ns	Considerando el valor medido del tiempo de subida de pulso del OTDR
L	8 km	Fibra empalmada de dos secciones de 4 km
$t_{r.FO.}$	≈ 8 ns	Considerando datos de fabricante sobre la banda de paso de la fibra óptica utilizada
$t_{r.R.O.}$	2.8 ns	Considerando el dato de fabricante sobre la banda del Fotodetector TIA 500, se tiene $t_{r.R.O.} \cong \frac{0.35}{B} = \frac{0.35}{125MHz} \cong 2.8ns$
$2\sqrt{t_{r.S.O.}^2 + t_{r.R.O.}^2}$	8.2 ns	Como 8 ns < 8.2 ns, no se cumple (5.2)

5.2.3 PROPUESTA III.

En la figura 5.4 se ilustra la instalación de esta propuesta.

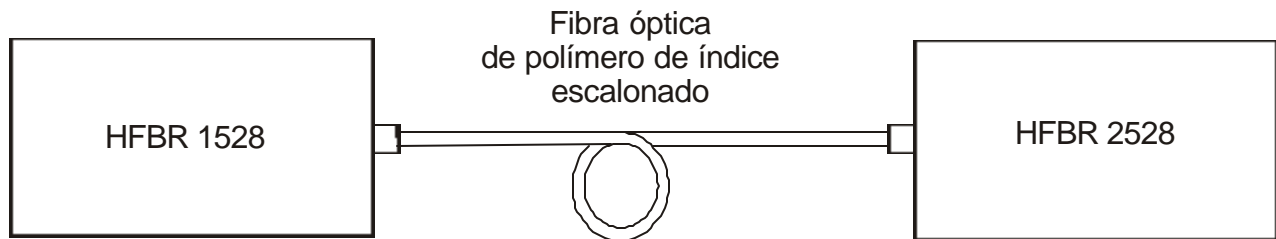


Figura 5.4 Diagrama de bloques para la medición de la dispersión con transmisor HFBR 1528 y el receptor HFBR 2528.

Los elementos que se consideran son:

Fuente óptica	HFBR-1528
Tipo de fibra óptica	De polímero de índice escalonado
Receptor óptico	HFBR-2528

Los valores que se obtienen son:

t_{rG}	2 ns	Dato de medición
$t_{r.S.O.}$	13 ns	Considerando el uso del LED rojo como fuente óptica, con corriente máxima
Δt_m	247 ns/km	$\Delta t_m \approx \frac{(AN)^2}{2n_1c} = \frac{(0.47)^2}{2(1.492)(3 \cdot 10^5)} = 247 \frac{ns}{km}$
Δt_c	≈ 0	Valor despreciable en comparación a Δt_m
Δt_{Total}	247 ns/km	$\Delta t_{Total} = \sqrt{\Delta t_m^2 + \Delta t_c^2}$
L	0.05 km	La longitud está limitada por la atenuación máxima
$t_{r.F.O.}$	13.6 ns	$t_{r.F.O.} \approx 1.1 \Delta t_{Total} \cdot L$
$t_{r.R.O.}$	12 ns	Dato de fabricante
$2\sqrt{t_{rG}^2 + t_{r.S.O.}^2 + t_{r.R.O.}^2}$	35.6 ns	Como 13.6 ns < 35.6 ns, no se cumple (5.2)

5.2.4 PROPUESTA IV

La instalación de esta propuesta se muestra en la figura 5.5

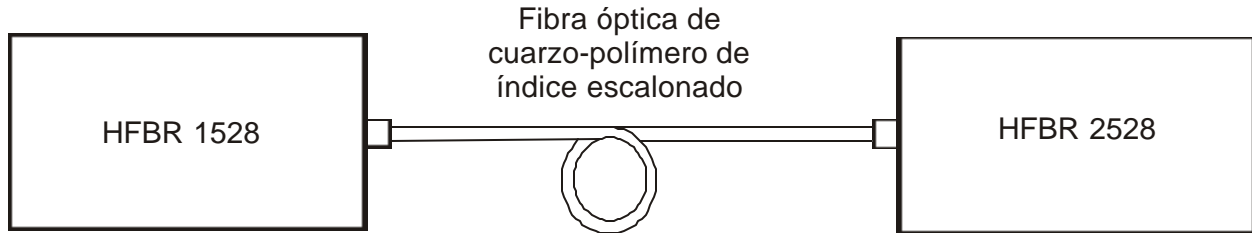


Figura 5.5 Diagrama de bloques para la medición de la dispersión con transmisor HFBR 1528 y el receptor HFBR 2528, y fibra de cuarzo-polímero.

Los elementos que se consideran son:

Fuente óptica	HFBR-1528
Tipo de fibra óptica	De cuarzo-polímero de índice escalonado
Receptor óptico	HFBR-2528

Los valores que se obtienen son:

t_{rG}	2 ns	Dato de medición
$t_{rS.O.}$	13 ns	Considerando el uso del LED rojo como fuente óptica, con corriente máxima
Δt_m	157 ns/km	$\Delta t_m \approx \frac{(AN)^2}{2n_1c} = \frac{(0.37)^2}{2(1.457)(3 \cdot 10^5)} = 157 \frac{ns}{km}$
Δt_c	≈ 0	Valor despreciable en comparación a Δt_m
Δt_{Total}	157 ns/km	$\Delta t_{Total} = \sqrt{\Delta t_m^2 + \Delta t_c^2}$
L	1 km	La longitud está limitada por la atenuación máxima
$t_{r.F.O.}$	173 ns	$t_{r.F.O.} \approx 1.1 \Delta t_{Total} \cdot L$
$t_{r.R.O.}$	12 ns	Dato de fabricante
$2\sqrt{t_{rG}^2 + t_{rS.O.}^2 + t_{r.R.O.}^2}$	35.6 ns	Como 173 ns > 35.6 ns, sí se cumple (5.2)

5.3 Resultados de las pruebas de las instalaciones propuestas

De los resultados preliminares se observa que sólo las instalaciones de las propuestas I y IV cumplen con la expresión (5.2), por lo tanto se siguió trabajando con las que sí cumplieran con (5.2).

En el caso de la propuesta I, se utiliza como generador de pulso y fuente óptica al OTDR, y se utiliza como receptor óptico y medidor al analizador de señales HP. La fibra óptica utilizada es la de cuarzo (multimodo de índice gradual). Y con todo este equipo se cuenta actualmente en el laboratorio, por lo que el siguiente paso lógico fue realizar dicha instalación y verificar que este primer resultado era correcto.

En principio se requería tener una referencia para la medición de la dispersión. Para cubrir este punto se consideró medir el pulso con la misma instalación de la propuesta I, sólo que utilizando una fibra óptica corta, como se mencionó al principio de este capítulo. Esto es válido, ya que como se explicó en capítulos anteriores, la dispersión aumentará con la longitud del enlace a estudiar. La instalación con fibra óptica corta se muestra en la figura 5.6, mientras que en la figura 5.7 se muestra el oscilograma del pulso que se tomará como referencia, sin olvidar el uso del atenuador manual.

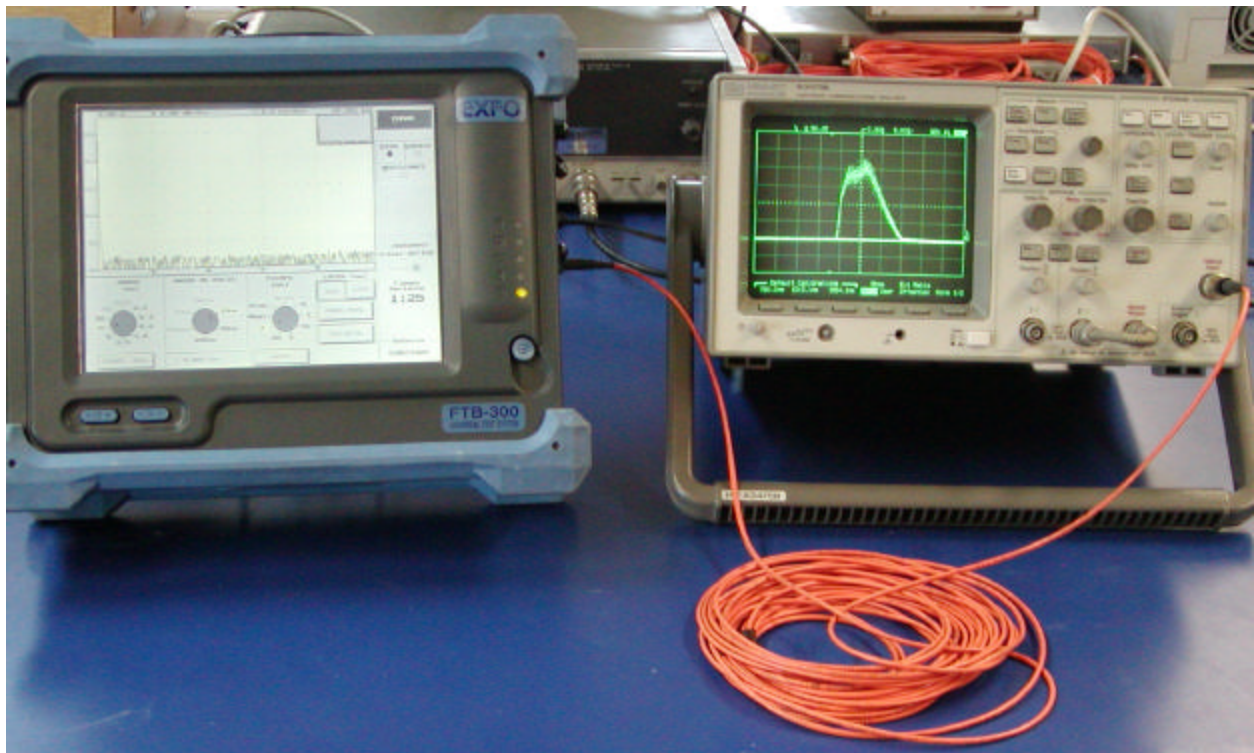


Figura 5.6 Montaje del experimento con la fibra óptica corta, obteniéndose la señal del pulso que se considera como el pulso original.

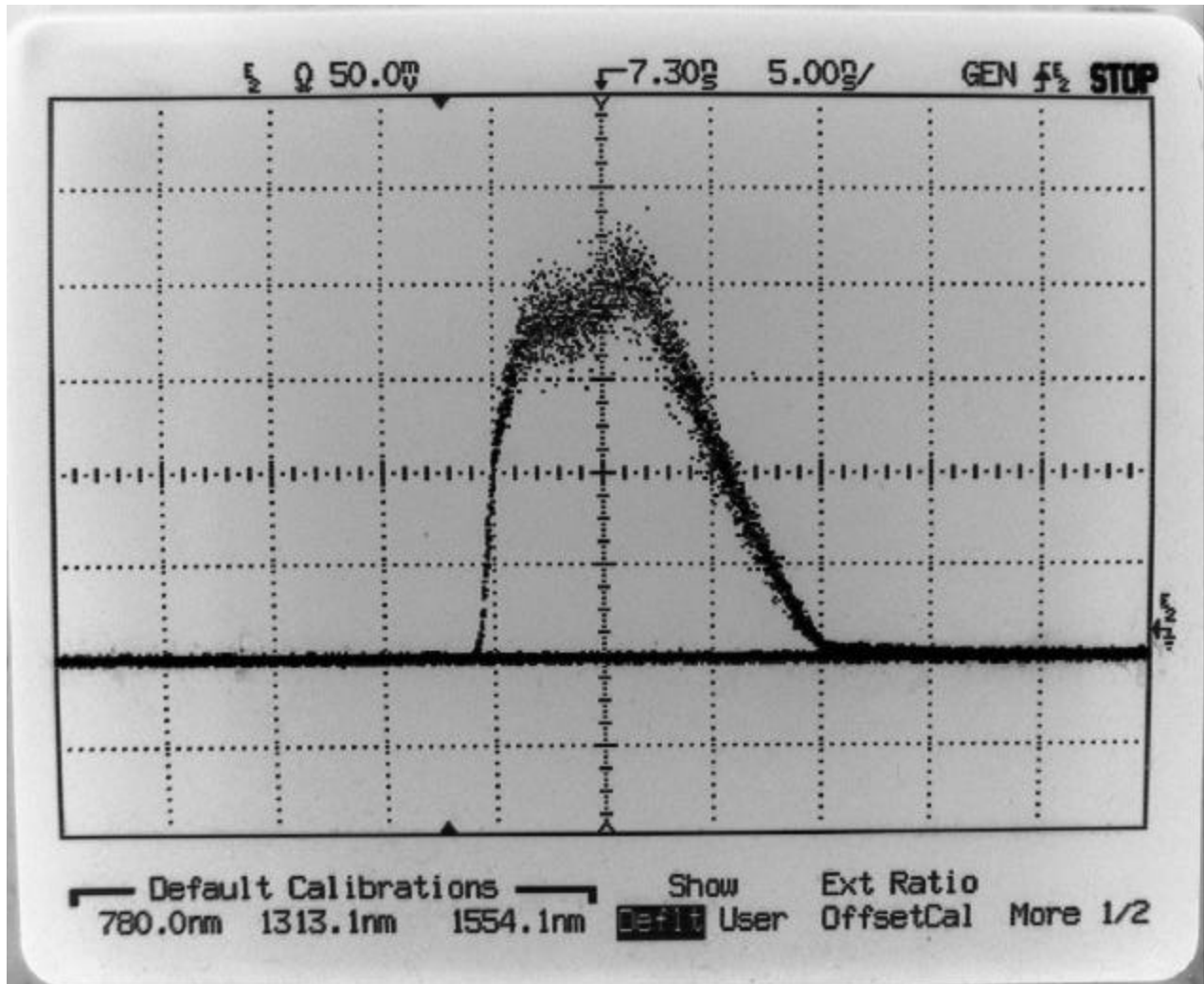


Figura 5.7 Oscilograma de la medición de la duración del pulso utilizando la fibra óptica corta y atenuador manual.

La medición de la propuesta I se realizó de la siguiente manera:

Se ajusta en el OTDR un pulso con duración de 10 ns.

También se ajusta el valor de la longitud de onda con la que se va a trabajar, que este caso fue de $\lambda = 850$ nm.

Se conecta la fibra óptica larga (empalmada de dos secciones de 4 km) entre el OTDR y el analizador de señales HP, tal como se muestra en la figura 5.8.

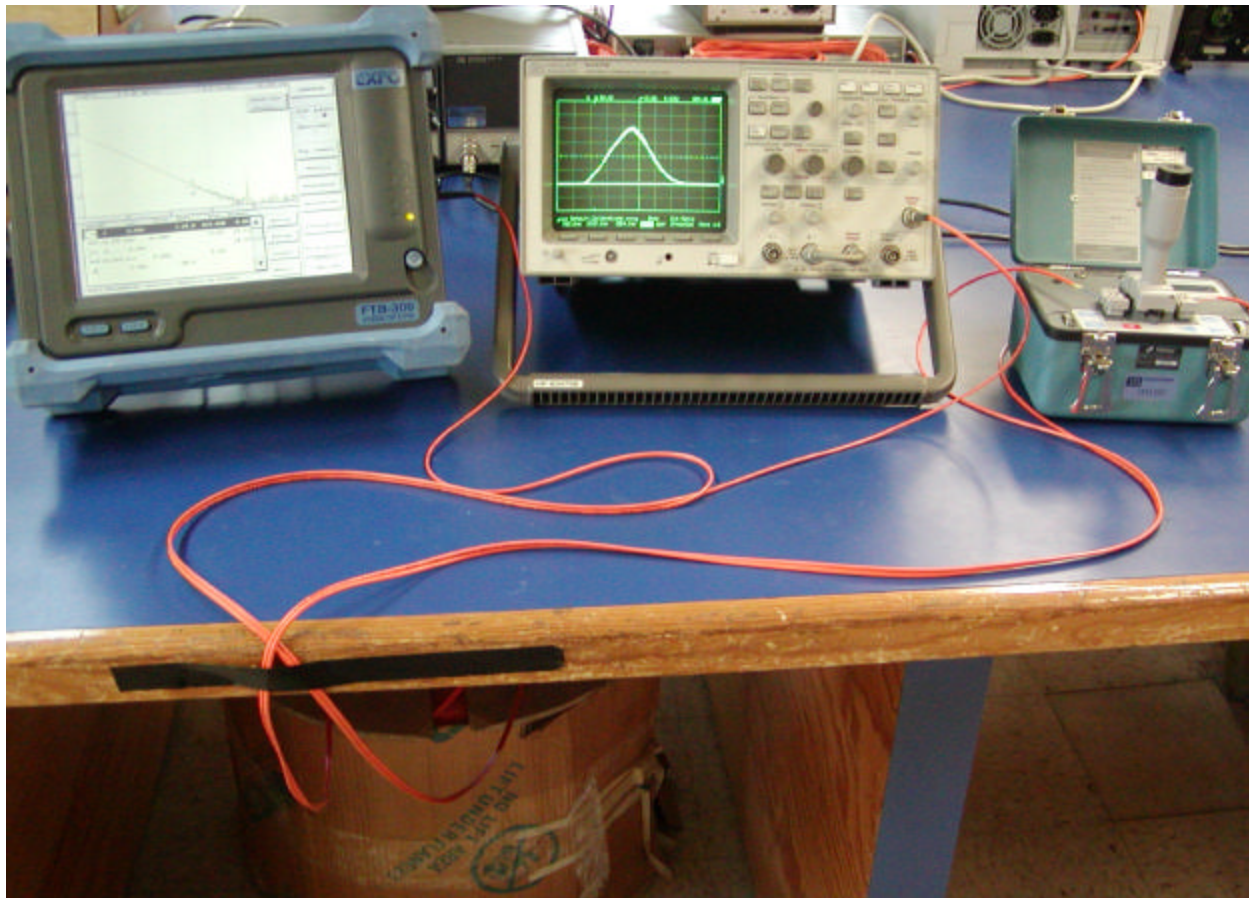


Figura 5.8 Montaje del experimento propuesto utilizando el OTDR, el analizador HP y el empalmador de fibra óptica.

Se ajustan las escalas de manera conveniente en el analizador de señales HP para poder observar el pulso, verificando que la forma es Gaussiana, como se observa en la figura 5.9.

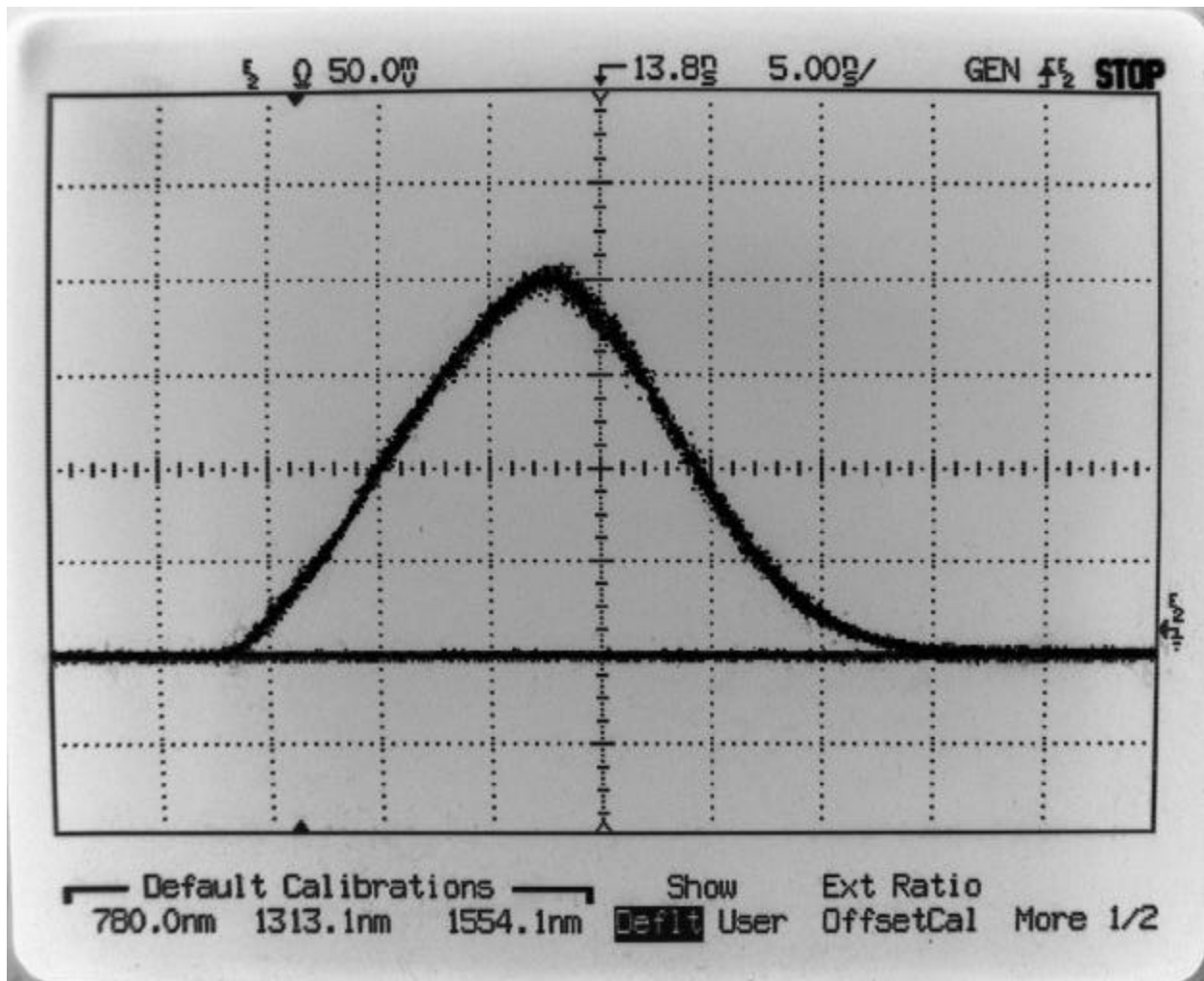


Figura 5.9 Oscilograma de la medición de duración del pulso utilizando una fibra óptica larga, el OTDR y el analizador de señales HP.

Se determina el ancho del pulso t_2 obtenido en el analizador de señales, asumiendo que dicha anchura se debe medir en el valor de la mitad de la magnitud pico del pulso.

El analizador de señales tiene la opción de poder ver la forma de las dos señales simultáneamente, haciendo uso de la función de memoria de éste. La figura 5.10 muestra el oscilograma obtenido del pulso original junto con el pulso ya con degradación.

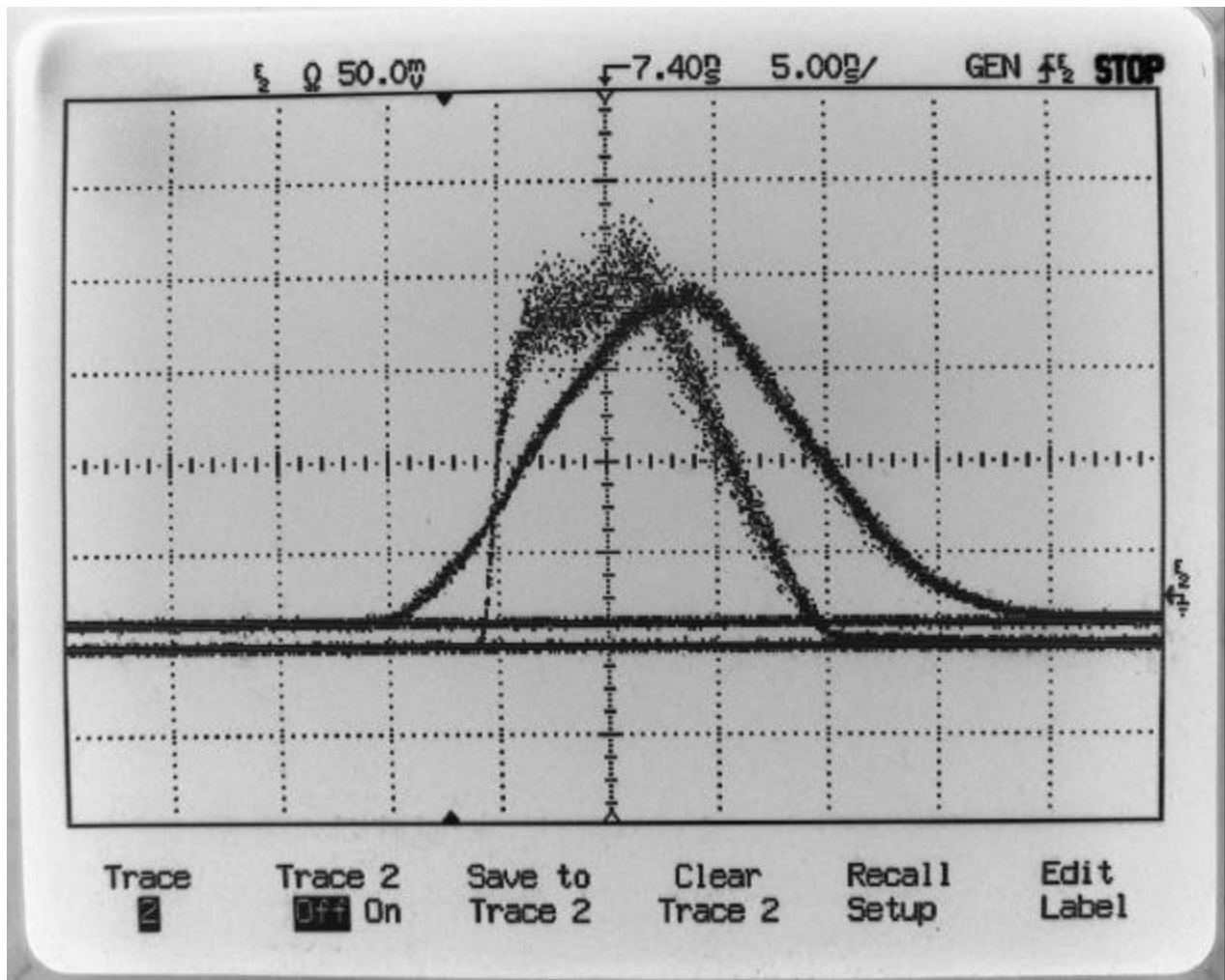


Figura 5.7 Oscilograma del pulso original y el pulso con dispersión que se obtiene con el OTDR y el Analizador HP

Con base a los resultados obtenidos, se concluye que la propuesta I es una opción viable para la medición de la dispersión.

Como de la propuesta IV no se cuenta actualmente con todos los elementos de la instalación, no se realizaron pruebas, pero se puede concluir que si la propuesta I que cumple con la expresión (5.2) con un margen mucho menor que la propuesta IV, la instalación de la IV debe cumplir satisfactoriamente con las expectativas.

Conclusiones

En la propuesta III se consideró un nuevo elemento como la fibra óptica de plástico de perfil escalonado, pero en este caso existe la limitación de la longitud de la fibra, que debe de ser de unos 50 m por la atenuación máxima según las características del transmisor y receptor óptico usados, lo que no permite que se cumpla con la ecuación (5.2).

En la propuesta IV se utilizó la fibra óptica de polímero-cuarzo de índice escalonado que tiene una atenuación mucho menor que la de la fibra de polímero, lo que permite cumplir con la ecuación (5.2) con un mayor margen que el que se consigue en la propuesta I.

A pesar del bajo coste del equipo transmisor y receptor óptico de la propuesta IV, el precio de la fibra óptica puede ser relativamente alto porque este tipo de fibra en general se usa para aplicaciones especiales (no para telecomunicaciones), por lo que este tipo de fibra no se produce en una gran escala, siendo entonces su precio alto.

A pesar de que en los cálculos teóricos no parece ser muy grande el margen con el que la instalación de la propuesta I cumple con la desigualdad (5.2), se observa que de forma práctica es posible lograr la medición de la dispersión con resultados satisfactorios para fines didácticos. Además de cumplir con (5.2), esta instalación tiene la ventaja principal respecto a la IV, es totalmente realizable en este momento en el laboratorio con resultados que permiten observarse en el analizador de señales de manera clara cuál es el efecto de la dispersión, que es el objetivo en el desarrollo de la práctica respectiva a este tema. Y de forma adicional, el coste de esta instalación no requiere inversión, ya que como se comentó anteriormente, se cuenta con el equipo y material para su implementación.

Conclusiones Generales

De principio considero que se concluyó satisfactoriamente el trabajo basado en el estudio de las imperfecciones de la transmisión de la señal en los sistemas de comunicaciones ópticas y se logró el diseño concreto de dos prácticas de laboratorio.

Ahora, de forma más específica, se retoman las conclusiones expuestas en los capítulos anteriores.

Como ya se estableció en el capítulo 3, casi en todos los elementos que conforman un enlace se produce el fenómeno conocido como jitter, por buenos que sean los repetidores, filtros o amplificadores utilizados, aún sin ser requeridos, los mismos datos transmitidos introducen jitter, lo que provoca la necesidad de estudiarlo.

Al producir el jitter una inestabilidad en la posición del pulso, es claro que afectará la tasa de errores de bit, pues incrementará la incertidumbre de una buena decisión sobre el valor real del bit. Una forma de poder evaluar la tasa BER es a través del diagrama de ojo, y es justo en este punto donde surgieron ciertos inconvenientes, ya que a pesar de que varios autores dejan en claro esta relación, no se encuentra de forma clara una relación analítica entre los parámetros del diagrama de ojo y el valor de Q , por lo que se tuvo que trabajar con expresiones ya desarrolladas por expertos en la materia para lograr una aproximación que permitiera un mejor entendimiento de dicha relación, y así conseguir que el aprendizaje se logre de forma más satisfactoria.

También se observa que distintos autores coinciden en que el diagrama de ojo es una herramienta muy útil, pero hacen hincapié en que se necesita una amplia experiencia en el tema para la correcta interpretación de dicho diagrama. El objetivo de enfocarse en este tema fue precisamente lograr que el alumno consiga obtener conocimientos básicos que le permitirán desarrollar la experiencia en la utilización de esta herramienta.

A través de las expresiones estimadas en el capítulo 3, es posible evaluar de forma aproximada el valor de Q y por consiguiente de la tasa BER, al observar el diagrama de ojo y tomar medidas de los valores visibles del ruido y del jitter, lo que lleva a poder determinar la calidad de transmisión en un sistema digital.

Para lograr una estimación útil, primero se trabajó con una aproximación de una señal coseno, pero el intervalo del ruido y jitter en que era aplicable la expresión era muy reducido, razón por la cual fue necesario explorar otras opciones, y así, después de analizar los resultados que se estaban obteniendo, se decidió utilizar una señal

Conclusiones Generales

triangular, con lo que el intervalo se pudo ampliar y se mantenía una expresión satisfactoria para fines didácticos.

Una vez obtenidas estas expresiones analíticas para Q y BER en función del ruido y jitter normalizado, surge la inquietud por encontrar una forma de desplegar de forma accesible al alumno el diagrama de ojo.

En el capítulo 4 se trató de manera más detallada las pruebas que se realizaron con distintas instalaciones para lograr el diagrama de ojo. Quedó claro que no fue una tarea fácil pues a medida que se fue estudiando y determinando los parámetros de mayor interés en el diagrama de ojo, se fueron encontrando nuevos inconvenientes que no permitían concluir de manera satisfactoria el estudio dicho diagrama.

Sin embargo, se puede concluir que se logró un simulador de diagrama de ojo que cumple con las expectativas planteadas y más, ya que no sólo permite modificar la presencia del jitter en el ojo desplegado, sino que además se pueden modificar parámetros que no se habían previsto al principio, como el tiempo de subida y la presencia de ruido. Además, también se pudieron incluir controles para modificar la simetría del ojo y de los datos.

También queda claro en dicho capítulo que el manejo de la señal de sincronía es de vital importancia para un despliegue adecuado del diagrama de ojo, y que se logró completar esta etapa de manera satisfactoria.

Y aún existe otra ventaja en este simulador, su coste. Los elementos que lo constituyen son fáciles de conseguir y el precio de éstos es accesible, lo que permitirá la construcción de más simuladores si el laboratorio así lo requiere, además de que si en un momento dado se requiere repararlo, o simplemente darle algún tipo de mantenimiento, todas las piezas se pueden encontrar.

Otro punto que lo hace atractivo, es que sólo requiere de un osciloscopio común en lugar de equipo especializado como es el analizador de señales HP.

Con el simulador propuesto y las expresiones (3.27) y (3.28) del capítulo 3, se logra redondear la propuesta de encontrar un medio efectivo para que los alumnos puedan aprender la relación existente entre el valor de la tasa BER y los parámetros del diagrama de ojo a medir. Y de manera práctica en el laboratorio podrá apreciar de qué manera y cuáles parámetros del diagrama de ojo son los que más efecto tienen en la relación de bits erróneos en un enlace,

Además, el simulador tiene la ventaja de que se le puedan añadir más elementos que refuercen la práctica propuesta, como por ejemplo, agregándole un medidor sencillo de la tasa de errores de los bits que puede ser diseñado y armado de manera similar como resultado de otra tesis.

Ahora, con respecto a la práctica propuesta para la medición de la dispersión, también se logran propuestas concretas, siendo una de ellas realizable en este momento en el

Conclusiones Generales

laboratorio de Comunicaciones Ópticas. En general, el concepto teórico de dispersión es más fácil de comprender, pero siempre es importante poder constatar en el laboratorio los conceptos que se ven en la clase de teoría, ya que reafirma lo aprendido.

La propuesta I (del capítulo 5) que incluye el uso de fibra óptica de cuarzo de índice gradual, el OTDR como fuente óptica y el analizador de señales HP como receptor óptico, cumple con la condición de medición segura de la dispersión (5.2) con un margen que aparentemente no es muy grande, pero que sin embargo permite de forma práctica lograr la medición de la dispersión de manera satisfactoria.

Dos de las instalaciones propuestas, la II y III, no cumplen con la condición de medición segura propuesta.

En la propuesta IV se consideró utilizar una fibra óptica de polímero-cuarzo de índice escalonado que tiene una atenuación mucho menor que la de la fibra de polímero (de la propuesta II), para aumentar la dispersión comparando con la fibra óptica de índice gradual (de la propuesta I). Se concluyó que es una opción que cumple con la condición de medición segura con un margen amplio, por lo que es una elección para la medición de la dispersión en cuanto se tengan todos los elementos que conforman dicha instalación, es decir es una propuesta para un futuro. Es necesario considerar en esta propuesta que dicho tipo de fibra óptica no se produce en una gran escala, lo que aumenta su precio.

Por lo que se concluye que la propuesta I en este momento presenta la ventaja con respecto a las otras instalaciones porque es totalmente realizable en este momento en el laboratorio, con resultados que permiten observar en el analizador de señales de manera clara cuál es el efecto de la dispersión, que es el objetivo en el desarrollo de la práctica respectiva a este tema. No olvidar que el coste de esta instalación no requiere inversión, ya que como se comentó anteriormente, se cuenta con el equipo y material para su implementación.

Una vez concluido este trabajo puedo decir que la investigación que se realizó llevó a propuestas concretas con las cuales trabajar de manera adecuada en el laboratorio de Comunicaciones Ópticas, aportando herramientas que permiten la medición de ciertos fenómenos, para así aprender que parámetros tienen mayor peso y de que manera afectan tales características a la transmisión de una señal en un sistema de comunicaciones.

BIBLIOGRAFÍA

Introducción.

[1] Manual de las prácticas de laboratorio de Sistemas de Comunicaciones Ópticas: Parte I. Métodos de preparación y medición de las características principales de fibras ópticas / Volodymyr Svyryd y Patricia Hong Cirión – México: Facultad de Ingeniería, UNAM, 2006.

[2] Manual de las prácticas de laboratorio de Sistemas de Comunicaciones Ópticas: Parte II. Principios de funcionamiento de los sistemas de comunicación vía fibra óptica / Volodymyr Svyryd e Ignacio Flores Llamas -- Facultad de Ingeniería, UNAM, México, 2006.

Capítulo 1.

[1] Nérrou, J.P, *Introducción a las telecomunicaciones por fibras ópticas*, Editorial Trillas, México, 1991.

[2] Zanger, H.; Zanger, C., *Fiber Optics Communication and other applications*, Macmillan Publishing Company, USA, 1991

[3] Held, Gilbert, *Diccionario De Tecnología De Las Comunicaciones*, Editorial Paraninfo España, 1997

[4] Weik, Martin H., *Fiber Optics Standard Dictionary*, Van Nostrand Reinhold, 2nd edition, USA, 1989

[5] Capmany, J.; Fraile-Peláez, F.J.; Martí, J., *Fundamentos De Comunicaciones Ópticas*, Editorial Síntesis, España, 1999

[6] Agrawal, Govind P., *Fiber Optic Communication Systems, Second Edition*, John Wiley & Sons, Inc., USA, 1997

[7] Senior, John M., *Optical Fiber Communications, Principles And Practice*, Prentice Hall International Series in Optoelectronics, 2nd edition, Great Britain, 1992

- [8] Derickson, Dennis – Editor, *Fiber Optic Test And Measurement*, Prentice Hall, USA, 1998
- [9] Cancellieri, Giovanni – Editor, Galtarossa A., Nava, E., Valentín, G., *Single-Mode Optical Fiber Measurement: Characterization And Sensing*, Artech House, USA, 1993
- [10] Jones Jr., William B., *Introduction To Optical Fiber Communication Systems*, Holt, Rinehart and Winston, Inc., USA, 1988
- [11] Pal, Bishnu P. – Editor, *Fundamentals Of Fibre Optics In Telecommunication And Sensor Systems*, John Wiley & Sons, USA, 1992
- [12] Geckeler, S., *Optical Fiber Transmission Systems*, Artech House, Inc., USA, 1987
- [13] Keiser, G., *Optical Fiber Communications*, McGraw-Hill Series in Electrical Engineering, USA, 1983
- [14] Betti, S.; De Marchis, G.; Iannone, E., *Coherent Optical Communications Systems*, Wiley Series in Microwave And Optical Engineering, USA, 1995
- [15] Capmany, J.; Fraile-Peláez, F.J.; Martí, J., *Dispositivos De Comunicaciones Ópticas*, Editorial Síntesis, España, 1999

Capítulo 2.

- [1] Senior, John M., *Optical Fiber Communications. Principles And Practice*, Prentice Hall International Series in Optoelectronics, 2nd edition, Great Britain, 1992
- [2] Cancellieri, Giovanni – Editor, Galtarossa A., Nava, E., Valentín, G., *Single-Mode Optical Fiber Measurement: Characterization And Sensing*, Artech House, USA, 1993
- [3] Capmany, J.; Fraile-Peláez, F.J.; Martí, J., *Fundamentos De Comunicaciones Ópticas*, Editorial Síntesis, España, 1999
- [4] Weik, Martin H., *Fiber Optics Standard Dictionary*, Van Nostrand Reinhold. 2nd edition, USA, 1989
- [5] Kashima, Norio, *Passive Opticalcomponents For Optical Fiber Transmission*, Artech House, USA, 1995
- [6] Sánchez García, Galindo González, Larraz Iribas, *Polarization mode dispersion power penalty, influence of Rise/Fall times, receiver Q and amplifier noise*, IEEE *Photonics Technology Letters*, Vol 8, No 12, December 1996

[7] Held, Gilbert, *Diccionario De Tecnología De Las Comunicaciones*, Editorial Paraninfo España, 1997

[8] Derickson, Dennis – Editor, *Fiber Optic Test And Measurement*, Prentice Hall, USA, 1998

Capítulo 3.

[1] Green, Lynne D., *Fiber Optic Communications*, CRC Press, USA, 1993

[2] Jones Jr., William B., *Introduction To Optical Fiber Communication Systems*, Holt, Rinehart and Winston, Inc., USA, 1988

[3] Takasaki, Yoshitaka, *Digital Transmission Design And Jitter Analysis*, Artech House, USA, 1991

[4] Trischitta, P.R.; Varma, E.L., *Jitter In Digital Transmission Systems*, Artech House, USA, 1989

[5] Recomendación del CCITT, *Vocabulario De Términos Relativos A La Transmisión Y Multiplexación Digitales Y A La Modulación Por Impulsos Codificados (MIC)*, Tomo III, Rec. G.701

[6] Recomendación del CCITT, *Control De La Fluctuación De Fase Y De La Fluctuación Lenta De Fase En Las Redes Digitales Basadas En La Jerarquía De 1544 kbits/s*, Fascículo III.5, Rec. G.824

[7] Suplemento del CCITT, *Directrices Relativas A La Medición De La Fluctuación Lenta De Fase*, Fascículo III.5, Supl. N° 35

[8] Suplemento del CCITT, *Acumulación De Fluctuación De Fase Y Fluctuación Lenta De Fase En Las Redes Digitales*, Fascículo III.5, Supl. N° 36

[9] Recomendación del CCITT, *Aparato De Medida De La Fluctuación De Fase De La Señal De Temporización Para Equipo Digital*, Fascículo IV.4, Rec. O.171

[10] Suplemento del CCITT, *Directrices relativas a la medición de la fluctuación de fase*, Fascículo IV.4, Supl. N° 3.8

[11] Hoss, Robert J., *Fiber Optic Communications Design Handbook*, Prentice Hall, USA, 1990

[12] Held, Gilbert, *Diccionario De Tecnología De Las Comunicaciones*, Editorial Paraninfo España, 1997

[13] Weik, Martin H., *Fiber Optics Standard Dictionary*, Van Nostrand Reinhold, 2nd edition, USA, 1989

[14] Agrawal, Govind P., *Fiber-Optic Communication Systems*, John Wiley & Sons, Inc., USA, 1997

[15] G.P. Agrawal; T.M. Shen, *Power penalty due to decision-time jitter in optical communication systems*, *Electronics Letters*, Vol. **22**, No. 9, 450, 1996

[16] Winch, Robert G. *Telecommunication Transmission Systems*. McGraw-Hill. 1993

Capítulo 4.

[1] Franz, J.H. ; Jain, V.K., *Optical Communications Components And Systems*, CRC Press, USA, 2000

[2] Manual del Analizador de Comunicaciones Ópticas HP 83475 B

[3] Held, Gilbert, *Diccionario De Tecnología De Las Comunicaciones*, Editorial Paraninfo España, 1997

[4] Hoss, Robert J., *Fiber Optic Communications Design Handbook*, Prentice Hall, 1990

[5] Benedetto. S. ; Biglieri, E. ; Castellani, V., *Digital Transmission Theory*, Prentice Hall, USA, 1987

[6] Morris Mano, M., *Lógica Digital Y Diseño De Computadores*, Prentice Hall, México, 1989

[7] Phelps, Roland S., *750 Circuitos Electrónicos De Uso General*, McGraw-Hill, México, 1983

[8] Coughlin, Robert F.; Driscoll, Frederick F., *Amplificadores Operacionales Y Circuitos Integrados Lineales*, Prentice Hall, 5ta edición, México, 1998

Capítulo 5.

[1] Nérrou, J.P, *Introducción a las telecomunicaciones por fibras ópticas*, Editorial Trillas, México, 1991.

[2] Manual del Analizador de Comunicaciones Ópticas HP 83475 B

[3] Referencia de Agilent Technologies, datos técnicos de: 10 Megabaud Versatile Link Fiber Optic Transmitter and Receiver for 1mm POF and 200 μ m HCS

[4] Referencia de Agilent Technologies, datos técnicos de: Plastic Optical Fiber and HCS Fiber Cable and Connectors for Versatile Link

[5] Referencia de EXFO, Inc FTB-250/212C

BIBLIOGRFÍA COMPLEMENTARIA.

Proakis, John G., *Digital Communications*, McGraw-Hill. 3ª edición. USA, 1995

Dutton, Harry J.R., *Understanding Optical Communications*, Prentice Hall. USA, 1998

Spirit, D.M.; O'Mahony, M.J., *High Capacity Optical Transmission Explained*, John Wiley & Sons, Great Britain, 1995

Basch, Bert E.E. – Editor y compilador, *Optical-Fiber Transmission*, Howard W. Sams & Co., USA, 1987

Jardón Aguilar, H.; Linares y Miranda, R., *Sistemas De Comunicaciones Por Fibras Ópticas*, Alfaomega, México, 1995

Berlin, Howard M., *Fundamentals Of Operational Amplifiers And Linear Integrated Circuits*, Merrill Publishing Company, USA, 1990

DATOS TÉCNICOS BÁSICOS DEL EQUIPO

Analizador de Señales 83475B, Hewlett Packard (HP) (*Lightwave Communication Analyzer*)

Sistema vertical:

1. Canal de entrada óptica @ $T=23\pm 5^{\circ}\text{C}$

Ancho de banda: DC a 500 MHz -3 dB

Entrada óptica: Fibra de 62.5/125 μm

Longitudes de onda calibradas: 780 nm, 1310 nm, 1550 nm

2. Canales 1 y 2 eléctricos

Tiempo de subida: 700 ps

Resistencia de entrada: Seleccionable entre $1\text{ M}\Omega$ o 50Ω

Sistema horizontal:

Resolución horizontal: 25 ps

Exactitud del cursor (Δt y $1/\Delta T$): $\pm 0.01\%$ $\pm 0.2\%$ de escala completa
 ± 200 ps

Osciloscopio Hitachi, modelo V-1060, 100 MHzSistema de deflexión vertical

Sensibilidad	2 mV/DIV a 5 V/DIV \pm 3% Variable continuamente
Ancho de banda	DC a 100 MHz -3 dB 2 mV/DIV : DC a 20 MHz -3 dB
Tiempo de subida	3.5 ns aproximadamente
Impedancia de entrada	1 M ohms \pm 1.5%, 23 pF \pm 2 pF

Sistema de deflexión horizontal

Tiempo de retardo	1 μ s a 5 s
Jitter de retardo	1/20,000 o menos

**Generador de funciones 33120A - 15 MHz, Hewlett Packard (HP)
(Function/Arbitrary Waveform Generator)**

Características de la frecuencia

En la señal cuadrada	100 uHz – 15 MHz
Resolución	10 uHz ó 10 dígitos

Características de la señal

Cuadrada

Tiempo de levantamiento/de caída	< 20 ns
Overshoot	< 2%
Asimetría	1% + 5ns
Ciclo de trabajo	20% a 80% (hasta 5 MHz) 40% a 60% (hasta 15 MHz)

Características de salida

Amplitud (con 50 ohms)	50 mVpp – 10 Vpp
Impedancia de salida	50 ohms fijos
Resolución	3 dígitos, amplitud y offset

Generador de funciones DS345 - 30 MHz, Stanford Research Systems (SRS)

Este generador de funciones cuenta con una arquitectura de Síntesis Digital Directa (*Direct Digital Synthesis* – DDS). Entre sus características principales:

- Rango de frecuencia de 1 μ Hz a 30.2 MHz
- Resolución de frecuencia 1 μ Hz
- Genera señal senoidal, cuadrada, rampa, triangular y ruido.
- Como fuente de ruido blanco, provee un ancho de banda de 10 MHz

Características de la frecuencia

En la señal cuadrada	hasta 30.2 MHz
Resolución	1 μ Hz
Ruido	hasta 10 MHz

Características de la señal

Cuadrada	
Rango	0.01 a 10 Vpp (50 Ω), 20 Vpp (Hi-Z)
Resolución	3 dígitos
Tiempo de levantamiento/de caída	<15 ns (10 a 90 %)
Overshoot	<5 % de la amplitud pico a pico
Asimetría	<1 % del período + 4 ns

Características de salida

Impedancia de salida	50 ohms
----------------------	---------

Generador de pulsos 8013B, Hewlett Packard (HP)

- Este generador de pulsos tiene una amplia aplicación.
- Proporciona un tiempo de transición fijo de 3.5 ns.
- Continuamente ajustable.
- Características de desempeño

Tasa de repetición	1 Hz hasta 50 MHz en 4 intervalos.
Señal cuadrada	0.5 Hz a 25 MHz en 4 intervalos.
Ancho de pulso	1 s a <10 ns in 4 intervalos
Retardo del pulso	1 s a <35 ns
Polaridad	Un canal de salida, un positivo y un negativo
Trigger	Puede conectarse de manera externa.

Generador de ruido aleatorio 1381, 2 Hz a 50 KHz, General Radio Company

- Genera el ruido utilizando como fuente un semiconductor.
- El ruido producido están en un intervalo de 2 Hz a 50 kHz.
- Se pueden seleccionar tres anchos de banda de 2 kHz, 5 kHz y 50 kHz.
- El nivel de salida se puede ajustar desde 3 mV hasta 3 Vrms y se puede fijar la simetría en 2, 3, 4 ó 5 veces la amplitud rms.
- La impedancia de salida es de 600 Ω .

OTDR EXFO FTB-250

- Características de desempeño

Tipo de fibra	Multimodo
Longitud de onda de trabajo	850 nm, 1300 nm
Distancia máxima	40 km
Resolución mínima de la distancia	1 m
Resolución máxima de la distancia	2.5 m
Ancho de pulso mínimo	10 ns
Ancho de pulso máximo	1 000 ns
Rango dinámico máximo	25 dB
Anchura espectral	≈ 20 nm

Transmisor óptico HFBR-1528

- Consiste en un LED rojo que trabaja con un longitud de onda de 650 nm.
- El acoplamiento de potencia eficiente que presenta, permite que se use tanto con fibra óptica de plástico (POF), como con la fibra HCS.
- Puede ser operado hasta a 10 MBd usando un circuito de conducción simple.
- Este transmisor es compatible con todos los conectores versátiles de enlace.

Parámetro	Símbolo	Valor típico	Condición
Potencia de salida pico POF de 1mm, 60 mA	P_T	-6.0 dBm ¹	$T_A=25^\circ\text{C}$ $I_{F,dc} = 60 \text{ mA}$
Potencia de salida pico HCS de 200 μm , 60 mA	P_T	-16.1 dBm ¹	$T_A=25^\circ\text{C}$ $I_{F,dc} = 60 \text{ mA}$
Longitud de onda de emisión pico	λ_P	650 nm	$T_A=25^\circ\text{C}$
Ancho espectral	$\Delta\lambda$	21 nm	$T_A=25^\circ\text{C}$
Tiempo de subida óptica @ 50 Ω	t_r	13 ns	$T_A=25^\circ\text{C}$ Del 10 al 90% $I_F = 60 \text{ mA}$

¹ En este caso, no se trata del valor típico, sino del valor mínimo.

Receptor óptico HFBR-2528

- Formado por un fotodiodo PIN de silicio y un circuito integrado digitalizador que produce una salida lógica compatible. El circuito integrado incluye un circuito único para corregir la distorsión del ancho de pulso del primer bit después de un período largo de espera.
- Permite la operación de DC a 10 MBd con una baja distorsión de pulso para patrones de datos arbitrarios.
- La salida del receptor es una etapa “push-pull” compatibles con la lógica TTL y CMOS. También es compatible con todos los conectores versátiles de enlace.

Parámetro	Símbolo	Valor típico	Condición
Sensibilidad de fibra POF pico: entrada mínima para “0” lógico	$P_{RL, min}$	-23 dBm ¹	POF de 1mm, PWD < 30 ns Los niveles de entrada de potencia son para valores pico y no promedio de niveles de entrada ópticos. Para un dato del ciclo de trabajo de 50%, la potencia óptica pico es dos veces el promedio de la potencia óptica. $T_A=25^{\circ}C, V_{CC}=5.0 V$
Sensibilidad de fibra HCS pico: entrada mínima para “0” lógico	$P_{RL, min}$	-25 dBm ¹	HCS de 200 μm , PWD < 30 ns Los niveles de entrada de potencia son para valores pico y no promedio de niveles de entrada ópticos. Para un dato del ciclo de trabajo de 50%, la potencia óptica pico es dos veces el promedio de la potencia óptica. $T_A=25^{\circ}C, V_{CC}=5.0 V$
Límite de estado apagado pico de fibra POF: entrada máxima para “1” lógico	$P_{RH, max}$	-42 dBm	$T_A=25^{\circ}C, V_{CC}=5.0 V$ Para fibra POF de 1mm $BER \leq 10^{-9}$, incluye un margen de 10.8 Db por abajo del nivel de umbral de conmutación del receptor (relación de señal a ruido = 12)
Límite de estado apagado pico de fibra HCS: entrada máxima para “1” lógico	$P_{RH, max}$	-44 dBm	$T_A=25^{\circ}C, V_{CC}=5.0 V$ Para fibra HCS de 200 μm $BER \leq 10^{-9}$, incluye un margen de 10.8 Db por abajo del nivel de umbral de conmutación del receptor (relación de señal a ruido = 12)
Tiempo de subida de salida	t_r	12 ns ¹	$T_A=25^{\circ}C, V_{CC}=5.0 V$ $C_L = 10 pF$

¹ En el circuito receptor recomendado, con una señal óptica del circuito transmisor recomendado.

Receptor óptico HFBR-2115T, Agilent Technologies

- Total compatibilidad con los requerimientos del desarrollo óptico para los estándares de PMD de FDDI.
- Total compatibilidad con los requerimientos del desarrollo óptico de la capa física de ATM de 100 Mbps.
- Total compatibilidad con los requerimientos del desarrollo óptico de la capa física de Ethernet Rápido de 100 Mbps.
- Fabricado bajo las norma ISO 9001.
- Alto desempeño con una buena relación costo-eficiencia.
- Este módulo está diseñado para fibra óptica multimodo modo de núcleo de 50 ó 62.5 μ .
- Opera a una longitud de onda nominal de 1300 nm.

Este receptor utiliza un fotodiodo PIN de InGaAs acoplado a un circuito integrado preamplificador de transimpedancia de silicio. La combinación del PIN con el preamplificador se acopla a un circuito integrado que provee la forma del pulso final para una salida lógica y la función de detección de la señal. Tanto la salida del dato como la de detección de señal son diferenciales. Ambas salidas son también compatibles con PECL, ECL-referenciada a un voltaje de polarización de +5V.

Tarjeta de red para computadora AT-1700 FT, Allied Telesis

- Esta tarjeta funciona tanto para estaciones de trabajo como para instalarse en puentes, ruteadores o brouters.
- Contiene el driver de interfaz óptica.
- Los procedimientos de instalación de los drivers varían de acuerdo al sistema operativo y versión, pero la mejor fuente de información son los manuales del software de la red.
- El driver de la tarjeta AT-1700 está basado en las Especificaciones de Interfaz de Driver de Redes (*Network Driver Interface Specification - NDIS*) desarrollados por Microsoft y 3Com. Es utilizado para aplicaciones de Administradores de LAN Microsoft, así como para implementaciones realizadas para TCP/IP (Transmission Control Protocol / Internet Protocol).
- Esta tarjeta se usa en segmentos de 10BASE-T, utilizando conectores tipo RJ45 de 4 pares para el cableado en la red.
- Se basa en ISO 8802-3.

Concentrador para fibra óptica 3COM 3C16665 SuperStack II Hub 10

- Diseñado para trabajar con las normas ISO 8802/3, IEEE 802.3
- Puede trabajar con fibra óptica multimodo de índice graduado 62.5/125
- Tiene funciones de repetidor.

Detector óptico TIA-500 I

- Convertidor opto-electrónico.
- Convierte una señal de fibra óptica en electrónica con un ancho de banda de 125 MHz.
- Permite acoplamiento AC y DC y conectores ST o FC de fibra.
- Dispone de un detector de InGaAs para longitudes de onda que vayan de 900 a 1700 nm.
- Además del detector tiene dos etapas de amplificación.

Modelo	TIA-500 I
Tipo de detector	InGaAs
Longitud de onda	900-1700 nm
Conector de fibra óptica	ST o FC
Ganancia máxima de conversión	100 000 V/W
Acoplamiento AC/DC	Sí
Ancho de banda máximo (-3 dB)	125 MHz
Daño W/O máximo de entrada	10 mW
Ruido	3 pA/sq rt hz
Conector de salida	BNC
Batería de 9V o fuente de poder externa	9V lithium ext option
Precio (dlls)	\$545

Fibra óptica de cuarzo

Esta es la fibra con la que se cuenta actualmente en el laboratorio. Sus principales características se presentan a continuación.

Tipo de fibra óptica	Multimodo de índice gradual con perfil óptimo
Diámetro	62.5 μ m
Longitud	8 km (4 km + 4 km)
Índice de refracción del núcleo	~ 1.46
Apertura numérica	0.2
Banda de paso	~ 350 MHz·km (λ =850 nm);
	~ 500 MHz·km (λ =1300 nm)
Coeficiente de atenuación	~ 2.5 dB/km (λ =850 nm);
	~ 0.5 dB/km (λ =1300 nm)

Fibra óptica de polímero

Otra opción de fibra que se puede utilizar para la medición de la dispersión, es la fabricada de material plástico, que en este caso son de la serie HFBR-RXXYYY POF (*Plastic Optical Fiber* – Fibra Óptica Plástica) y están dentro de la categoría de fibra de índice escalonado, siendo su principal ventaja su bajo costo; algunas de sus características principales son:

Parámetro	Símbolo	Valor típico	Condición
Atenuación del cable	α_0	0.22 dB/m	T=25°C L=50 metros Fuente: HFBR-15XX (LED de 660 nm, 0.5 NA)
Apertura numérica	NA	0.47	T=25°C < 2 metros
Diámetro del núcleo y de la cubierta	D_C	1.00 mm	T=25°C
Diámetro del revestimiento	D_J	2.20 mm	T=25°C
Constante de retardo de propagación	1/v	5.0 ns/m	T=25°C La constante de retardo de propagación es el recíproco de la velocidad de grupo para el retardo de propagación de la potencia óptica. La velocidad de grupo es $v=c/n$, donde c es la velocidad de la luz en el espacio libre (3×10^8 m/s) y n el índice de refracción del núcleo efectivo.
Índice de refracción	núcleo	n	1.492
	cubierta		

Fibra de cuarzo-polímero

Otra posibilidad para poder medir la dispersión es con la fibra HCS (*Hard Clad Silica* – fibra de cuarzo y polímero) de 200 μm , que también está dentro de la categoría de fibra de índice escalonado. A continuación se presentan algunas de sus principales características:

Parámetro	Símbolo	Valor típico	Condición
Atenuación del cable	α_0	7 dB/km	T=25°C L= 1 km Fuente: HFBR-15X7 (LED de 650 nm, 0.5 mA)
Apertura numérica	NA	0.37	T=25°C L = 2 metros
Diámetro del núcleo	D_{CORE}	200 μm	T=25°C
Diámetro de la cubierta (<i>cladding</i>)	D_{CLAD}	230 μm	T=25°C
Diámetro del buffer	D_{BUFF}	500 μm	T=25°C
Diámetro de la cubierta	D_J	2.20 mm	T=25°C
Constante de retardo de propagación	1/v	4.8 ns/m	T=25°C La constante de retardo de propagación es el recíproco de la velocidad de grupo para el retardo de propagación de la potencia óptica. La velocidad de grupo es $v=c/n$, donde c es la velocidad de la luz en el espacio libre (3×10^8 m/s) y n el índice de refracción del núcleo efectivo.