

	LUNES 12 DE MARZO	MARTES 13	MIÉRCOLES 14	JUEVES 15	VIERNES 16	SABADO 17
17 H	FIBRAS.	FOTOEMISORES J. MENDIETA.	FOTODETECTORES J. MENDIETA.	CABLE	DISEÑO DE ENLACES D. PINEDA.	VISITA INSTALACIÓN
18 H	PROPAGACIÓN J. REYES.	TRANSMISORES D. SÁNCHEZ.	RECEPTORES R. BYRD.	OPTICO G. CHÁVEZ.	TÉCNICAS DE MEDICIÓN J. MENDIETA.	EXPERIMENTAL EN SUBESTACIÓN
19 H						TERMOLÉCTRICA DE TULA, HIDALGO.
20 H	CARACTERÍSTICAS DE TRANSMISIÓN D. PINEDA.	EMPALME, CONEXIÓN, MEDICIÓN DE ATENUACIÓN F. NAVARRETE.	SISTEMAS DE COMUNICACIONES. S. LANDEROS.	CODIFICACIÓN EN LÍNEA, MULTIPLEX DE A D. MUÑOZ.	APLICACIONES, ASPECTOS ECONÓMICOS, MESA REDONDA J. TOVAR.	
21 H						14 H

1. The first part of the document is a list of names and addresses.

2. The second part of the document is a list of names and addresses.

3. The third part of the document is a list of names and addresses.

4. The fourth part of the document is a list of names and addresses.

5. The fifth part of the document is a list of names and addresses.

6. The sixth part of the document is a list of names and addresses.

7. The seventh part of the document is a list of names and addresses.

8. The eighth part of the document is a list of names and addresses.

9. The ninth part of the document is a list of names and addresses.

10. The tenth part of the document is a list of names and addresses.

11. The eleventh part of the document is a list of names and addresses.

12. The twelfth part of the document is a list of names and addresses.

13. The thirteenth part of the document is a list of names and addresses.

14. The fourteenth part of the document is a list of names and addresses.



**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

TELECOMUNICACIONES VIA FIBRAS
OPTICAS: TEORIA Y APLICACIONES

INTRODUCCION

MARZO, 1984.

INTRODUCCION.

La parte central de un sistema de fibra óptica es la fibra óptica guíaondas, que es una estructura en forma de un filamento.

En su constitución más simple, tiene una región que guía la luz conocida como el núcleo, rodeada por una capa de material (una región coaxial exterior), conocida como el revestimiento. La fibra óptica está diseñada para trabajar como una línea de transmisión para conducir energía electromagnética de ciertas longitudes de onda particulares. La capacidad de portar información de una fibra depende del diseño de la fibra, las propiedades del material de la fibra, y el ancho de banda espectral de la fuente de energía electromagnética.

El principio de operación de una fibra se explica rigurosamente por la teoría electromagnética o de manera menos exacta por una buena representación pictórica en términos de la óptica geométrica. La reflexión interna total, que ocurre cuando un haz de luz emerge de un medio denso a uno menos denso, es el mecanismo básico para la transmisión de la luz a lo largo de la fibra.

Las fibras prácticas están diseñadas para desempeñar diferentes funciones. La fibra monomodal tiene el máximo ancho de banda, mientras las fibras de índice gradual proporcionan una capacidad adecuada de portar información combinada con un manejo relativamente fácil. Las fibras de índice escalonado con núcleos grandes son convenientes cuando la máxima cantidad de luz va a ser recolectada de una fuente de luz. Las características de estas fibras se apartan de lo ideal, como un resultado de las imperfecciones físicas, tales como inhomogeneidades del material y la falta de precisión dimensional.

En operación, una fibra encuentra diferentes ambientes y experimenta diversas fuerzas. Bajo estas condiciones, las características de resistencia básica de la fibra se encuentran que son excelentes, a pesar de que pueden ocurrir fatigas debido al sometimiento de la fibra a grandes tensiones durante un tiempo largo. El efecto en las propiedades de transmisión a través de dobleces son significativos y deben ser tomadas en cuenta en el diseño de la fibra.

ESTRUCTURA FISICA DE UNA FIBRA OPTICA.

Una fibra óptica es una estructura larga generalmente cilíndrica, que consiste de tres regiones coaxiales:

- (a) El núcleo (core) que es la sección central y principal, donde viajan los rayos de luz.
- (b) El revestimiento (cladding), que es una capa que rodea al núcleo y funciona como un reflector que atrapa los rayos en el núcleo.
- (c) La envoltura (coating), que es un material protector adherido sobre el revestimiento para preservar la fuerza de la fibra y evitar pérdidas, al proporcionar una protección contra daños mecánicos (raya duras, raspaduras, desgastes, etc.), contra la humedad y ambientes que puedan debilitar a la fibra. Las envolturas están hechas de diferentes tipos de plásticos.

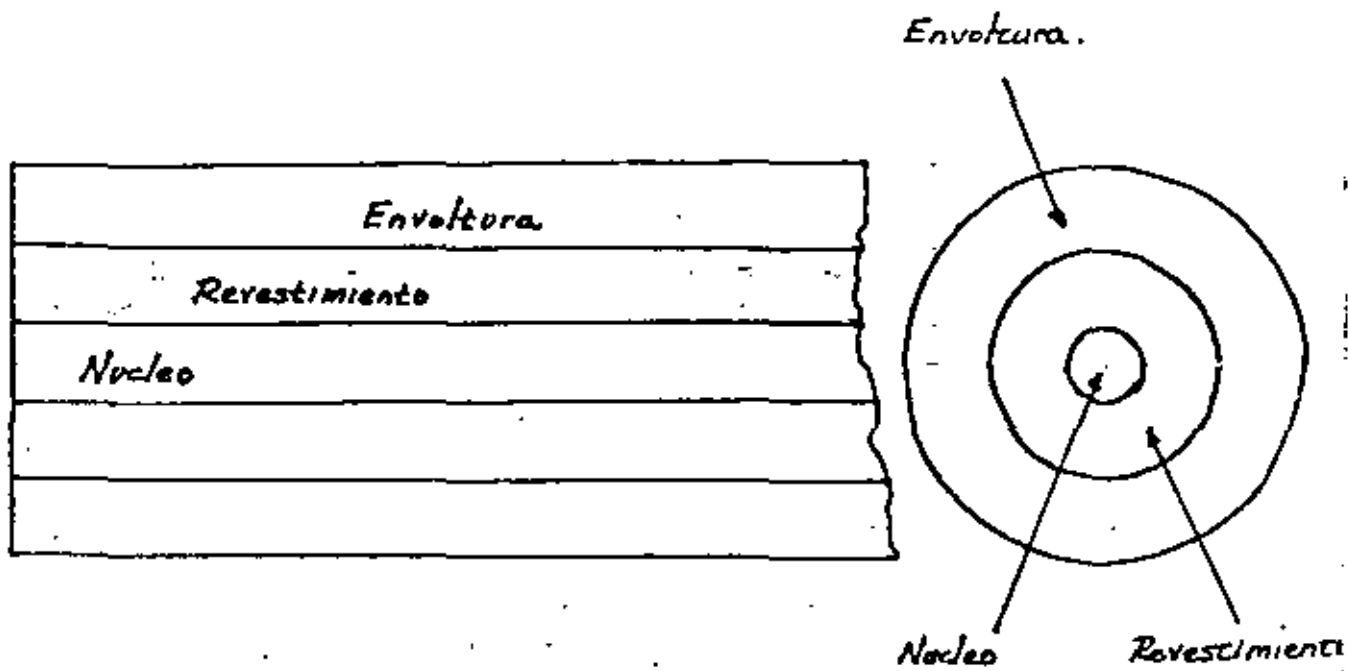


Figura 1. Estructura Física de una Fibra Optica

Los diferentes tipos de fibras pueden clasificarse en dos categorías generales:

- (a) Fibras ópticas de índice escalonado. En este tipo de fibras el núcleo tiene un índice de refracción constante, n_1 , y está rodeado de un revestimiento con un índice de refracción, n_2 , produciéndose así a lo largo del diámetro de la fibra un cambio brusco del índice de refracción al pasar del núcleo hacia el revestimiento. Para que los rayos de luz puedan ser guiados en el núcleo, el índice de refracción del núcleo debe ser ligeramente mayor que el índice de refracción del revestimiento, $n_1 = n_2 (\Delta - \Delta)$

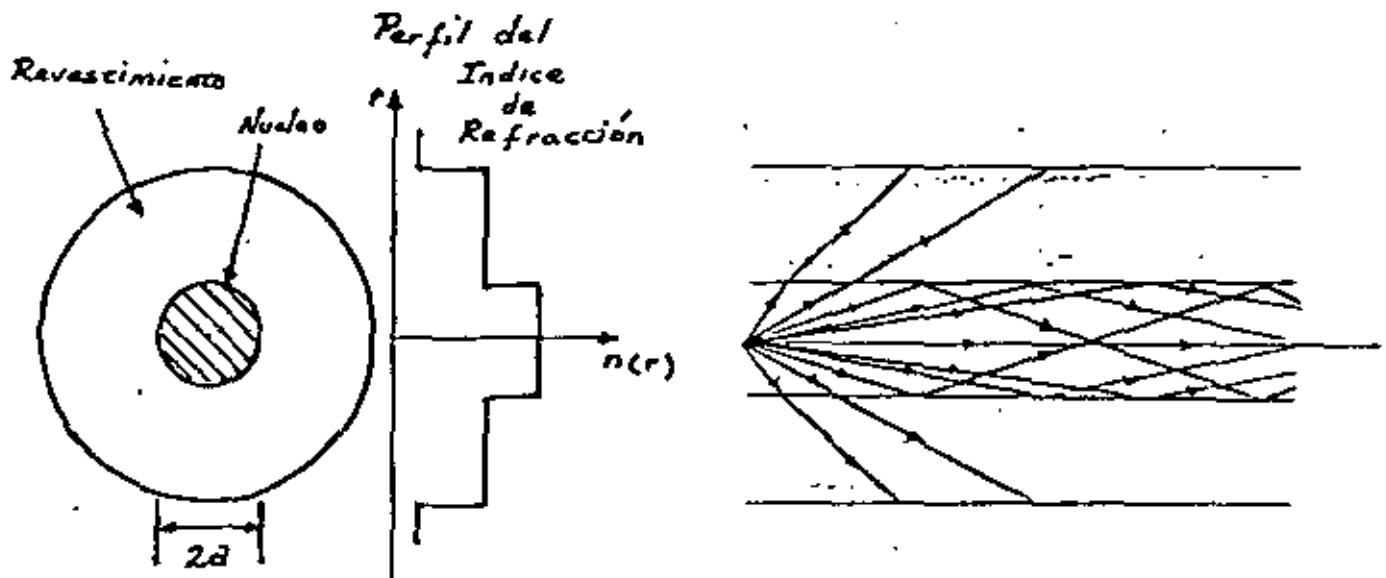


Figura 2. Fibra Óptica de Índice Escalonado

- (b) Fibras ópticas de índice gradual. En este tipo de fibras, el núcleo tiene un índice de refracción variable, que es una función de la distancia radial desde el eje de la fibra. El índice de refracción se hace progresivamente más pequeño al alejarse del eje, produciéndose así a lo largo del diámetro de la fibra un cambio continuo en el índice de refracción desde el centro del núcleo hasta el revestimiento.

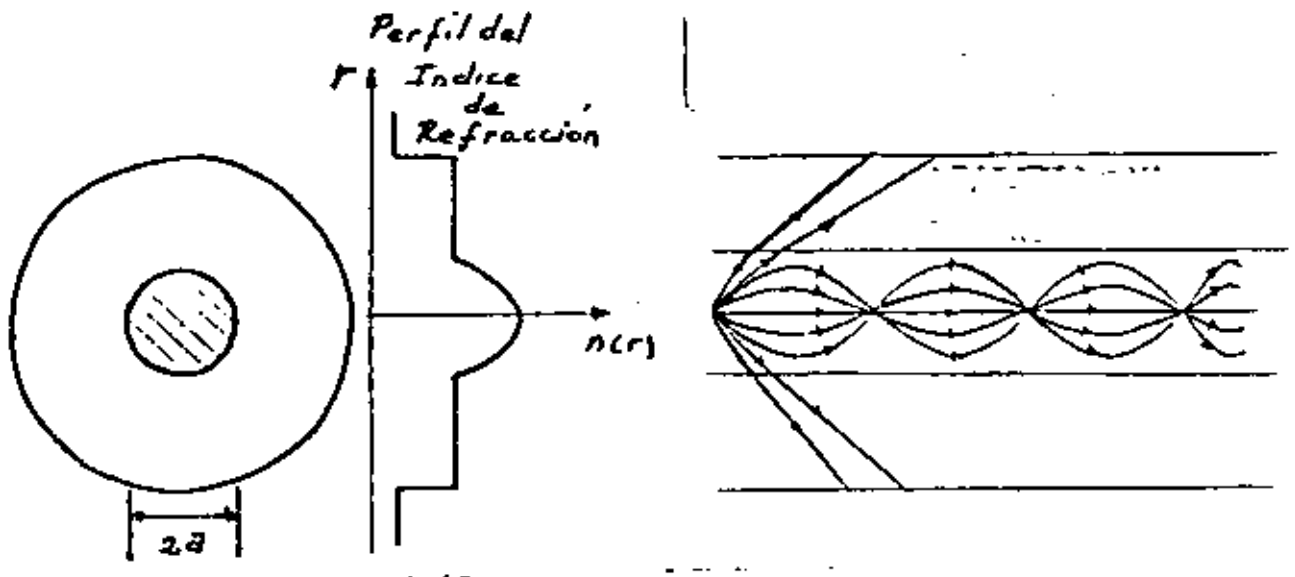
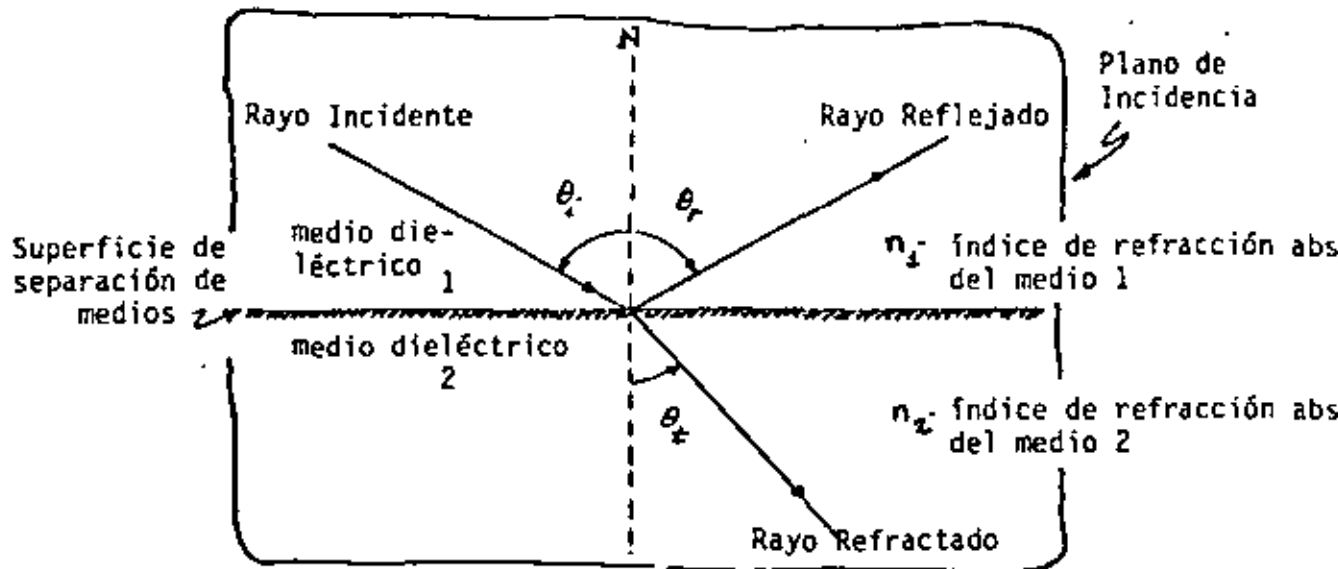


Figura 3. Fibra Óptica de Índice Gradual

Análisis por Óptica Geométrica (Rayos)

Desde principios de este siglo los físicos se enfrentaron con la dualidad de rayos y ondas. Para la mayoría de problemas que involucran una propagación de ondas electromagnéticas se ha encontrado que el formalismo de rayos, aunque no incorrecto, no es lo más adecuado para explicar los detalles de este fenómeno físico. Esta situación se presenta también en el caso de las fibras ópticas cilíndricas. Sin embargo la óptica geométrica proporciona una imagen más sencilla para describir la operación de una fibra, y por lo tanto justifica su estudio.

LEYES DE LA REFLEXION



Los ángulos θ_i , θ_r y θ_t se llaman ángulos de incidencia, reflexión y refracción respectivamente.

1. Los rayos incidente, reflejado y refractado están contenidos en un mismo plano, llamado plano de incidencia, que es normal a la superficie de separación de medios y por lo tanto contiene a la normal N a la superficie.
2. El ángulo de reflexión es igual al ángulo de incidencia

$$\theta_i = \theta_r \quad (1)$$

3. El cociente entre el seno del ángulo de incidencia y el seno del ángulo de refracción es constante. Esto se denomina Ley de Snell y se expresa por

$$\frac{\text{Sen } \theta_i}{\text{Sen } \theta_t} = \frac{n_2}{n_1} \quad (2)$$

INDICE DE REFRACCION ABSOLUTO - 8 -

$$n = \frac{\text{Velocidad de la luz (onda electromagnética) en el vacío}}{\text{Velocidad de la luz (onda electromagnética) en el material}} = \frac{c}{v}$$

Para un material no magnético ($\mu_r = 1$)

$$n = \sqrt{\epsilon_r} \quad (4)$$

donde ϵ_r es la permitividad relativa del material.

CASOS DE LA REFLEXION Y REFRACCION

3. $n_2 > n_1$

$$\frac{n_2}{n_1} > 1$$

$$\frac{\text{Sen } \theta_i}{\text{Sen } \theta_t} > 1$$

$$\text{sen } \theta_i > \text{sen } \theta_t$$

$$\therefore \theta_i > \theta_t$$

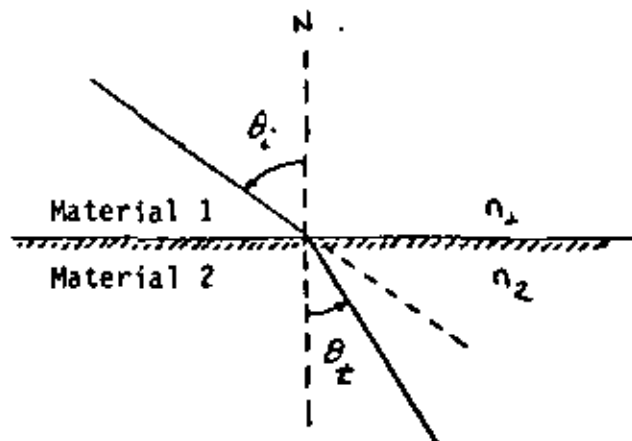


Figura 5

2. $n_1 > n_2$

$$\frac{n_2}{n_1} < 1$$

$$\frac{\text{Sen } \theta_i}{\text{Sen } \theta_t} < 1$$

$$\text{Sen } \theta_i < \text{Sen } \theta_t$$

$$\therefore \theta_i < \theta_t$$

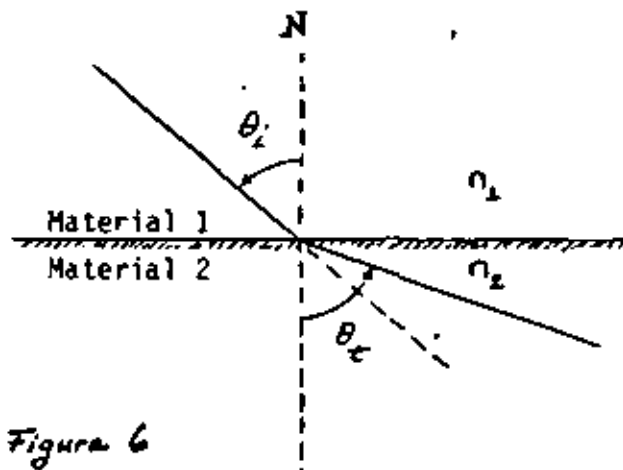


Figura 6

Como $\theta_t > \theta_i$, existe un ángulo θ_i menor de 90° para el cual $\theta_t = 90^\circ$, a este ángulo θ_i se le denomina ángulo crítico θ_c y puede ser determinado de la ley de Snell

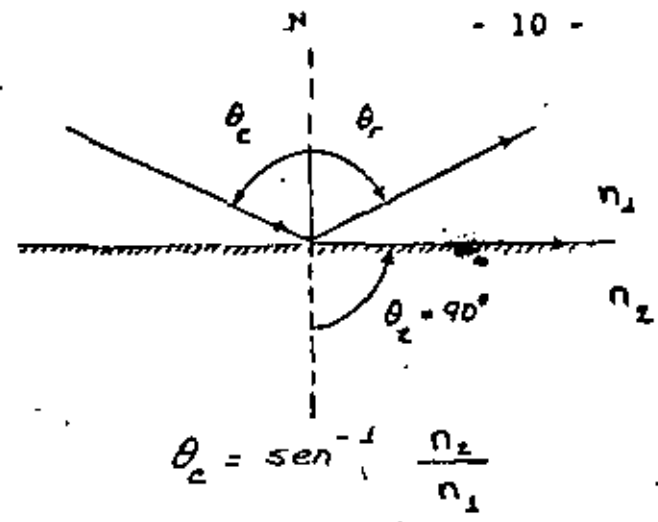
$$\frac{\text{Sen } \theta_i}{\text{Sen } \theta_t} = \frac{n_2}{n_1} \quad (n_1 > n_2)$$

Para $\theta_i = \theta_c$, $\theta_t = 90^\circ$ ($\text{sen } \theta_t = \text{sen } 90^\circ = 1$), entonces

$$\text{Sen } \theta_c = \frac{n_2}{n_1}$$

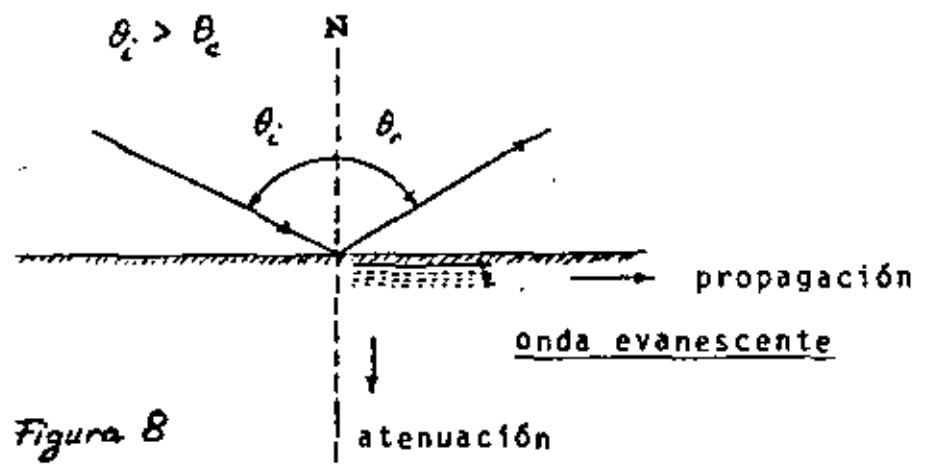
$$\theta_c = \text{Sen}^{-1} \frac{n_2}{n_1} \quad (5)$$

Angulo Crítico



Para $\theta_i > \theta_c$ de acuerdo a la ley de Snell se obtendrá que $\text{Sen } \theta_t > 1$ lo cual es imposible para cualquier ángulo θ_t real.

Por consiguiente para $\theta_i > \theta_c$ no hay rayo refractado y se dice que se produce una reflexión interna total. Esta situación puede ocurrir, por ejemplo, cuando la luz pasa del vidrio al aire.



Estrictamente hablando, como se muestra en la Fig. 8 existe una onda que se propaga en el segundo material paralelamente a la superficie, pero la amplitud de ésta decrece rápidamente a medida que se interna en el segundo medio, quedando limitada a una capa delgada a lo largo de la superficie. No hay ninguna transferencia de potencia al material 2 por esta onda, toda la potencia es reflejada. Esta onda se le denomina onda evanescente u onda superficial.

COEFICIENTES DE REFLEXION Y TRANSMISION.

El coeficiente de reflexión, r , es la relación de la intensidad de campo eléctrico reflejado a la intensidad de campo eléctrico incidente cuando una onda electromagnética incide en la superficie de separación entre dos materiales dieléctricos de diferentes índices de refracción.

El coeficiente de transmisión, t , es la relación de la intensidad de campo eléctrico transmitida a la intensidad de campo eléctrico incidente cuando una onda electromagnética incide en la superficie de separación de dos materiales dieléctricos de diferentes índices de refracción.

Si en incidencia oblicua, la componente de campo eléctrico es perpendicular al plano de incidencia, los coeficientes de reflexión y transmisión están dados por:

$$r_{\perp} = \frac{n_2 \cos \theta_i - n_1 \cos \theta_t}{n_1 \cos \theta_i + n_2 \cos \theta_t} = \frac{\cos \theta_i - \sqrt{\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 - \sin^2 \theta_i}}{\cos \theta_i + \sqrt{\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 - \sin^2 \theta_i}} \quad (6)$$

$$t_{\perp} = \frac{2 n_1 \cos \theta_i}{n_1 \cos \theta_i + n_2 \cos \theta_t} = \frac{2 \cos \theta_i}{\cos \theta_i + \sqrt{\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 - \sin^2 \theta_i}} \quad (7)$$

$$t_{\perp} = 1 + r_{\perp} \quad (8)$$

donde θ_i y θ_t son los ángulos de incidencia y refracción respectivamente.

Si en incidencia oblicua la componente de campo eléctrico es paralela al plano de incidencia, los coeficientes de reflexión y transmisión están dados por:

$$r_{11} = \frac{n_2 \cos \theta_i - n_1 \cos \theta_r}{n_2 \cos \theta_i + n_1 \cos \theta_r} = \frac{\sqrt{\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 \sin^2 \theta_i} - \left(\frac{n_2}{n_1}\right) \cos \theta_i}{\sqrt{\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 \sin^2 \theta_i} + \left(\frac{n_2}{n_1}\right) \cos \theta_i} \quad (9)$$

$$t_{11} = \frac{2 n_1 \cos \theta_i}{n_2 \cos \theta_i + n_1 \cos \theta_r} = \frac{2 \cos \theta_i}{\sqrt{1 - \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 \sin^2 \theta_i} + \left(\frac{n_2}{n_1}\right) \cos \theta_i} \quad (10)$$

$$t_{11} = (1 + r_{11}) \frac{\cos \theta_i}{\cos \theta_r} \quad (11)$$

En este último caso $r_{11} = 0$, cuando $\theta_i = \theta_B = \tan^{-1} \frac{n_2}{n_1}$, este ángulo es conocido como ángulo de Brewster.

Las ecuaciones para los coeficientes de reflexión y transmisión son conocidos como ecuaciones de Fresnel.

Coefficientes de Reflexión como una función del ángulo de incidencia.

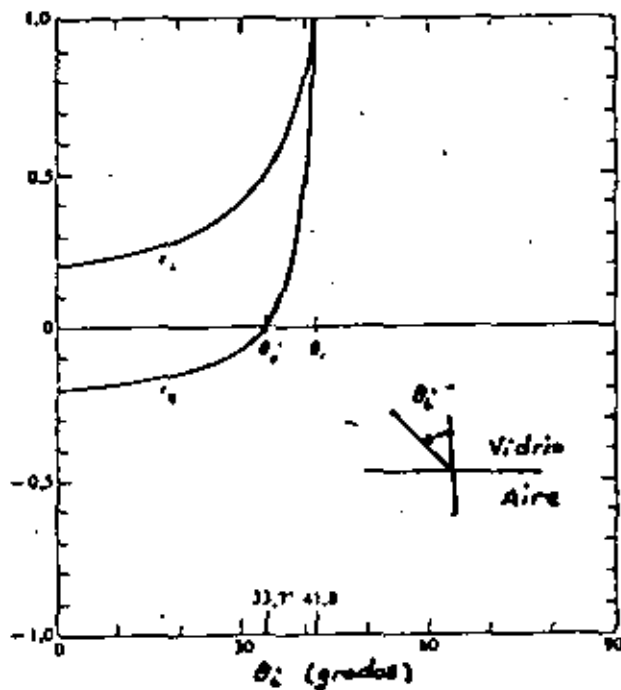
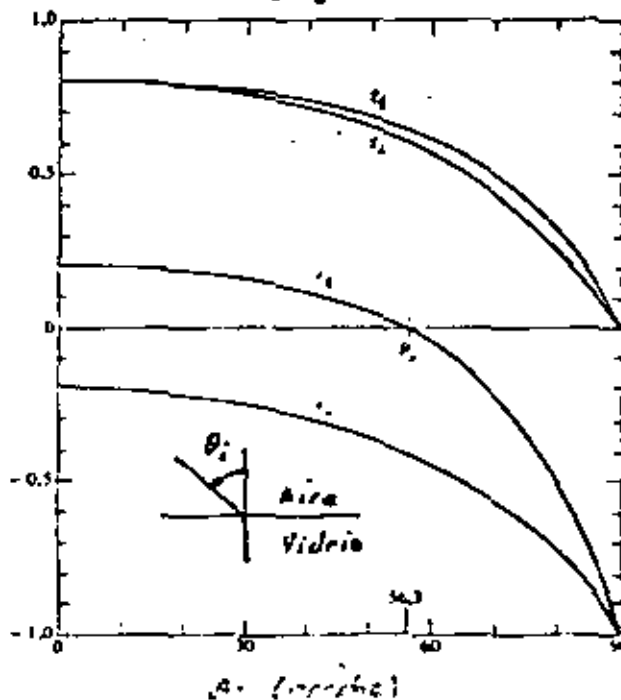


Figura 9

Coefficientes de Reflexión y Transmisión como una función del ángulo de incidencia.



La relación del flujo de potencia al flujo de potencia incidente es llamada Reflectancia R

$$R = r^2 \quad (12)$$

PROPAGACION EN UN MEDIO NO HOMOGENEO

Los fenómenos de reflexión y refracción descritos al principio corresponden a la situación en la cual una onda plana pasa de un medio homogéneo a otro. Sin embargo, en muchos casos, una onda se propaga en un medio cuyas propiedades varían de punto en punto, por ejemplo su índice de refracción absoluto, en cuyo caso la onda experimenta una refracción continua.

Para analizar una onda que se propaga en un medio en el cual el índice de refracción varía en una sola dirección, se puede realizar un modelo en el cual se considera que el medio está estratificado (Fig. 10), o sea, un medio compuesto de varias capas en las cuales el índice de refracción es diferente. Si una onda alcanza la primera superficie con un ángulo de incidencia θ_0 , las sucesivas refracciones satisfacen las condiciones

$$\begin{aligned} n_0 \operatorname{sen} \theta_0 &= n_1 \operatorname{sen} \theta_1 \\ n_1 \operatorname{sen} \theta_1 &= n_2 \operatorname{sen} \theta_2 \\ n_2 \operatorname{sen} \theta_2 &= n_3 \operatorname{sen} \theta_3 \\ &\vdots \\ &\vdots \end{aligned} \quad - (13)$$

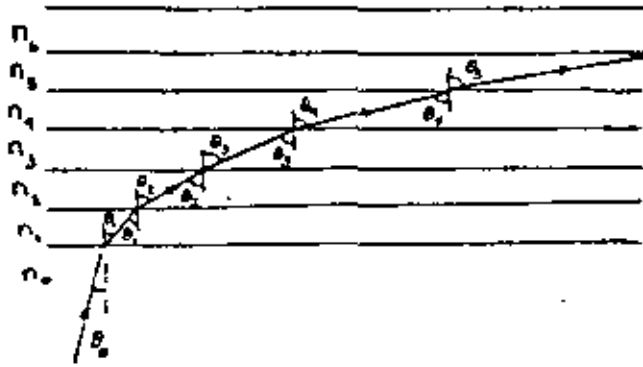


Figura 10

Considere a continuación un medio cuyo índice de refracción depende de una coordenada, digamos "y". Considerándolo como un medio estratificado, en el cual, las capas sucesivas son muy delgadas, entonces las ecuaciones (13) aún son válidas y se puede escribir

$$n(y) \text{ sen } \theta (y) = n_0 \text{ sen } \theta_0 \quad (14)$$

Esta expresión da el ángulo en cada punto de la trayectoria del rayo, lo que permite trazarlo a través de un medio no homogéneo.

$$\theta(y) = \text{sen}^{-1} \frac{n_0 \text{ sen } \theta_0}{n(y)} \quad (15)$$

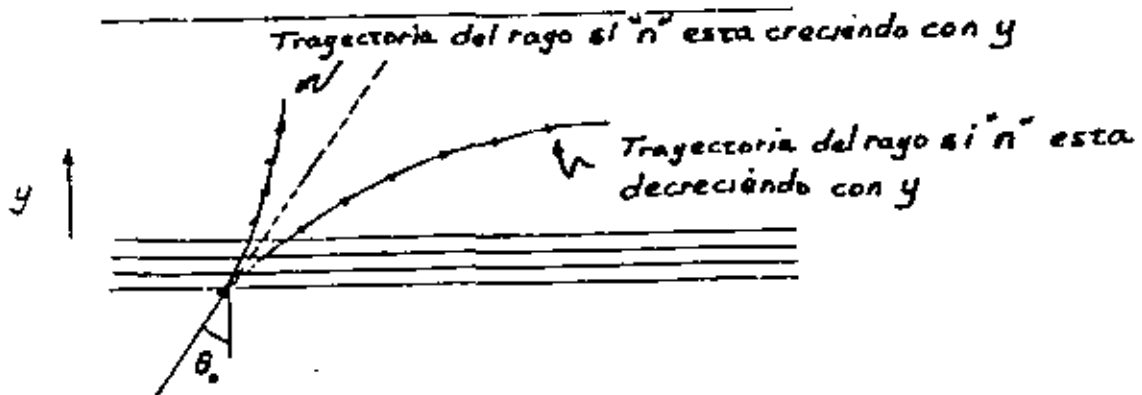


Figura 11

Suponiendo que el índice de refracción disminuye con "y", el ángulo de incidencia en cada capa sucesiva se irá incrementando hasta que alcance o exceda al ángulo crítico, momento en el cual ocurre una reflexión interna total y la onda se regresa a través de una trayectoria simétrica con respecto a su trayectoria de subida.

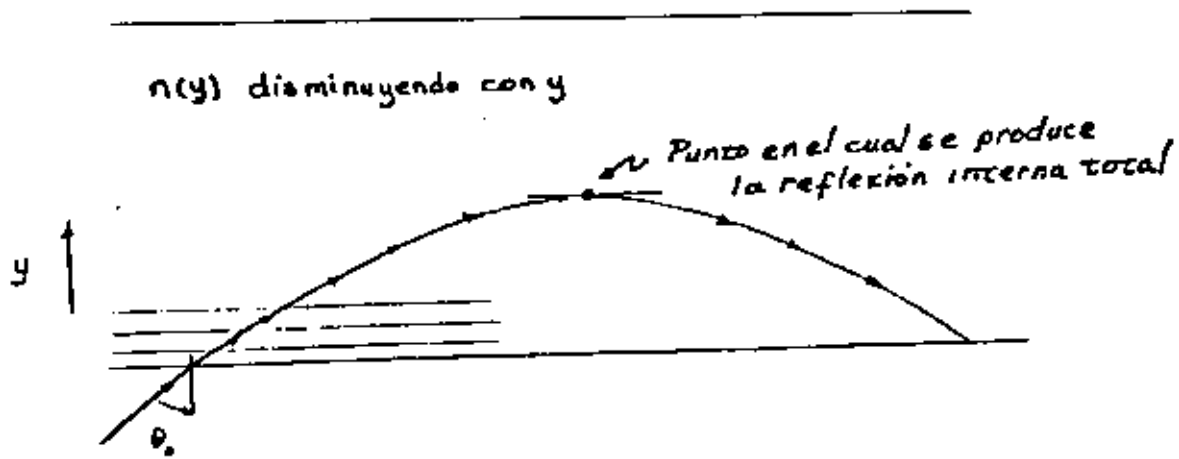


Figura 12

FIBRA OPTICA DE INDICE ESCALONADO (Análisis por Óptica Geométrica)

Considere el caso de una fibra óptica de índice escalonado, que como se muestra en la Fig. 13 consiste de:

- a) un núcleo (core) homogéneo de diámetro $2a$ con un índice de refracción n_1 .
- b) un revestimiento (cladding) que rodea al núcleo, el cual tiene un índice de refracción n_2 , que es ligeramente menor que el del núcleo

$$n_2 = n_1 (1 - \Delta) \quad (16)$$

donde Δ es la diferencia fraccional del índice de refracción entre el núcleo y el revestimiento.

$$\Delta = \frac{n_1 - n_2}{n_1} \quad (17)$$

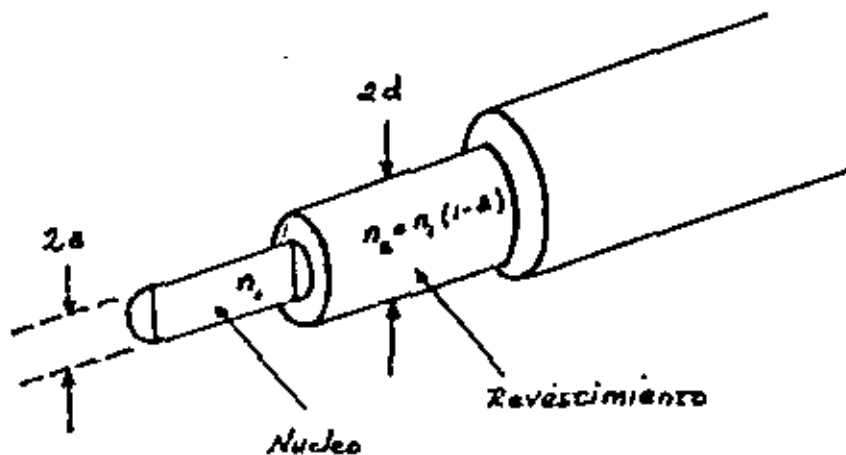


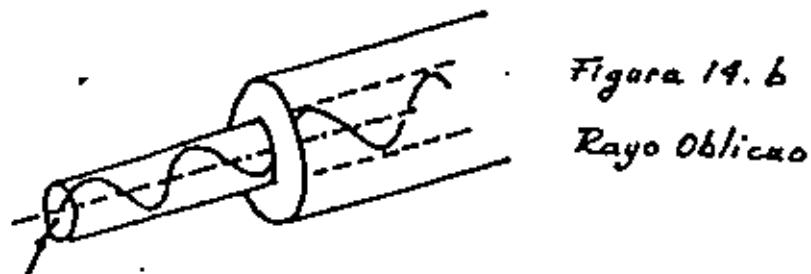
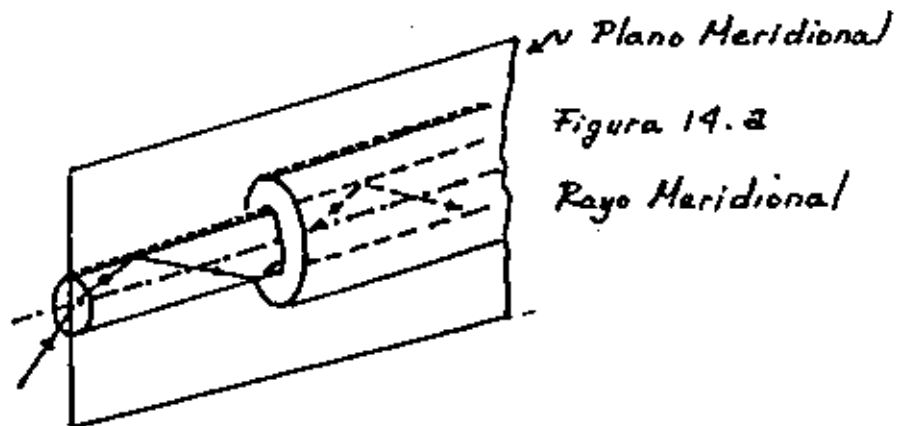
Figura 13

Debido a esta pequeña diferencia en los índices de refracción, en la frontera del núcleo hacia el revestimiento se puede producir una reflexión interna total, donde el ángulo crítico está dado por

$$\text{sen } \phi_c = \frac{n_2}{n_1} = 1 - \Delta \quad (18)$$

En una estructura como la mostrada en la Fig. pueden existir dos tipos de rayos.

- a) Rayos Meridionales (Meridional Rays). Que son rayos de luz que pasan a través del eje de la fibra mientras son reflejados internamente y cuya propagación está confinada en un plano, llamado plano meridional (ver Fig.14).
- b) Rayos Oblicuos (Skew Rays). Que son rayos de luz cuya propagación no está confinada a un plano, no pasan a través del eje de la fibra, no son paralelos al eje, pero son reflejados internamente siguiendo una trayectoria en zig-zag (ver Fig.14).



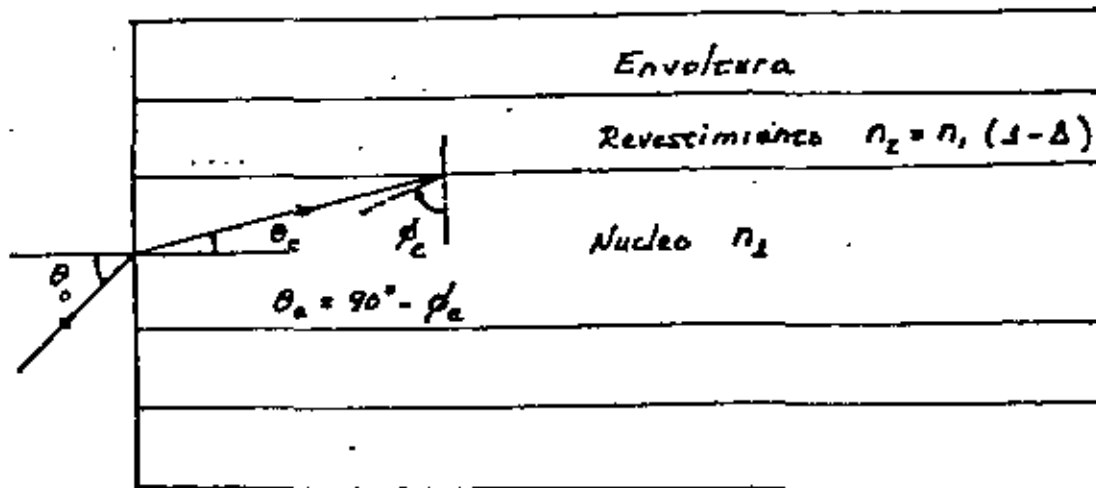
RAYOS MERIDIONALES.

Los rayos meridionales se originan de los rayos de luz del emisor que al incidir en el núcleo de la fibra, están contenidos en un plano que es perpendicular a la sección transversal del núcleo y que incluye al eje de la fibra. Estos rayos luego dentro del núcleo, deben incidir en la frontera núcleo-revestimiento a el ángulo crítico θ_c ó a ángulos mayores que el crítico para que experimenten una reflexión total hacia el núcleo. De consideraciones geométricas se puede demostrar que si los rayos se reflejan hacia el núcleo en su primer choque con la frontera núcleo-revestimiento, quedarán confinados en el núcleo indefinidamente, siempre que no haya curvas agudas en la fibra.

En las fibras ópticas utilizadas para comunicaciones, la diferencia fraccional de los índices de refracción, Δ , puede oscilar entre los valores de 0.007 a 0.02. Tomando el valor $\Delta = 0.01$ que es un valor muy típico en fibras ópticas para comunicaciones, el ángulo crítico θ_c , viene siendo

$$\theta_c = \text{sen}^{-1} (1 - \Delta)$$

$$\theta_c = \text{sen}^{-1} (0.99) = 81.89^\circ$$



$$\Delta = 0.01$$

$$\phi_c = \text{sen}^{-1}(1 - \Delta) = \text{sen}^{-1}(0.99)$$

$$\phi_c = 81.89^\circ$$

Figura 15

Con simple geometría se puede obtener la longitud, l , recorrida por un rayo meridional

$$l(\theta) = \frac{L}{\cos \theta} = L \sec \theta \quad (19)$$

donde L es la longitud axial de la gufa.

La longitud de la trayectoria seguida por un rayo meridional, y por lo tanto su tiempo de tránsito, son una función del ángulo que forma el rayo con el eje de la fibra. El retraso que se produce entre los diferentes rayos meridionales que se propagan en la fibra reduce la capacidad de información de la fibra. Por esta razón se hace que la diferencia entre el índice de refracción del núcleo y del revestimiento sea pequeña, lo cual da como resultado que el ángulo crítico tome valores

grandes (arriba de 80°) y que los rayos que viajan reflejándose en el núcleo sean casi paralelos a éste. Con esto se evita que la diferencia de tiempo para llegar a su destino entre el rayo axial (rayo que se propaga a lo largo del eje de la fibra) y los rayos meridionales y entre los diferentes rayos meridionales, sea muy grande.

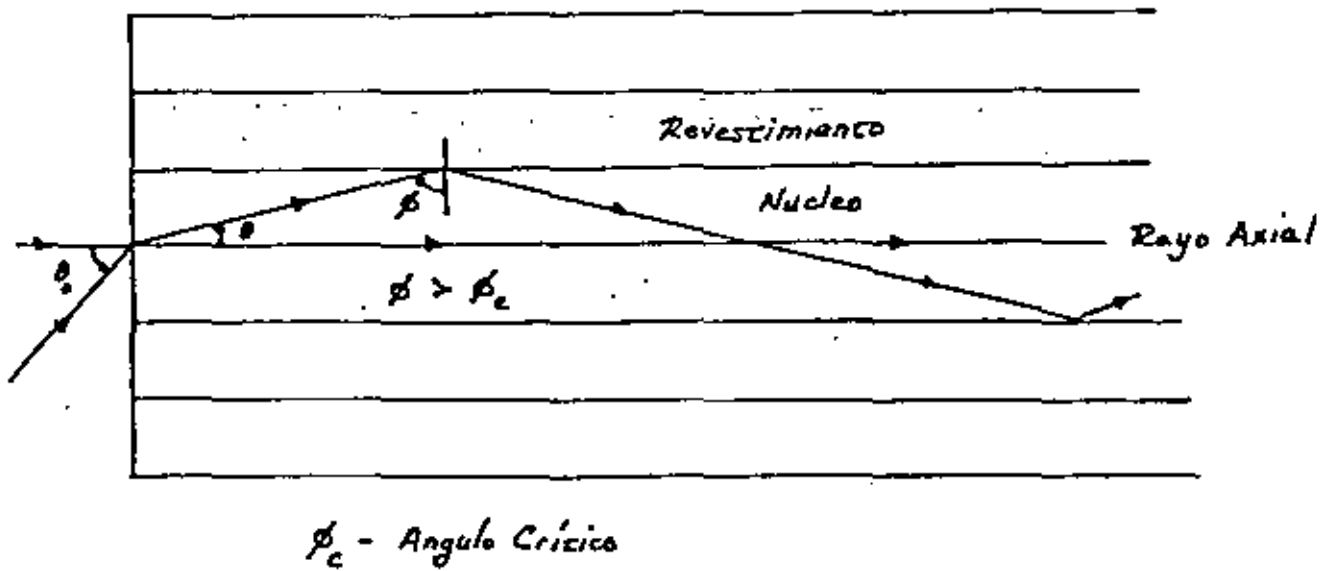


Figura 16

Los rayos de luz que inciden en la frontera entre el núcleo y el revestimiento a ángulos menores que el crítico pasan a través de ésta sin ser reflejados, refractándose y perdiéndose en el revestimiento por absorción, difusión o dispersión. Esto sucede debido a que la diferencia fraccional de los índices de refracción Δ , es muy pequeña. Tomando el valor de $\Delta = 0.01$ se encuentra que el coeficiente de reflexión y los ángulos de refracción para ángulos menores que el crítico son:

Angulo crítico $\theta_c = 81.89^\circ$

$$\frac{\text{sen } \phi_1}{\text{sen } \phi_2} = \frac{n_2}{n_1} = 1 - \Delta = 0.99$$

$$\phi_2 = \text{sen}^{-1} \left[\frac{\text{sen } \phi_1}{0.99} \right]$$

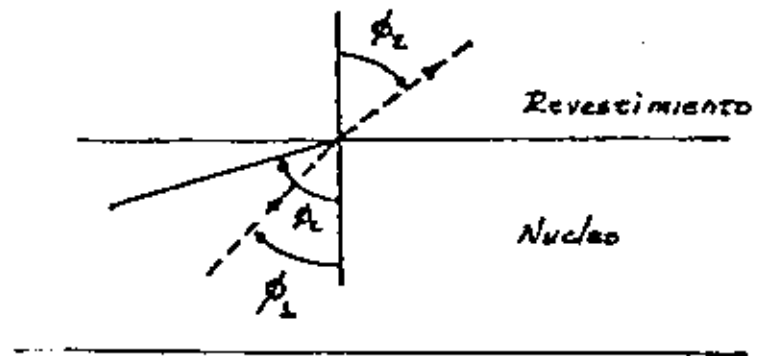


Figura 17

$$r_{\perp} = \frac{\cos \phi_1 - \sqrt{\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 - \text{sen}^2 \phi_1}}{\cos \phi_1 + \sqrt{\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 - \text{sen}^2 \phi_1}} = \frac{\cos \phi_1 - \sqrt{(1-\Delta)^2 - \text{sen}^2 \phi_1}}{\cos \phi_1 + \sqrt{(1-\Delta)^2 - \text{sen}^2 \phi_1}}$$

$$r_{\parallel} = \frac{\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 \cos \phi_1 - \sqrt{\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 - \text{sen}^2 \phi_1}}{\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 \cos \phi_1 + \sqrt{\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 - \text{sen}^2 \phi_1}} = \frac{(1-\Delta)^2 \cos \phi_1 - \sqrt{(1-\Delta)^2 - \text{sen}^2 \phi_1}}{(1-\Delta)^2 \cos \phi_1 + \sqrt{(1-\Delta)^2 - \text{sen}^2 \phi_1}}$$

θ_1	θ_2	r_{\perp}	r_{\parallel}
80°	84.12°	0.26	0.25
70°	71.65°	0.046	0.036
60°	61.01°	0.020	0.010
50°	50.69°	0.012	0.002
40°	40.48°	0.009	-0.001
30°	30.33°	0.007	-0.003
20°	20.21°	0.006	-0.004
10°	10.10°	0.005	-0.005

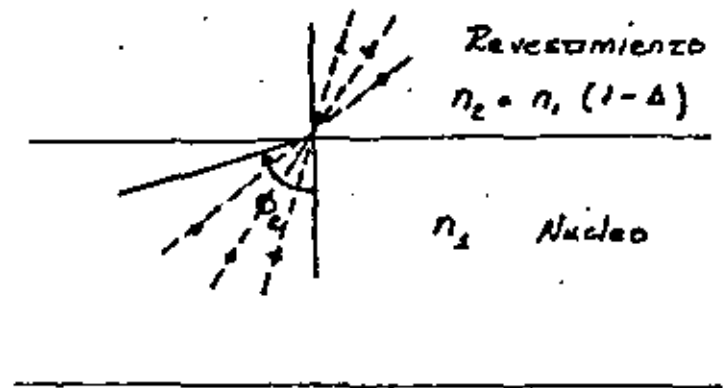


Figura 18

Como se puede observar en la tabla, para ángulos menores que el crítico los coeficientes de reflexión son muy pequeños.

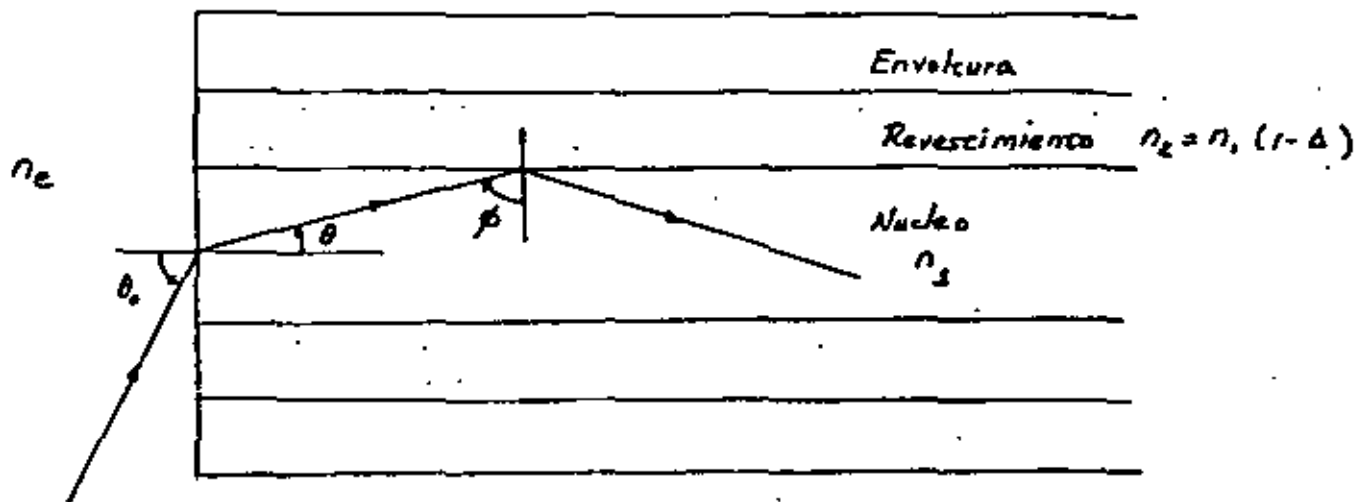


Figura 19

De la Fig. 19 se observa que para que los rayos de luz sean guiados:

$$\text{sen } \phi = \cos \theta \geq \text{sen } \phi_c \quad - (20)$$

donde

$$\text{sen } \phi_c = \frac{n_2}{n_1} \quad - (21)$$

Bajo estas condiciones los rayos de luz sufren una reflexión interna total, siendo confinados en el núcleo de la fibra mientras ésta exista.

El ángulo de incidencia del rayo de luz que choca en el núcleo desde el exterior de la fibra está relacionado con el ángulo de refracción de la porción de luz que se transmite al núcleo por la ley de Snell.

$$\frac{\text{sen } \theta_0}{\text{sen } \theta} = \frac{n_1}{n_2} \quad - (22)$$

$$\text{sen } \theta = \frac{n_2}{n_1} \text{sen } \theta_0 \quad (23)$$

de manera que (20) se convierte en:

$$\cos \theta = \sqrt{1 - \text{sen}^2 \theta} = \sqrt{1 - \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 \text{sen}^2 \theta_0} \geq \text{sen } \phi_c$$

mediante (24) y (21) se obtiene

$$\sqrt{1 - \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 \text{sen}^2 \theta_0} \geq \frac{n_2}{n_1} \quad (25)$$

despejando θ_0 de esta última ecuación

$$1 - \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 \text{sen}^2 \theta_0 \geq \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 \quad (26)$$

$$n_1^2 - n_e^2 \sin^2 \theta_0 \geq n_2^2 \quad (27)$$

$$n_1^2 - n_2^2 \geq n_e^2 \sin^2 \theta_0 \quad (28)$$

$$\sin \theta_0 \leq \frac{\sqrt{n_1^2 - n_2^2}}{n_e} \quad (29)$$

$$\theta_0 \leq \sin^{-1} \frac{\sqrt{n_1^2 - n_2^2}}{n_e} \quad (30)$$

Como $n_2 = n_1 (1 - \Delta) = n_1 - n_1 \Delta$, entonces

$$\theta_0 \leq \sin^{-1} \frac{n_1 \sqrt{2\Delta - \Delta^2}}{n_e} \quad (31)$$

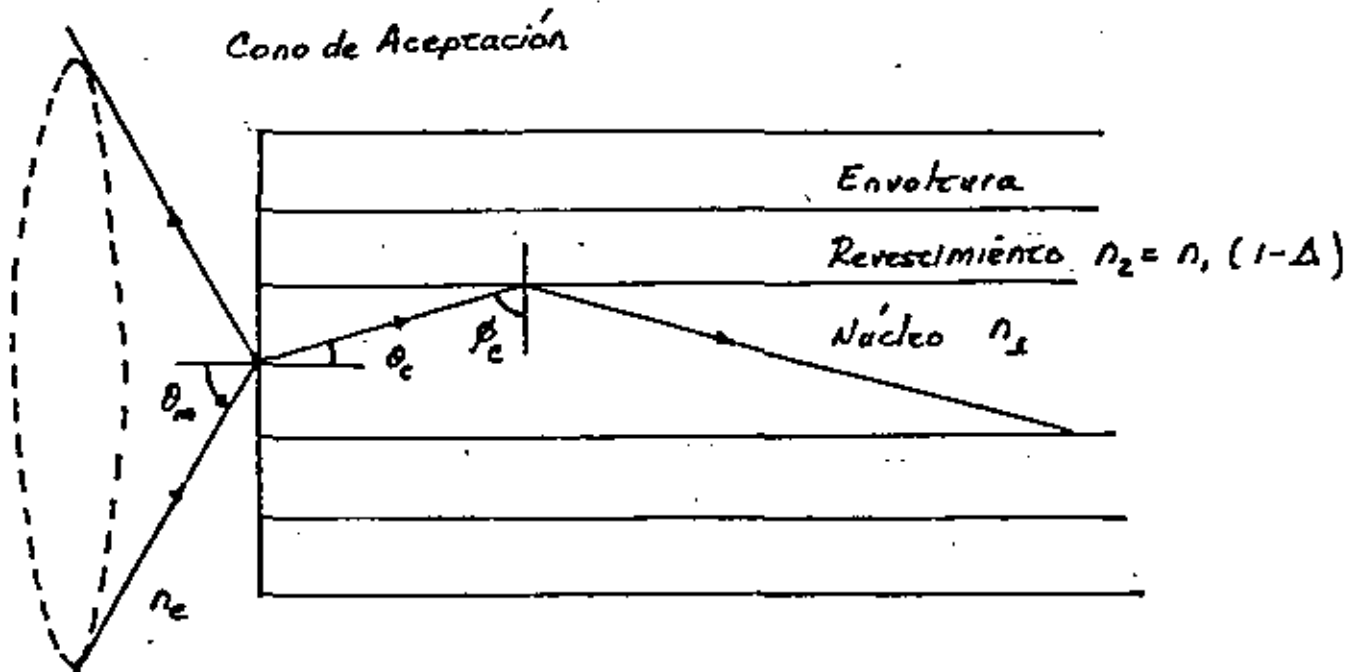
Cualquier rayo de luz que incida en el núcleo con un ángulo que satisfaga la ecuación (31), la porción de luz incidente que se transmite al núcleo es aceptada para ser guiada a lo largo de la fibra, esto es, sufre una reflexión interna total.

El máximo ángulo θ_0 que satisface la ecuación (31) se le denomina máximo ángulo de aceptación (maximum acceptance angle), θ_m , y representa el máximo ángulo con respecto al eje longitudinal de la fibra, al que puede incidir un rayo de luz en el núcleo para que todavía la porción de luz transmitida sufra una reflexión interna total en interior de éste y pueda ser guiado a lo largo de la fibra.

$$\theta_m = \left[\theta_0 \right]_{\max} = \frac{\sqrt{n_1^2 - n_2^2}}{n_e} = \frac{n_1 \sqrt{2\Delta - \Delta^2}}{n_e} \quad (32)$$

Si se excede el máximo ángulo de aceptación, no ocurrirá una reflexión interna total y la porción de luz que es transmitida al núcleo se perderá en el revestimiento.

Con el máximo ángulo de aceptación se define alrededor del eje longitudinal de la fibra un cono, cuyo ángulo en el ápice es dos veces el máximo ángulo de aceptación y representa la región para la cual todos los rayos de luz que estén en ella e incidan en la fibra serán transmitidos a lo largo de ella. Dicho cono es llamado cono de aceptación (acceptance cone).



θ_m - Máximo Ángulo de Aceptación

$$\theta_m = \text{sen}^{-1} NA = \text{sen}^{-1} \frac{n_1 \sqrt{2\Delta - \Delta^2}}{n_e}$$

NA - Apertura Numérica

$$NA = \text{sen } \theta_m = \frac{n_1 \sqrt{2\Delta - \Delta^2}}{n_e}$$

Figura 20

Al seno del máximo ángulo de aceptación se le denomina apertura numérica (numerical aperture, NA)

$$NA = \text{sen } \theta_m = \frac{\sqrt{n_1^2 - n_2^2}}{n_e} = \frac{n_1 \sqrt{2\Delta - \Delta^2}}{n_e} \quad (33)$$

La apertura numérica es un número que expresa el poder que tiene una fibra para recolectar la luz. Como se puede observar de la ecuación (33) el máximo valor de la apertura numérica es uno que corresponde a un máximo ángulo de aceptación de 90°.

Las relaciones entre la apertura numérica y el máximo ángulo de aceptación son:

$$NA = \text{sen } \theta_m = \frac{n_1 \sqrt{2\Delta - \Delta^2}}{n_e} \quad (34)$$

$$\theta_m = \text{sen}^{-1} NA = \text{sen}^{-1} \frac{n_1 \sqrt{2\Delta - \Delta^2}}{n_e} \quad (35)$$

Considere una fibra óptica situada en el aire para la cual $n_1=1.5$, $\Delta=0.01$ y $n_e=1$ (aire). La apertura numérica y el máximo ángulo de aceptación para esta fibra son:

$$NA = \frac{1.5 \sqrt{2(0.01) - (0.01)^2}}{1} = 0.2116$$

$$\theta_m = \text{sen}^{-1} NA = \text{sen}^{-1} (0.2116) = 12.216^\circ$$

RAYOS OBLICUOS.

Los rayos oblicuos a diferencia de los rayos meridionales, no pasan por el eje de la fibra. Como un resultado de la reflexión interna total, algunos rayos oblicuos siguen una trayectoria en la forma de una helicoidal poligonal que puede ser de mano derecha o mano izquierda.

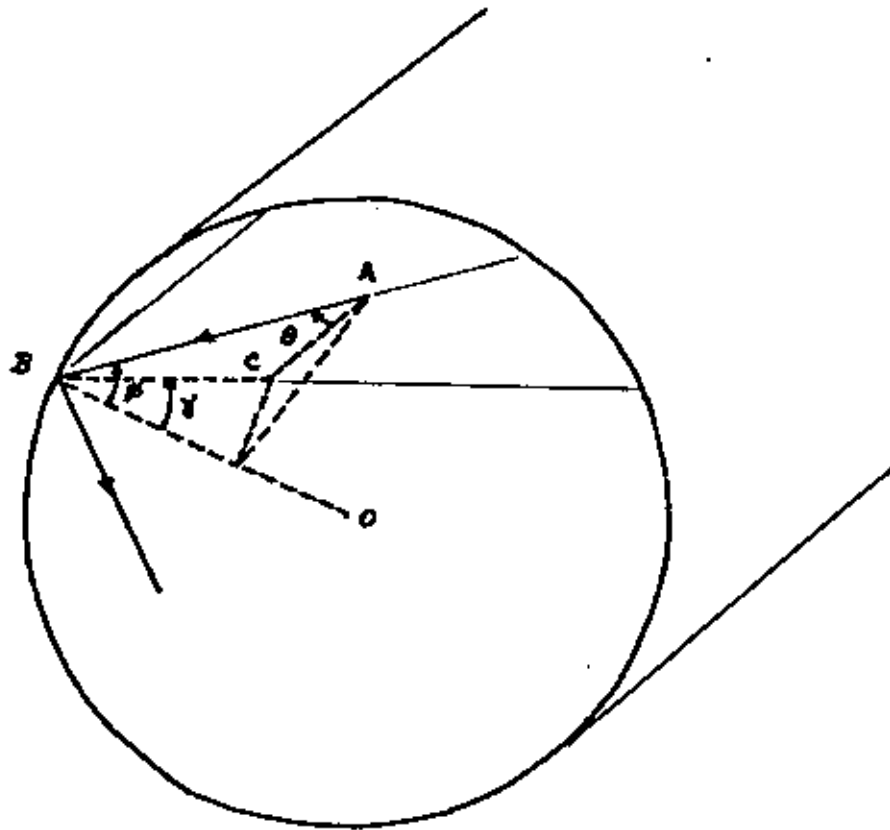


Figura 21

Cualquier rayo oblicuo AB puede describirse por medio de dos ángulos γ y θ (Fig. 21). γ es el ángulo entre la proyección BC del rayo en la sección transversal de la fibra y la normal OB erigida en el punto de incidencia; θ es el ángulo entre el rayo y la línea AC que es paralela al eje de la fibra. El ángulo de incidencia ABO se indicará con la letra ϕ . Los tres ángulos pueden relacionarse mediante la expresión

$$\cos \phi = \sin \theta \cos \gamma \quad (36)$$

Esta expresión es válida para cualquier rayo en cualquier punto de la fibra cilíndrica. Ya que ϕ es constante para cualquier rayo dado, la ecuación (36) muestra que los ángulos θ y γ también son constantes para cualquier rayo dado y que esta igualdad describe completamente la trayectoria de cualquier rayo en la fibra.

La condición para que ocurra una reflexión interna total para rayos oblicuos es

$$\sin \phi \geq \sin \phi_c \quad (37)$$

$$\sin \phi \geq \frac{n_2}{n_1} \quad (38)$$

Combinando (36) con la ecuación, nos conduce a cierta relación entre los ángulos θ y γ y los índices de refracción del núcleo n_1 y el revestimiento n_2 .

$$n_1 \sin \theta \cos \gamma \leq \sqrt{n_1^2 - n_2^2} \quad (39)$$

El ángulo θ está relacionado con el ángulo de entrada a la fibra θ_0 , mediante la ley de Snell

$$\frac{\text{Sen } \theta_0}{\text{Sen } \theta} = \frac{n_1}{n_e} \quad (40)$$

$$n_e \text{ Sen } \theta_0 = n_1 \text{ Sen } \theta \quad (41)$$

por lo que sustituyendo (41) en (39) se obtiene

$$n_e \text{ Sen } \theta_0 \cos \gamma \leq \sqrt{n_1^2 - n_2^2} \quad (42)$$

$$\text{Sen } \theta_0 \cos \gamma \leq \frac{\sqrt{n_1^2 - n_2^2}}{n_e} \quad (43)$$

Cuando $\gamma \rightarrow 0$ esta última expresión se reduce a la correspondiente para rayos meridionales.

Utilizando la ecuación (39), se puede calcular el valor mínimo del ángulo γ para un valor fijo de θ en el cual todavía se satisface la condición para una reflexión interna total. De acuerdo a (39) la fibra permite la propagación de rayos oblicuos que forman con el eje un ángulo θ mucho mayor que el ángulo crítico θ_c ($90^\circ - \theta_c$) de los rayos meridionales.

En el caso de rayos oblicuos, θ está limitado por la condición de refracción a la entrada. Para una incidencia rasante ($\theta_0 = 90^\circ$) θ toma su valor límite

$$\theta_{\text{lim}} = \text{Sen}^{-1} \frac{n_e}{n_1} \quad (44)$$

el cual es mayor que el valor crítico θ_c ($90^\circ - \theta_c$) para rayos meridionales.

Para $0 \leq \theta \leq \theta_{cr}$:

γ puede tomar cualquier valor en el intervalo $0 < \gamma < \frac{1}{2} \pi$,

donde $\gamma = 0$ corresponde a un rayo meridional y $\gamma = \frac{1}{2} \pi$ a un rayo que viaja a lo largo de la frontera con el revestimiento.

En este último caso, se debe considerar que $\theta = 0$.

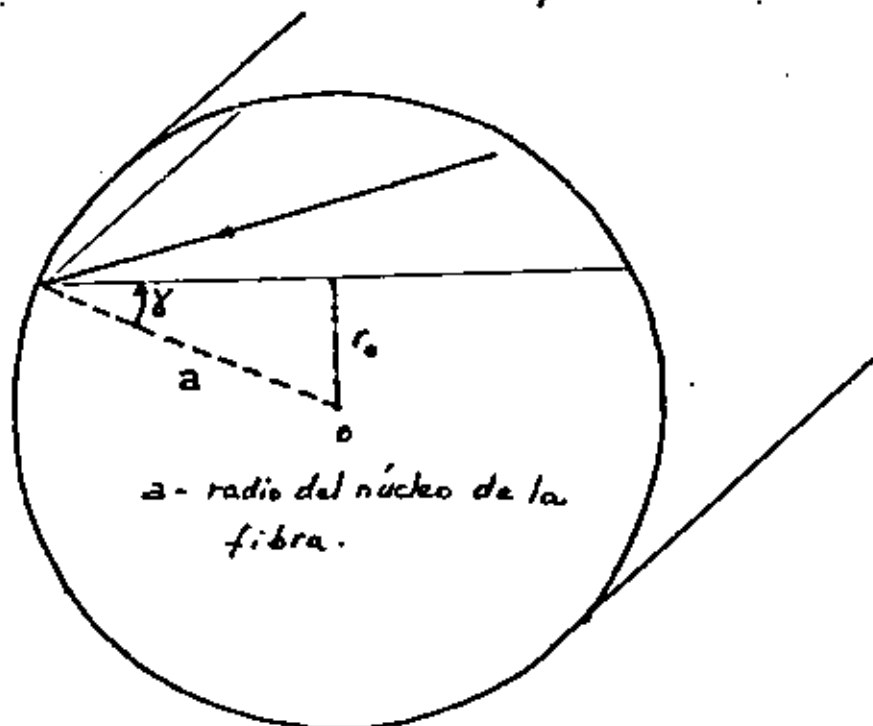
Para $\theta_{cr} < \theta < \theta_{lim}$:

La ecuación (39) impone en γ una condición adicional

$$\gamma_{lim} \leq \gamma \leq \frac{1}{2} \pi \quad ; \quad \cos \gamma_{min} = \frac{\text{sen } \theta_c}{\text{sen } \theta} \quad (38)$$

La dependencia del ángulo crítico θ_c con la distancia del rayo oblicuo al eje de la fibra se puede establecer de la ecuación (39), si se observa de la figura (22) que $\text{sen } \gamma = \frac{r_0}{a}$ (r_0 es la distancia desde el eje de la fibra a plano donde está contenido el rayo y a es el radio de la fibra). El ángulo crítico se obtiene de la ecuación

$$\text{sen } \theta_c \sqrt{1 - \left(\frac{r_0}{a}\right)^2} = \frac{1}{n_1} \sqrt{n_1^2 - n_2^2} \quad (39)$$



FIBRA OPTICA DE INDICE GRADUAL. (Núcleo No Homogeneo)

En el caso de una fibra óptica de índice escalonado, se vió que si un rayo de luz entra paralelo al eje central del núcleo de una fibra óptica, recorrerá una distancia más corta que otro rayo que entre con un cierto ángulo y se propague a través de la fibra reflejándose en la superficie de separación entre el núcleo y el revestimiento, lo cual da origen a un retardo diferencial entre estos rayos. Para vencer este problema, algunas fibras ópticas tiene un núcleo cuyo índice de refracción esta graduado o moldeado para compensar las diferentes distancias recorridas por los rayos. En tales fibras, el índice de refracción decrece con la distancia radial al centro de la fibra. De esta manera un rayo que penetra en el núcleo con un cierto ángulo θ , viajara hacia regiones de un índice de refracción mas bajo siendo de esta manera refractados hacia el eje del núcleo. A pesar de que el rayo recorre una trayectoria mas larga, su velocidad es mayor en las regiones de índice de refracción mas bajo, lo cual da como resultado que el tiempo de llegada es casi igual al del rayo axial.

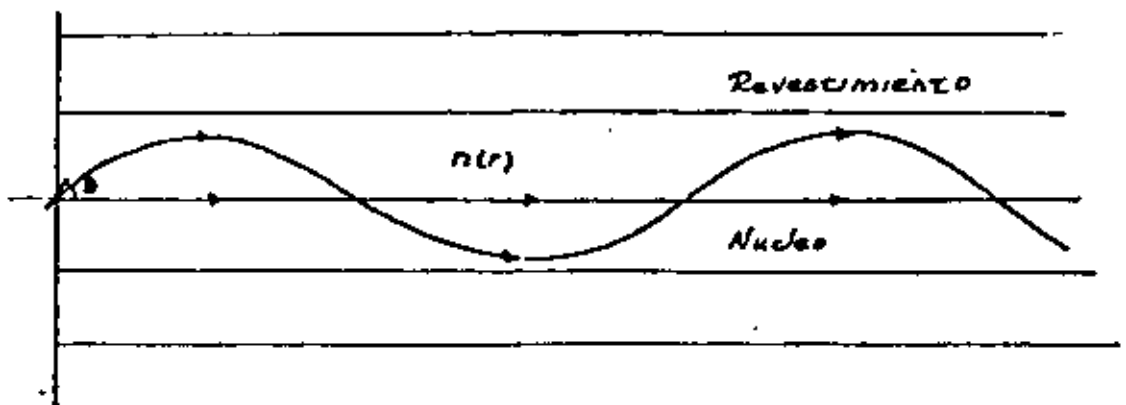


Figura 23

Estableciendo un sistema de coordenadas cilíndricas en una fibra óptica cilíndrica, se puede caracterizar al rayo de luz que índice en la fibra.

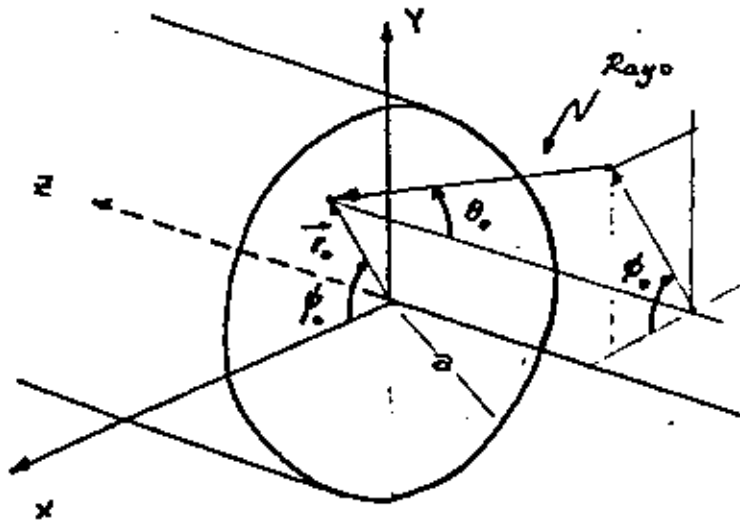


Figura 24

Para un núcleo no homogéneo que tiene un índice de refracción que varía según la dirección radial r , esto es -----
 $n = n(r)$, se puede demostrar que la ecuación del camino de un rayo está dado por :

$$Z = \int_{r_0}^{r_0} \frac{\cos \theta_0 \, dr}{\left\{ \left[\frac{n(r)}{n_0} \right]^2 + \left[1 - \frac{r_0}{r} \right] (x_0 \sin \theta_0 \sin \phi_0 - y_0 \sin \theta_0 \cos \phi_0) - \cos^2 \theta_0 \right\}^{1/2}}$$

La trayectoria del rayo puede quedar especificada de manera única una vez que sea conocida la distribución del índice de refracción, $n(r)$, y los parámetros iniciales del rayo, x_0, y_0, θ_0 y ϕ_0 . En la ecuación $n_0 = n(r_0)$.

Considere el caso de un rayo meridional. Para el cual se seleccionará $y_0 = \phi_0 = 0$ y $x_0 = r_0$. Por lo tanto la ecuación (40) se convierte en:

$$z = \int_{r_0}^r \frac{\cos \theta_0 dr}{\left[\left[\frac{n(r)}{n_0} \right]^2 - \cos^2 \theta_0 \right]^{1/2}} \quad (41)$$

Si se selecciona una distribución $n(r) = n_0 \left[1 - 2\Delta \left(\frac{r}{a} \right)^2 \right]^{1/2}$

llama de medio de ley cuadrática. Al sustituirla en la ecuación (41) y elevar la integral de la coordenada radial del rayo en función de la posición.

$$r = C \operatorname{sen} \left[\frac{\sqrt{2\Delta}}{n_0 \cos \theta_0} \left(\frac{z}{a} \right) \right] \quad (42)$$

donde

$$C = \frac{2n_0 \cos \theta_0}{\sqrt{2\Delta}} \left[\frac{1}{\cos^2 \theta_0 \left[1 - 2\Delta \left(\frac{r_0}{a} \right)^2 \right]} - 1 \right]^{1/2} \quad (43)$$

El rayo es periódico en z con un periodo.

$$\Delta = \frac{2\pi a \cos \theta_0}{\sqrt{2\Delta}} \left[1 - 2\Delta \left(\frac{r_0}{a} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (44)$$

Como se puede ver, el período depende de la posición de entrada r_0 y del ángulo de entrada θ_0 , por lo tanto es diferente para cada rayo meridional. En general, siempre y cuando el índice exhiba un decrecimiento monotonico con el radio, una trayectoria sinusoidal resultará dentro -- del núcleo con su período determinado por la condiciones iniciales y la naturaleza exacta del perfil.

Se puede observar que la distribución $n(r)$ considerada no es capaz de enfocar todos los rayos simultaneamente, y por lo tanto existirán retardos diferenciales.

Si Δ es pequeña, se puede considerar que se obtiene una condición muy cercana al enfoque para los diferentes rayos, resultando así retardos diferenciales muy pequeños para todos los rayos, y por lo tanto una capacidad alta para portar información.

Como conclusión de este tema se puede indicar que un medio donde el índice esta graduado radialmente se considera como una concatenación de lentes que periódicamente enfocan los rayos propagantes.

PERDIDAS DE REFLEXION DE FRESNEL. (Fresnel Reflection Loss)

Es la pérdida de potencia que se produce en la superficie de separación de dos medios. Cuando una onda electromagnética incide sobre ella y una parte de la potencia incidente es reflejada. La pérdida por reflexión dependen de muchos factores, que incluyen los índices de refracción de los medios incidente y refractor, la frecuencia, el ángulo de incidencia y la polarización de la luz incidente relativa al plano de incidencia.

Las pérdidas por reflexión que se producen a la entrada y salida de una fibra óptica son debidas a la diferencia entre los índices de refracción de la fibra y del medio de transmisión del cual la luz entra y sale.

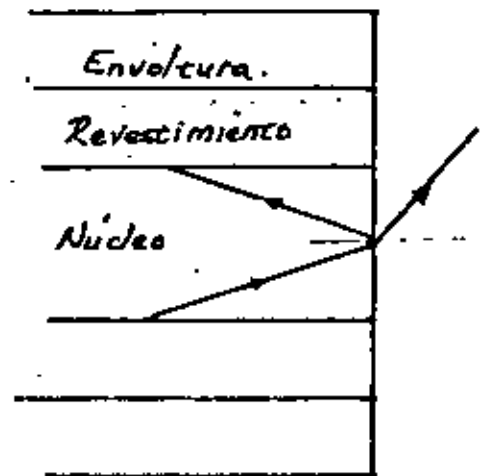
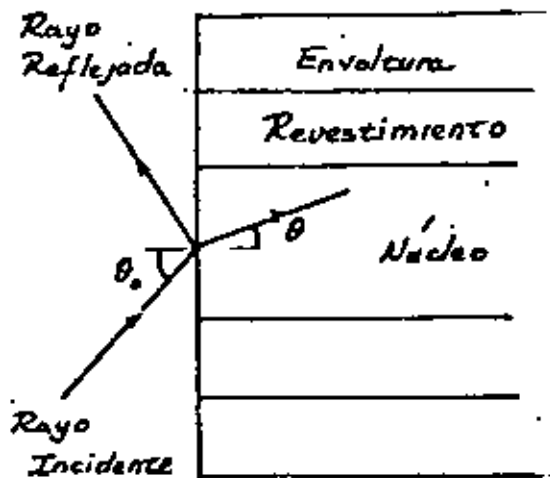


Figura 25

M O D O S .

Los modos son arreglos específicos de ondas electromagnéticas en un medio de transmisión, particularmente en una guía de ondas, por ejemplo una fibra óptica.

Para cada fibra óptica, dependiendo del tipo de variación del índice de refracción, del diámetro de núcleo y la frecuencia de operación, se puede demostrar que la luz tiene ciertos modos propios de propagación. Estos modos corresponden a los diferentes caminos ópticos que toma la luz dentro de la fibra. Por ejemplo en una fibra óptica de índice escalonado pueden formarse una gran cantidad de modos diferentes, cada uno caracterizado por una determinada inclinación de los rayos con respecto al eje central.



**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

TELECOMUNICACIONES VIA FIBRAS OPTICAS
TEORIA Y APLICACIONES

ANTECEDENTES HISTORICOS Y GENERALIDADES

MARZO, 1984.

CAPITULO 1

ANTECEDENTES HISTORICOS Y GENERALIDADES

1.1.- HISTORIA Y PROPIEDADES DE LAS COMUNICACIONES POR FIBRA OPTICA

Desde el descubrimiento del teléfono y las ondas de radio a finales del siglo pasado, la explotación del espectro electromagnético ha sido progresiva ocupando todas las frecuencias hasta 10^{10} hz utilizando medios de transmisión tales como, el par telefónico, el cable coaxial, el radio terrestre, el satélite, la guía de onda, etc.

En radio y en cable es evidente una carrera por ocupar cada vez más altas frecuencias de transmisión; la razón es clara: a mayor frecuencia de portadora mayor capacidad del canal. Sin embargo, en las comunicaciones clásicas, el pasar de la frecuencia de 10^{11} hertz empleando dispositivos electrónicos convencionales es prácticamente imposible.

La razón de radiación infraroja y visible se cuenta en el rango de 10^{14} hertz y fue la luz visible la onda electromagnética de alta frecuencia que el hombre aprendió a manejar primero.

En 1880 Alexander Graham Bell demostró que la luz podría modularse y usarse como medio de comunicación; fue ésta la primera comunicación opto-electrónica que existió. Esta transmisión tenía sin embargo grandes problemas: ya que no se disponía de un emisor de luz con las características y confiabilidad adecuadas. Algunos de estos problemas están relacionados con la capacidad de transmitir luz en una sola frecuencia: coherencia temporal y en una sola dirección: coherencia espacial.

Sin embargo, los problemas de incoherencia de la luz generada

por dispositivos convencionales, se vieron resueltos en 1960 con la invención del laser. El laser (light amplification by stimulated emission of radiation) es básicamente una cavidad de resonancia óptica en que se predisponen las condiciones para que una frecuencia selectiva, (entre todas las de la luz usada, como excitación) determinada por el tamaño de la cavidad es generada en forma intensa. La luz proveniente de la cavidad con una frecuencia seleccionada y variaciones muy ligeras, y además dirigida espacialmente es una fuente de energía coherente por lo tanto apta para modulación.

Las ventajas son enormes ya que se pueden transmitir modulaciones de muy altas frecuencias, debido a que los circuitos que antes se usaban para generar la portadora ahora se usarían para modular (la portadora es generada en el laser mismo).

Sin embargo, aparecieron nuevos problemas. Si se usaba la luz laser como onda de radio el alcance es muy pequeño. La causa de esto es que la gran cantidad de partículas presentes en el aire interactúan con la señal óptica absorbiendo la potencia de la luz. Esto es particularmente crítico en presencia de bruma. Por otra parte, mecanismos de espejos (pérdidas) se requerían para guiar la señal en presencia de obstáculos, por lo que era necesario una forma más transparente de guiar la luz así generada.

En 1870 Tyndall había demostrado que la luz podía ser conducida dentro de un chorro de agua, y la guía de onda dieléctrica consistente en un tubo de material dieléctrico se había estudiado en 1910 por Deybe. Lo anterior constituye los antecedentes más impactantes de las fibras ópticas.

El verdadero inicio en este campo lo marcan Kao y Hockham, investigadores de los standard telecommunications labs., quienes en 1966 determinaron que se podrían producir fibras de vidrio guadoras de luz con atenuaciones lo suficientemente bajas para

emplearse en la comunicación a grandes distancias. Por aquella época, las atenuaciones típicas de las fibras eran de 1000 dB/km.

En 1970 Keek y Maurer de Corning Glass Works fabricaron fibras con atenuaciones de 20 dBs/km y en 1982 ya se han producido fibras con 0.15 dB/km.

La existencia del led infrarojo (región de mayor transparencia en las fibras) y de fotodetectores de estado sólido apropiados, facilitó aun más el desarrollo.

Finalmente, el desarrollo del laser de estado sólido a partir de ideas y experiencias existentes desde 1962, marcó el inicio de las aplicaciones prácticas tales como: Telefonía, informática, transmisión de video, etc.

Algunos de los beneficios más importantes de la transmisión por fibra óptica son resultado de las propiedades dieléctricas del conductor de luz: aislamiento eléctrico, inmunidad al ruido, seguridad y confianza en la transmisión son los principales ejemplos de estas ventajas. La transmisión de datos a través de fibras totalmente dieléctricas permite la propagación a través de muy alta tensión sin la necesidad de transformadores de aislamiento. Así mismo, las fibras ópticas eliminan los lazos de tierra inherentes a los sistemas de cable coaxial. Debido a que son dieléctricas, las fibras ópticas no actúan como antena y son prácticamente insensibles a la interferencia electromagnética causada por campos inductivos y también a la luz externa, son inmunes a la interferencia de radio o radar y hasta los pulsos electromagnéticos causados por eventos nucleares. Aisladas adecuadamente, las fibras no radian y son especialmente resistentes a la intrusión de manera que no pueden interferirse con los dispositivos convencionales de espionaje electrónico, lo que ofrece enormes ventajas de seguridad.

Un cable de fibra óptica no hace chispa, corto circuito lo que hace ideal para ambientes explosivos .

Pero sin duda, el principal beneficio de las comunicaciones por fibra óptica es su alta capacidad de transmisión. Esto se refleja en muy altas velocidades de transmisión para comunicación digital.

La atenuación minimizada de la señal y el uso de fibras monomodo permite rutas hasta de 50Km. antes de necesitar una repetidora cuando se transmite a 2 GB/seg. con una capacidad de más de 40000 canales telefónicos. Esta posibilidad de grandes espaciamientos entre repetidoras aumenta la rentabilidad de los sistemas, minimizando los costos iniciales y también los costos de mantenimiento. Es posible, además ahorrar gran cantidad de peso con la fibra óptica en comparación con los sistemas de cobre coaxiales y cables multipar. Estos ahorros se manifiestan principalmente en los costos de transporte y almacenaje cuando se manejan grandes volúmenes.

1.2.- LA FIBRA OPTICA COMO MEDIO DE TRANSMISION

En un enlace por fibras óptica, básicamente una señal eléctrica se utiliza para modular la fuente emisora luminosa resultando en un pulso proporcional de luz. Este pulso se acopla a la fibra óptica donde es transmitido de un punto a otro distante por un fenómeno de reflexión interna total y lo largo de la fibra.

La estructura básica de una fibra óptica consiste en un núcleo de vidrio muy puro con un índice de refracción dado rodeado por un vidrio o plástico llamado cubierta con índice de refracción ligeramente menor. En una fibra con tal perfil el índice de refracción cambia bruscamente bajando en valor al radio específico que delimita el centro llamado núcleo. Así en teoría, los ra

yos de luz que entran en la terminación axial de la fibra chocan en la frontera entre los dos materiales de diferente índice (núcleo y cubierta) y se refleja dentro del núcleo, de acuerdo a la fig. (1.1) consecutivamente hasta abandonar la fibra al otro extremo.

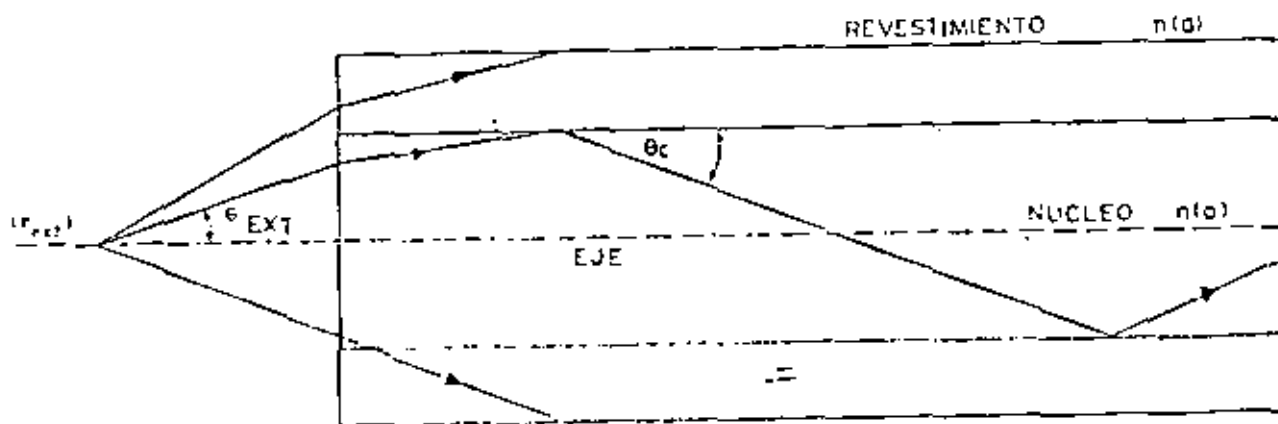
Considerando que el diámetro del núcleo es de 50µm. y que la longitud de onda de la luz transmitida es 1µm. La potencia puede viajar dentro del núcleo reflejándose a miles de ángulos posibles; cada una de estas trayectorias de propagación recibe el nombre de modo de propagación y una fibra de este tipo se denomina multimodal.

En la sección (2.1) se tratará más en detalle la teoría de propagación en las fibras ópticas.

La atenuación de la fibra es la medida de la eficiencia de la fibra para transmitir la energía luminosa sobre una distancia determinada. Como en los cables coaxiales, se mide en dB/km. a longitud de onda dada. La atenuación en una fibra depende de un gran número de variables sin excluir la técnica usada para medirla, esto al igual que otras características de transmisión en las fibras ópticas, como son ancho de banda y distorsión será tratado en la sección (2.3.)

La dispersión es una características de transmisión de las fibras óptica importante principalmente a altas velocidades de transmisión digital o largas líneas sin repetidoras. La dispersión es la causa de la limitación en el ancho de banda de la modulación en una fibra, porque la dispersión causa el ensanchamiento del pulso de entrada a lo largo del viaje por la fibra y se conoce algunas veces como ensanchamiento de pulso (dispersión de pulso).

Existen tres tipos principales de dispersión: Dispersión del modo, dispersión del material y dispersión de guía de onda.



REFLEXION INTERNA TOTAL, ANGULO CRITICO.

FIGURA 1.1.

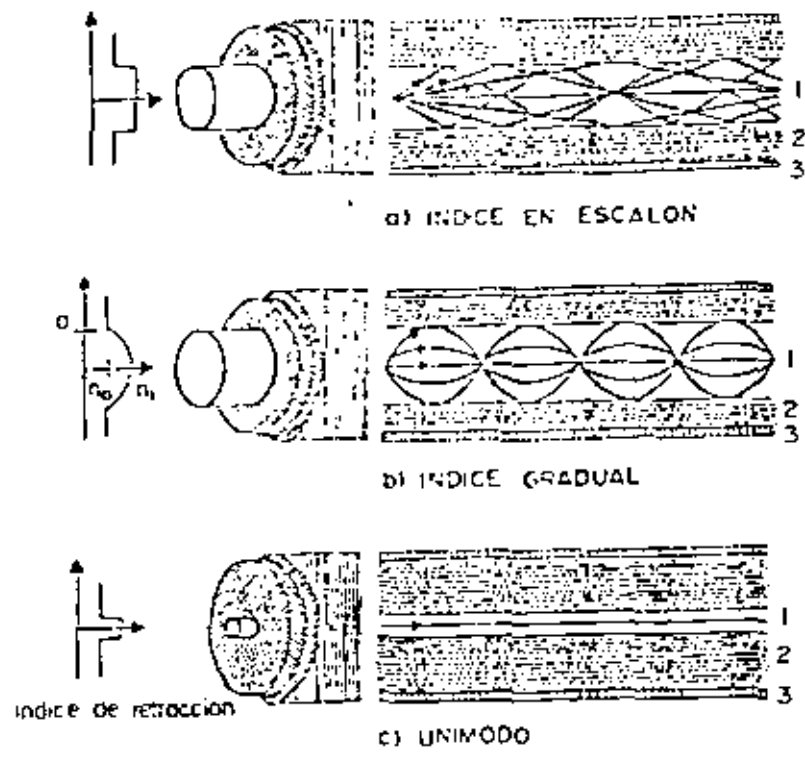
Existen dos tipos de fibras ópticas con configuraciones geométricas del índice de refracción diferentes que fueron desarrolladas específicamente para disminuir el impacto de la dispersión.

- a) La fibra de índice gradual: En este tipo de fibra el índice de refracción decrece continuamente desde el centro de la fibra con la distancia radial.
- b) Fibras Monomodales: En este tipo de fibras el diámetro del núcleo de una fibra de índice escalonado ha sido reducido a tal grado que sólo un modo (rayo axial) se puede transmitir. Tal fibra no presenta dispersión de modo y representa el máximo avance en ancho de banda (fig. 1.2).

1.3.- SISTEMAS DE RECEPCION Y TRANSMISION

Una consideración importante en un sistema óptico de comunicaciones es una fuente de luz que pueda ser modulada y acoplada efectivamente al medio de transmisión. Los dispositivos más comunmente usados son el diodo emisor de luz (LED del inglés Light Emiting Diode) y el diodo laser de inyección (I.L.D. del inglés injection Laser Diode).

Estos dispositivos tienen diferencias básicas aunque la emisión fundamental sea resultado en ambos del proceso de portadores de la inyección en la unión p-n de un semiconductor. El semiconductor que ha demostrado propiedades ópticas superiores a todos los conocidos es un compuesto ternario de Aluminio, Arsénico y Galio, o bien solo de arsénico y galio. Mayor detalles de los fotoemisores para comunicaciones por fibras ópticas se presentan en el capítulo III.



LOS TRES TIPOS PRINCIPALES DE FIBRAS OPTICAS.

- PARTE 1 : NUCLEO.
- PARTE 2 : REVESTIMIENTO.
- PARTE 3 : RECUBRIMIENTO.

FIGURA 1.2.

En cuanto a los receptores ópticos, los dispositivos optoelectrónicos de estado sólido son lo más adecuado, en particular el silicio y el germanio son los más empleados en los dos tipos de receptor óptico comunmente usados en los sistemas de fibra óptica, fotodiodos y fotodiodos de avalancha.

Los detectores en los sistemas de fibras ópticas deben satisfacer ciertos requerimientos relacionados con compatibilidad y costo.

- 1) Alta respuesta o sensibilidad a las longitudes de onda de los emisores considerados, en general 0.75 a 1.5.µm.
- 2) Ancho de banda suficiente para acoplarse a las velocidades de transmisión utilizadas.
- 3) El ruido adicional introducido por el fotodetector debe ser mínimo.
- 4) Baja susceptibilidad en la operación a cambios en las condiciones del medio ambiente.

Los requerimientos de compatibilidad involucran factores tales como tamaño físico acoplamiento a la fibra electrónica periférica requerida y requerimientos de la fuente de poder.

Los fotodiodos de estado sólido pueden satisfacer casi todos los requerimientos de eficiencia, compatibilidad y potencialmente, bajo costo. su tamaño miniatura facilita el acoplamiento y los circuitos electrónicos requieren sólo tensiones bajas moderadas para su polarización. Mayores detalles de los receptores ópticos se presentan en el capítulo IV.

1.4.- CABLES DE FIBRA OPTICA

La función principal de los cables de fibra óptica es evitar la aparición de tensiones y deformaciones mecánicas en la fibra ya que éstas causan efectos de degradación, en la calidad de transmisión y de la vida esperada de la fibra óptica.

El diseño del cable permite la realización de estructuras que eviten o minimicen los problemas de radios de curvatura, microcurvaturas y de fatiga estática aún en las aplicaciones más críticas (cable submarino). Cada uno de estos fenómenos serán descritos más detalladamente en el capítulo V referente a cables de fibra óptica.

1.5.- SISTEMAS DE TRANSMISION

El uso de la fibra óptica en la sustitución de medios convencionales está fuertemente relacionado con las características de los sistemas de fibras óptica en cuanto a los requerimientos generales de los sistemas.

Por ejemplo la falta de linealidad de la mayoría de los dispositivos laser hacen que aproximadamente el 90% de las aplicaciones previstas de fibra óptica se llevarán a cabo en el área digital. En comunicaciones digitales los esquemas multinivel no han sido considerados y apenas algo de investigación sobre técnicas duobinarias empieza a aparecer.

Los sistemas de fibra óptica, como todo sistema de cable, están costeados en función de la distancia, y por lo tanto son más caros que los sistemas de radio arriba de ciertas distancias dependiendo del sistema. Los sistemas fibra óptica de larga distancia deben ser de muy alta capacidad para justificar el relativo alto costo del cable.



**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERIA . U.N.A.M.**

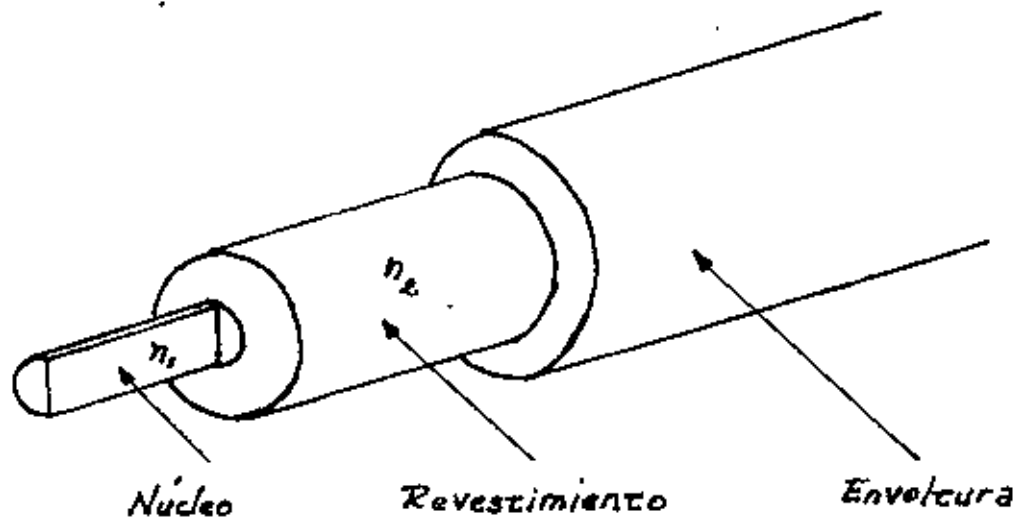
TELECOMUNICACIONES VIA FIBRAS OPTICAS
TEORIA Y APLICACIONES

PROPAGACION

Ing. Jesús Reyes García

MARZO, 1984.

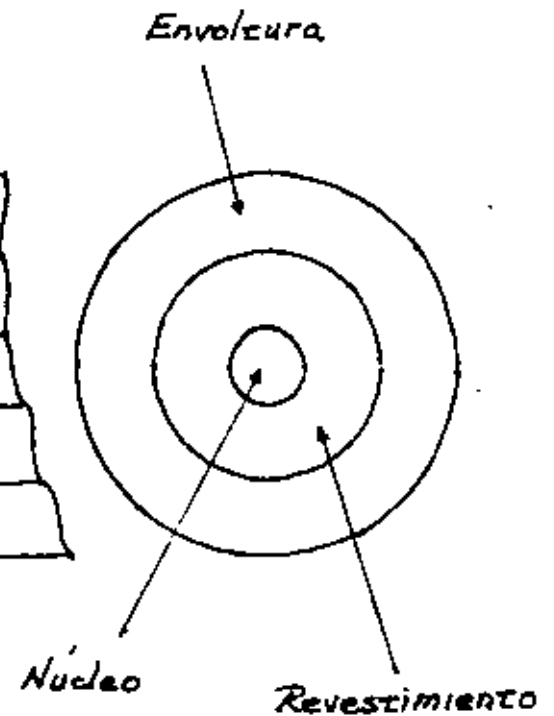
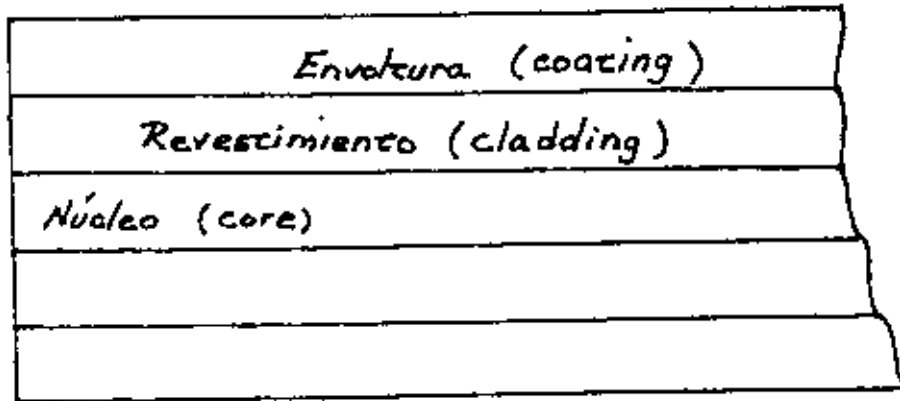
Estructura Física de una Fibra Optica



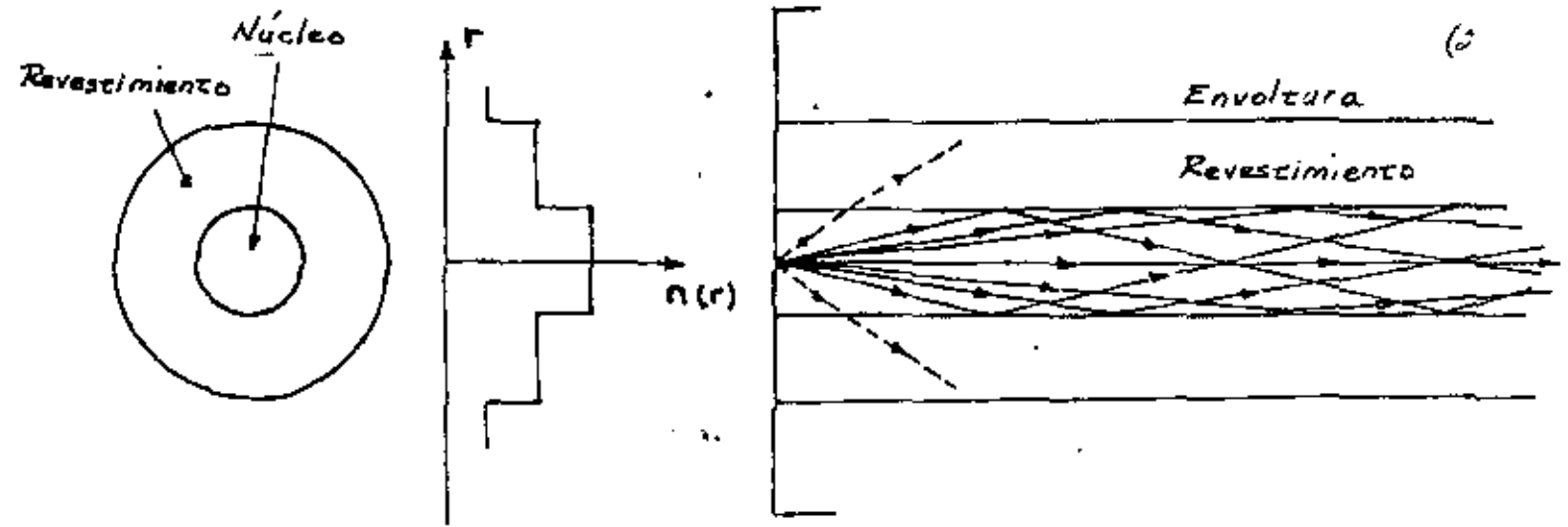
n_1 - índice de refracción del núcleo

n_2 - índice de refracción del revestimiento

$$n_1 > n_2$$

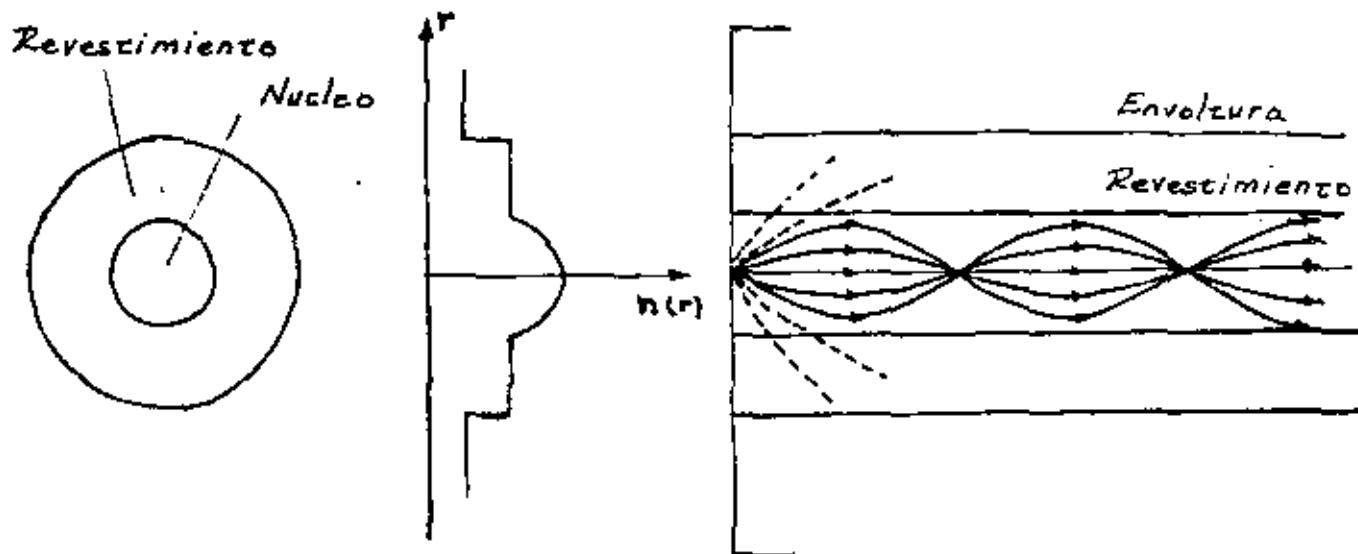


Fibra Optica de Indice Escalonado (Step Index Fiber)



Perfil del índice de refracción (Refractive Index Profile)

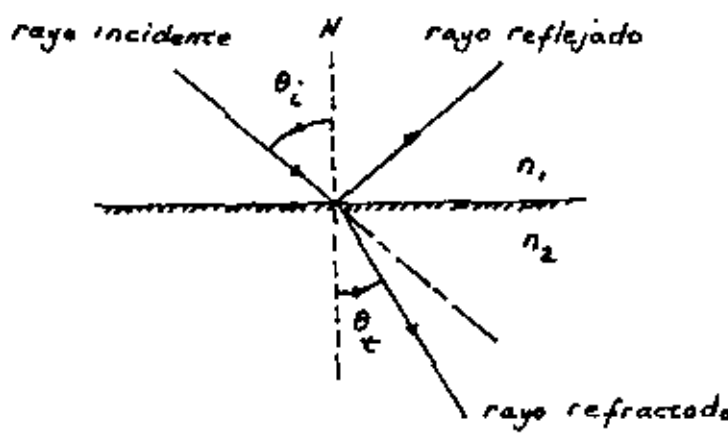
Fibra Optica de Indice Gradual (Graded Index Fiber)



Perfil del índice de refracción

Casos de la Reflexión y Refracción

1.-

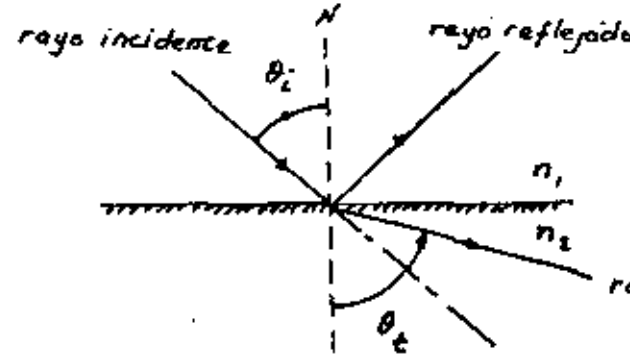


Si $n_2 > n_1$

$$\underline{\underline{\theta_i > \theta_t}}$$

①

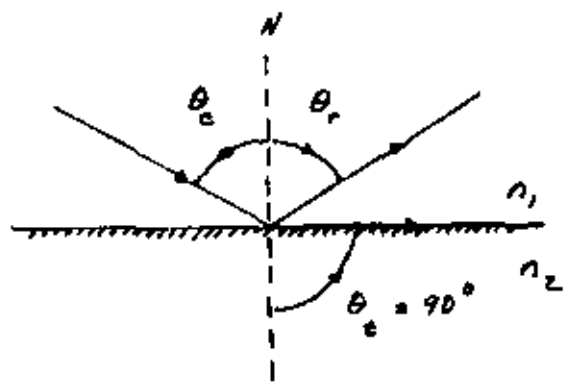
2.-



Si $n_1 > n_2$

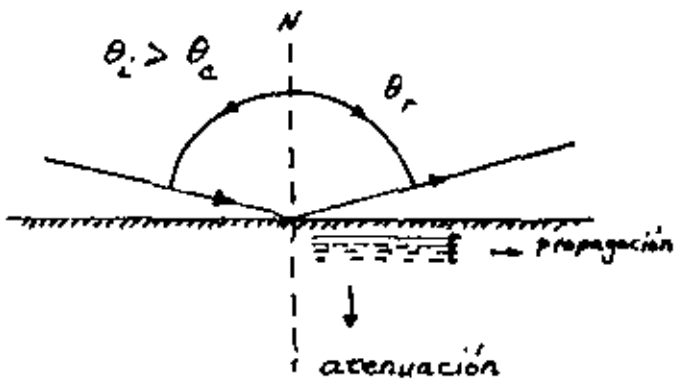
$$\underline{\underline{\theta_t > \theta_i}}$$

Reflexión Interna Total



$$\theta_c = \text{sen}^{-1} \frac{n_2}{n_1}$$

Angulo Crítico θ_c

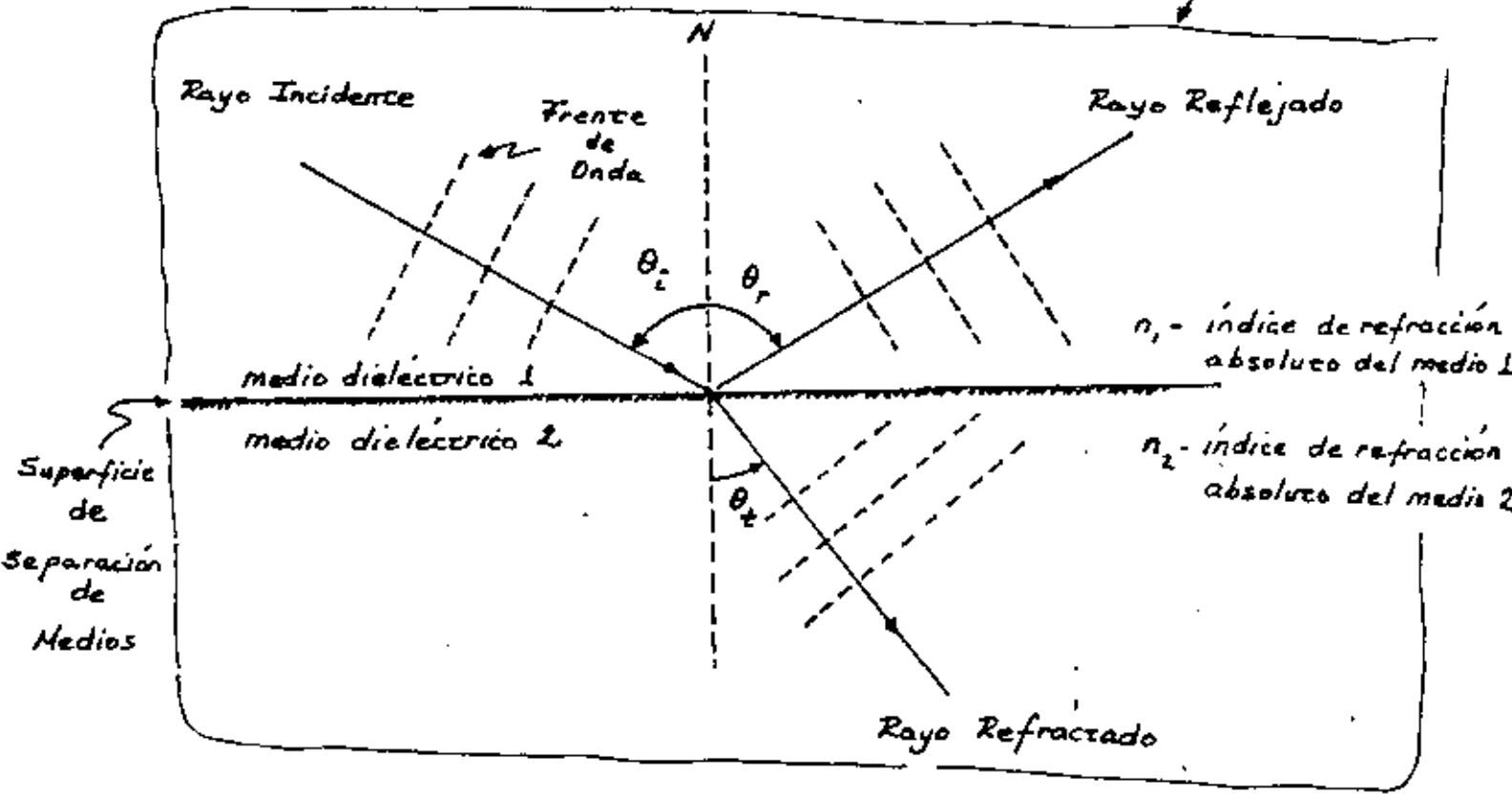


Para $\theta_i > \theta_c$ no hay rayo refractado, se produce una reflexión total.

onda evanescente

Leyes de la Reflexión

Plano de Incidencia (3)



$$\theta_i = \theta_r$$

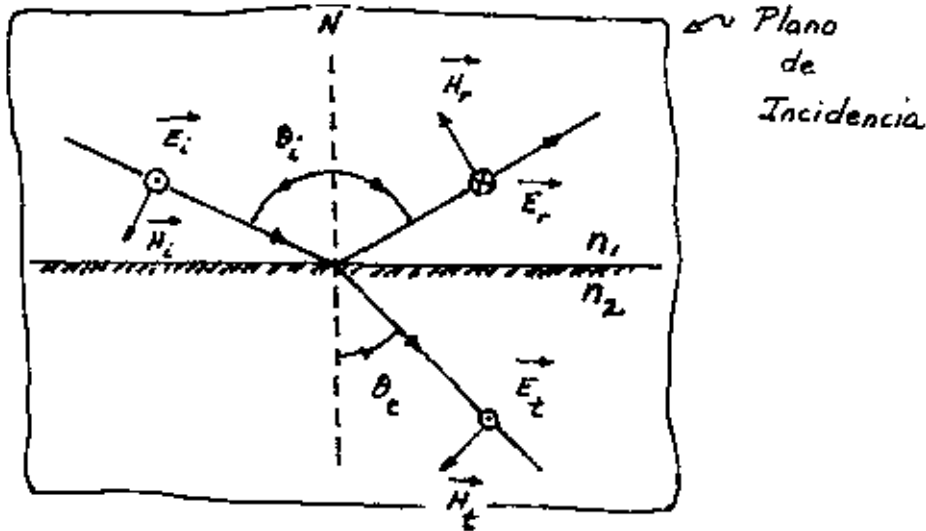
$$\frac{\text{Sen } \theta_i}{\text{Sen } \theta_t} = \frac{n_2}{n_1} \quad \text{Ley de Snell}$$

Índice de Refracción Absoluto

$$n = \frac{c}{v} = \frac{\text{Velocidad de la luz (onda electromagnética) en el vacío}}{\text{Velocidad de la luz (onda electromagnética) en el medio}}$$

$$n = \sqrt{\epsilon_r} \quad \epsilon_r - \text{permitividad relativa del medio}$$

Coeficientes de Reflexión y Transmisión



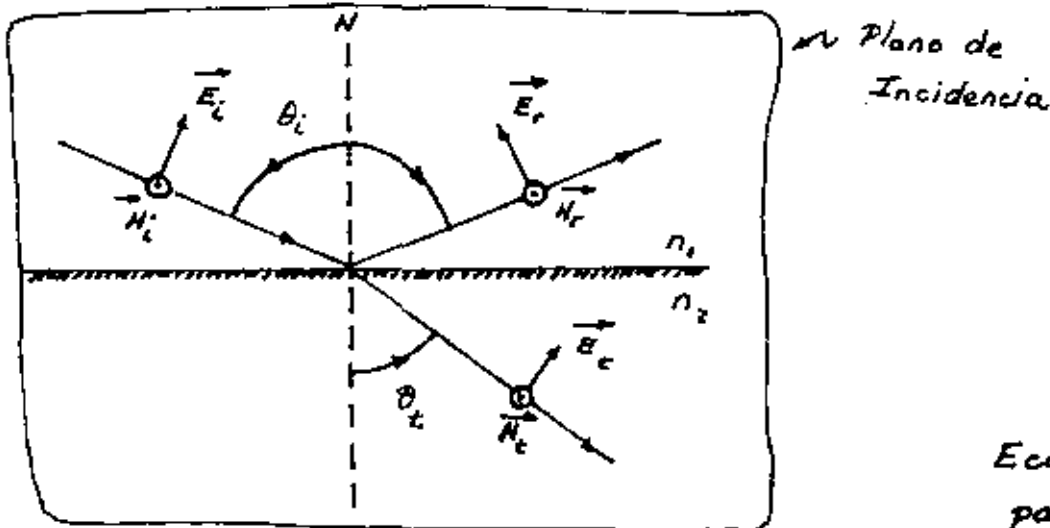
(5)

$$r_{\perp} = \frac{E_r}{E_i} = \frac{\cos \theta_i - \sqrt{\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 - \sin^2 \theta_i}}{\cos \theta_i + \sqrt{\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 - \sin^2 \theta_i}}$$

$$t_{\perp} = \frac{E_t}{E_i} = \frac{2 \cos \theta_i}{\cos \theta_i + \sqrt{\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 - \sin^2 \theta_i}}$$

$$t_{\perp} = 1 + r_{\perp}$$

Ecuaciones de Fresnel para $\vec{E} \perp$ al plano de incidencia



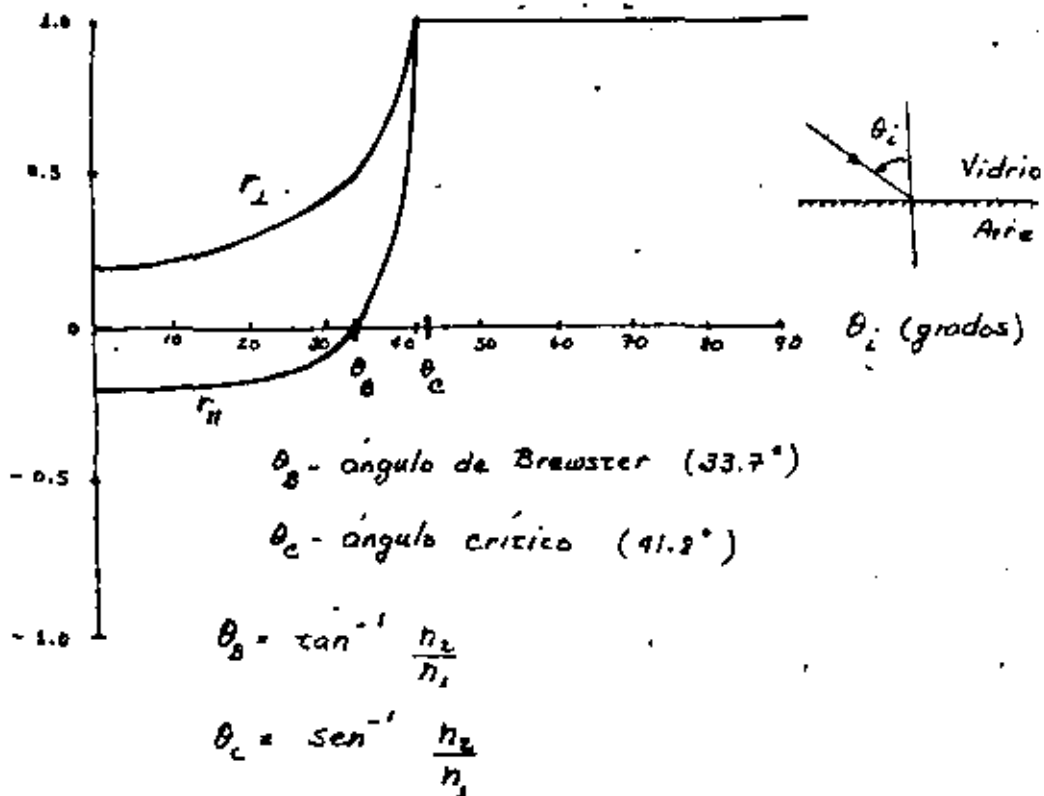
Ecuaciones de Fresnel para $\vec{E} \parallel$ al plano de incidencia

$$r_{\parallel} = \frac{E_r}{E_i} = \frac{\sqrt{\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 \sin^2 \theta_i} - \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 \cos \theta_i}{\sqrt{\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 \sin^2 \theta_i} + \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 \cos \theta_i}$$

$$t_{\parallel} = (1 + r_{\parallel}) \frac{\cos \theta_i}{\cos \theta_t}$$

$$t_{\parallel} = \frac{E_t}{E_i} = \frac{2 \cos \theta_i}{\sqrt{1 - \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 \sin^2 \theta_i} + \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 \cos \theta_i}$$

Ejemplo:



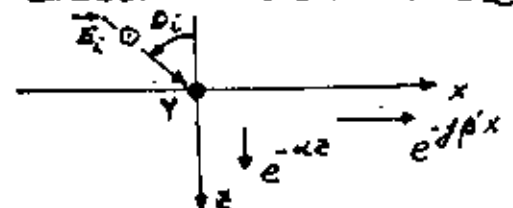
Para $\theta > \theta_c$

$$r_{\perp} = \frac{E_r}{E_i} = \frac{\cos \theta_i \mp j \sqrt{\sin^2 \theta_i - \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2}}{\cos \theta_i \pm j \sqrt{\sin^2 \theta_i - \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2}} = 1 e^{j\delta_{\perp}}$$

$$r_{\parallel} = \frac{E_r}{E_i} = \frac{\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 \cos \theta_i \mp j \sqrt{\left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 \sin^2 \theta_i - 1}}{\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 \cos \theta_i \pm j \sqrt{\left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 \sin^2 \theta_i - 1}} = 1 e^{j\delta_{\parallel}}$$

Para \vec{E} perpendicular al plano de incidencia, en una reflexión interna total, la expresión del campo eléctrico de la onda evanescente es:

$$E_y = t_{\perp} E_{0i} e^{-\alpha z} e^{-j\beta' x}$$



$$\beta' = \beta_2 \frac{n_1}{n_2} \sin \theta_i$$

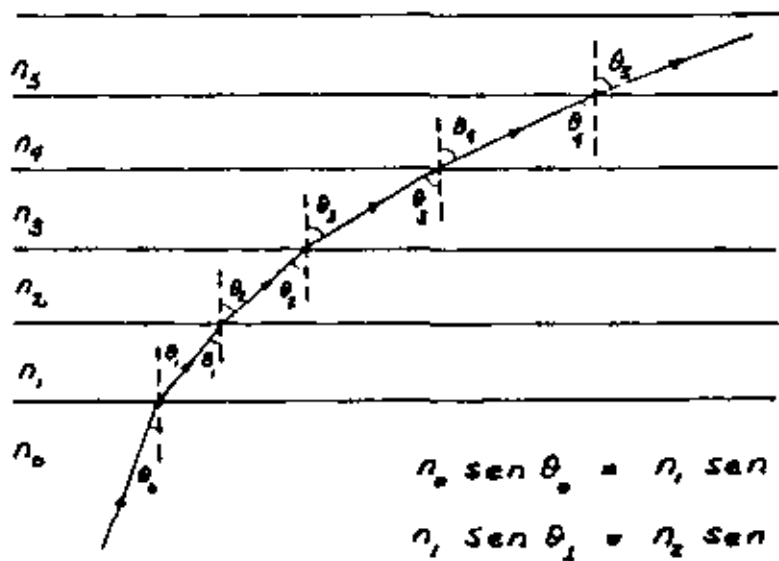
$$\alpha = \beta_2 \sqrt{\left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 \sin^2 \theta_i - 1}$$

$$\beta_2 = \omega \sqrt{\mu_2 \epsilon_2} = \frac{2\pi}{\lambda}$$

donde: $t_{\perp} = \frac{2 \cos \theta_i}{\cos \theta_i + j \sqrt{\sin^2 \theta_i - \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2}}$

Propagación en un Medio No Homogeneo

5



Medio No Homogeneo
 El índice de refracción varía en una sola dirección, el medio se puede representar como si estuviera estratificado.

$$n_0 \text{ sen } \theta_0 = n_1 \text{ sen } \theta_1$$

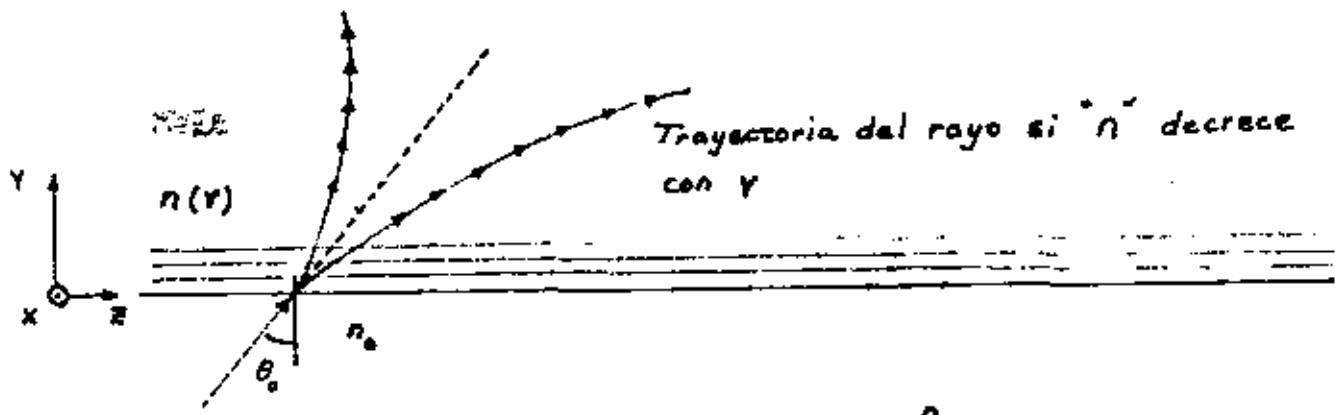
$$n_1 \text{ sen } \theta_1 = n_2 \text{ sen } \theta_2$$

$$n_2 \text{ sen } \theta_2 = n_3 \text{ sen } \theta_3$$

$$\vdots$$

$$\vdots$$

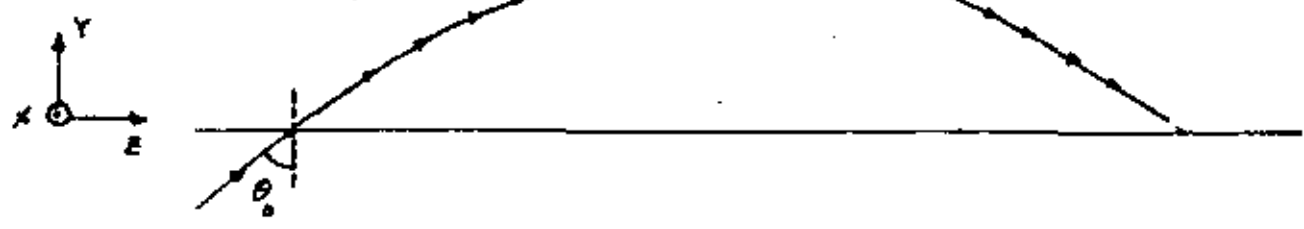
Trayectoria del rayo si "n" esta creciendo con y



Trayectoria del rayo si "n" decrece con y

$$n(y) \text{ sen } \theta(y) = n_0 \text{ sen } \theta_0$$

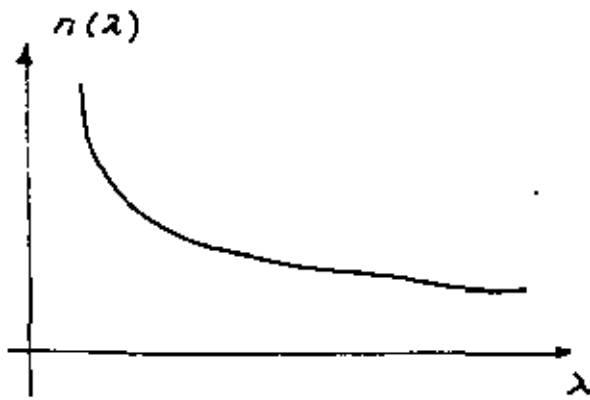
$n(y)$
 $n(y)$ disminuye con "y"
 Punto en el cual se produce una reflexión interna total



Dispersion Material

(2)

Cuando una onda se refracta en un medio cuyo índice de refracción depende de la longitud de onda (o frecuencia), el ángulo de refracción también dependerá de la frecuencia o longitud de onda. Si la onda incidente se compone de varias frecuencias o longitudes de onda superpuestas, cada longitud de onda componente se refractará según un ángulo diferente, este fenómeno se denomina dispersión material. Para la mayoría de los dieléctricos transparentes en la región visible y de infrarrojo cercano, el índice de refracción disminuye a medida que la longitud de onda se incrementa.

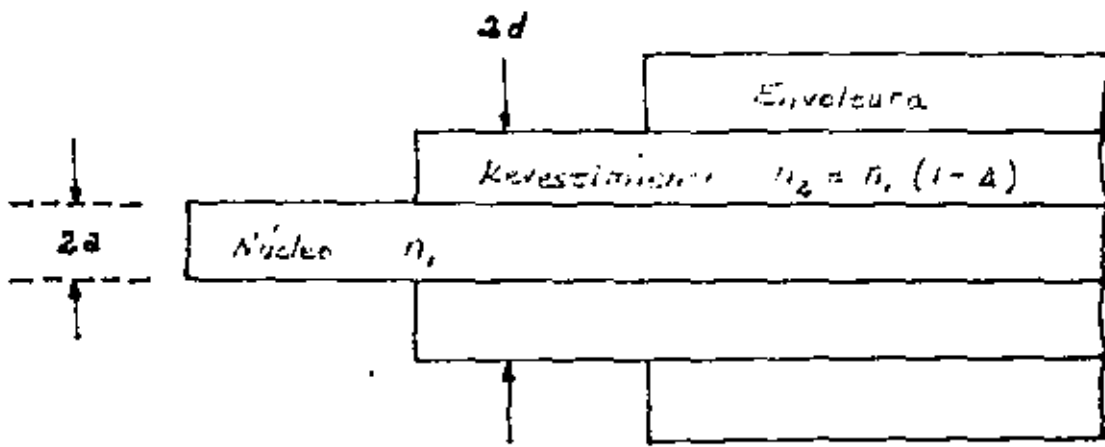


De consideraciones físicas se puede demostrar que para la mayoría de los vidrios en la región visible y de infrarrojo cercano

$$n^2(\lambda) = A + \frac{B}{\lambda^2 - \lambda_1^2} + \frac{C}{\lambda^2 - \lambda_2^2} \quad \text{Ecuación del Sellmeier}$$

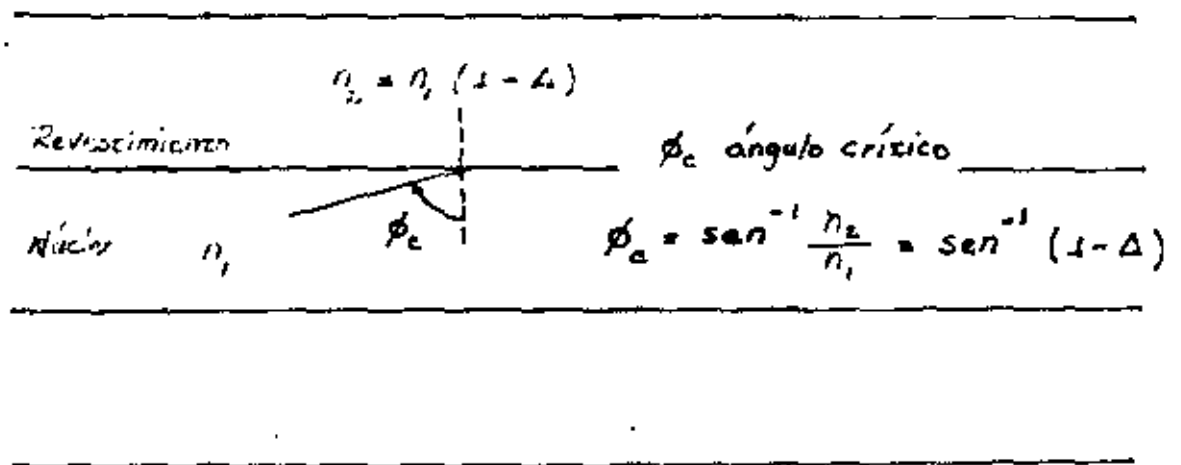
donde A , B y C son constantes, λ_1 es la longitud de onda de resonancia en la región ultravioleta y λ_2 es la longitud de onda de resonancia en el infrarrojo

Fibra Óptica de Índice Escalonado (Análisis por Óptica Geométrica)



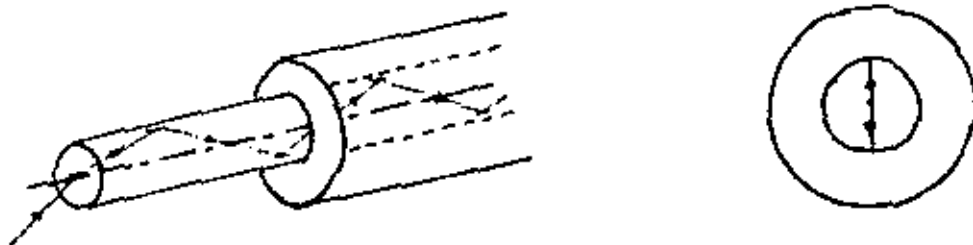
(9)

$$\Delta = \frac{n_1 - n_2}{n_1}$$

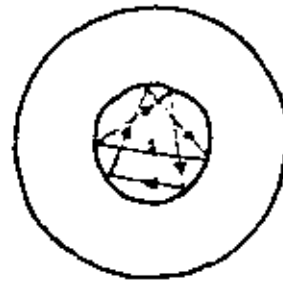
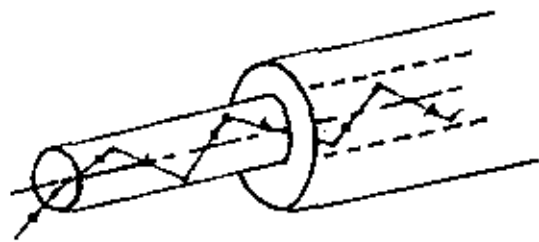


En la fibra óptica aparecen dos tipos de rayos

(a) Rayo Meridional (Meridional Ray)

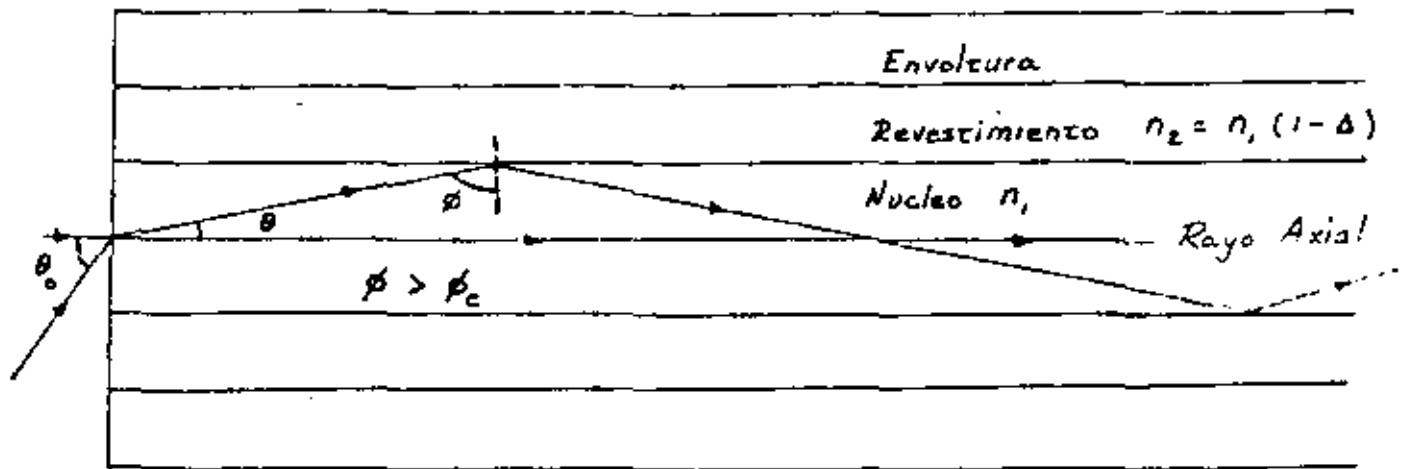


(b) Rayos Oblicuos (skew Rays)



110

Rayos Meridionales



Angulo Crítico $\phi_c = \text{sen}^{-1} \frac{n_2}{n_1} = \text{sen}^{-1} (1 - \Delta)$

Longitud recorrida por un rayo meridional

$$l(\theta) = \frac{L}{\cos \theta} = L \sec \theta$$

donde: L es la longitud axial de la guía

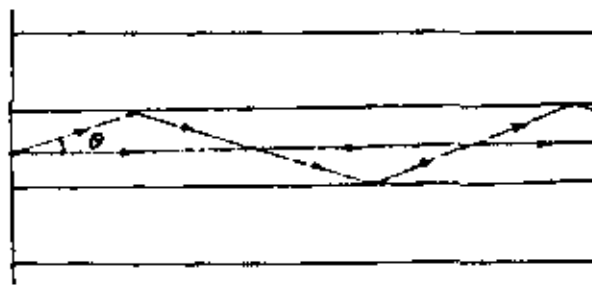
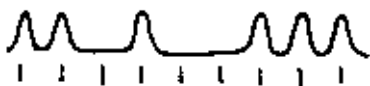
$$\theta = 90^\circ - \phi$$

* La longitud de la trayectoria seguida por un rayo meridional, y por lo tanto su tiempo de tránsito, son una función del ángulo que forma el rayo con el eje de la fibra.

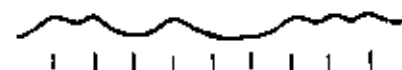
* El retraso que se produce entre los diferentes rayos meridionales que se propagan en la fibra reducen la capacidad de información de la fibra.

* El retraso entre los rayos meridionales origina que los pulsos de luz que son generados en el emisor a medida que viajan a lo largo de la fibra se ensanchen y eventualmente se traslapan, lo cual incrementa los errores en la etapa receptora.

Pulsos a la entrada



Pulsos a la salida



* A este último fenómeno se le conoce como "dispersión modal" (o intermodal)

* El ensanchamiento del pulso debido a la dispersión modal es

$$\tau_H = T \Delta$$

lo cual representa la diferencia entre el tiempo de tránsito $T_{max} = T(1 + \Delta)$ a lo largo de la trayectoria mas larga $[\theta = \theta_c = 90^\circ - \phi_c]$ y el tiempo de tránsito $T = (\frac{L}{c}) n_1$ a lo largo de la trayectoria mas corta.

- * Para reducir el efecto de la dispersión modal en fibras ópticas de índice escalonado, se hace que la diferencia entre el índice de refracción del núcleo y del revestimiento sea muy pequeña, lo cual da como resultado que el ángulo crítico tome valores grandes (arriba de 80°) y que los rayos que viajan reflejándose en el núcleo sean casi paralelos al eje.
- * En fibras ópticas utilizadas para comunicaciones, la diferencia fraccional de los índices de refracción, Δ , puede oscilar entre los valores de 0.007 a 0.02.

Ejemplo

Sea $\Delta = 0.01$ y $n_1 = 1.458$

Angulo crítico

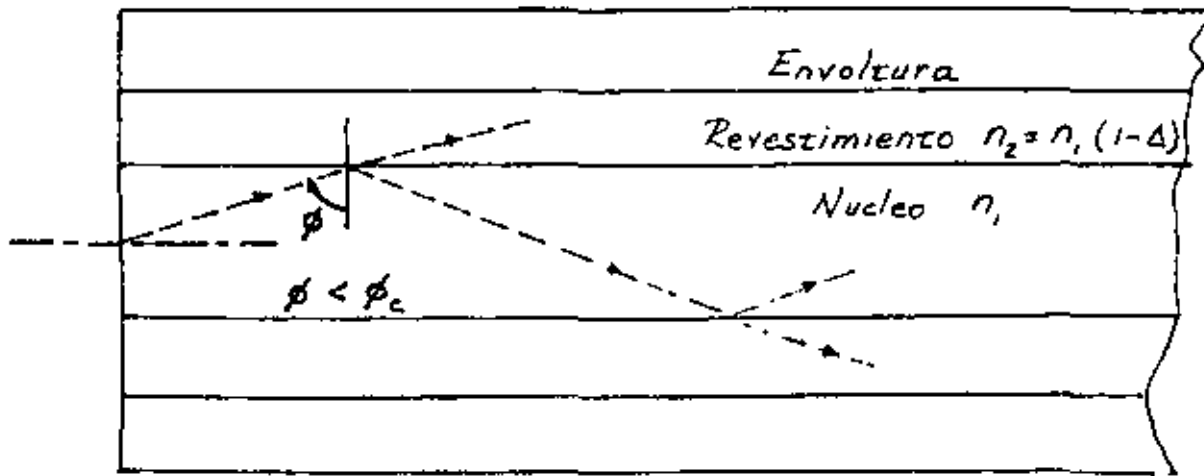
$$\phi_c = \sin^{-1}(1 - \Delta) = \sin^{-1}(0.99)$$

$$\phi_c = 81.89^\circ$$

Ensanchamiento debido a la dispersión modal.

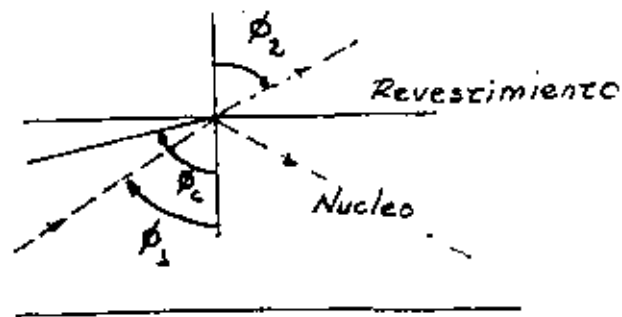
$$\tau_M = T \Delta = \left(\frac{L}{c}\right) n_1 \Delta$$

$$\frac{\tau_M}{L} = \frac{n_1 \Delta}{c} = \frac{1.458 (0.01)}{3 \times 10^8} = 48.6 \frac{n \text{ seg}}{\text{Km.}}$$



$$\frac{\text{sen } \phi_1}{\text{sen } \phi_2} = \frac{n_2}{n_1} = 1 - \Delta$$

$$\phi_2 = \text{sen}^{-1} \left[\frac{\text{sen } \phi_1}{1 - \Delta} \right]$$



$$r_{\perp} = \frac{\cos \phi_1 - \sqrt{(1-\Delta)^2 - \text{sen}^2 \phi_1}}{\cos \phi_1 + \sqrt{(1-\Delta)^2 - \text{sen}^2 \phi_1}}$$

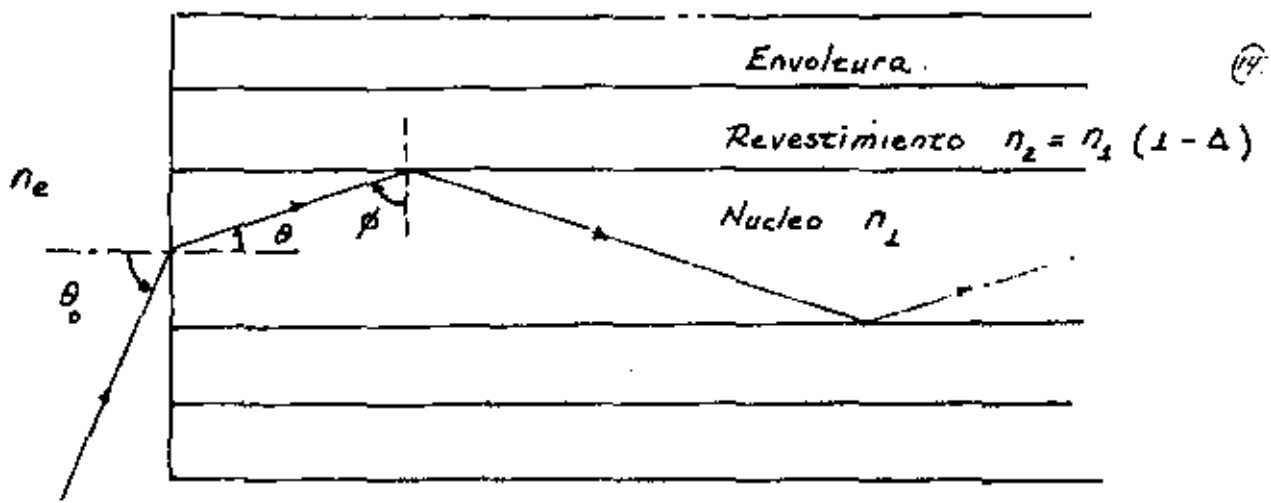
$$r_{\parallel} = \frac{(1-\Delta)^2 \cos \phi_1 - \sqrt{(1-\Delta)^2 - \text{sen}^2 \phi_1}}{(1-\Delta)^2 \cos \phi_1 + \sqrt{(1-\Delta)^2 - \text{sen}^2 \phi_1}}$$

Para $\Delta = 0.01$

$$\phi_c = 81.89^\circ$$

ϕ_1	ϕ_2	r_{\perp}	r_{\parallel}
80°	84.12°	0.26	0.25
70°	71.65°	0.046	0.036
60°	61.01°	0.020	0.010
50°	50.69°	0.012	0.002
40°	40.48°	0.009	-0.001
30°	30.33°	0.007	-0.003
20°	20.21°	0.006	-0.004
10°	10.10°	0.005	-0.005

Como se puede observar de la tabla, para ángulos menores que el crítico los coeficientes de reflexión son pequeños.



$$\frac{\text{sen } \theta_0}{\text{sen } \theta} = \frac{n_1}{n_e}$$

Para que los rayos de luz sean guiados:

$$\text{sen } \phi = \text{cos } \theta \geq \text{sen } \phi_c$$

donde

$$\text{sen } \phi_c = \frac{n_2}{n_1}$$

Combinando estas 3 últimas expresiones se llega a que:

$$\theta_0 \leq \text{sen}^{-1} \frac{\sqrt{n_1^2 - n_2^2}}{n_e}$$

$$\theta_0 \leq \text{sen}^{-1} \frac{n_1 \sqrt{2\Delta - \Delta^2}}{n_e}$$

como Δ es pequeña

$$\theta_0 \leq \text{sen}^{-1} \frac{n_1 \sqrt{2\Delta}}{n_e}$$

$$\theta_m = [\theta_0]_{\text{max}} = \frac{\sqrt{n_1^2 - n_2^2}}{n_e} = \text{sen}^{-1} \frac{n_1 \sqrt{2\Delta}}{n_e}$$

Máximo Ángulo de Aceptación
(Maximum Acceptance Angle)

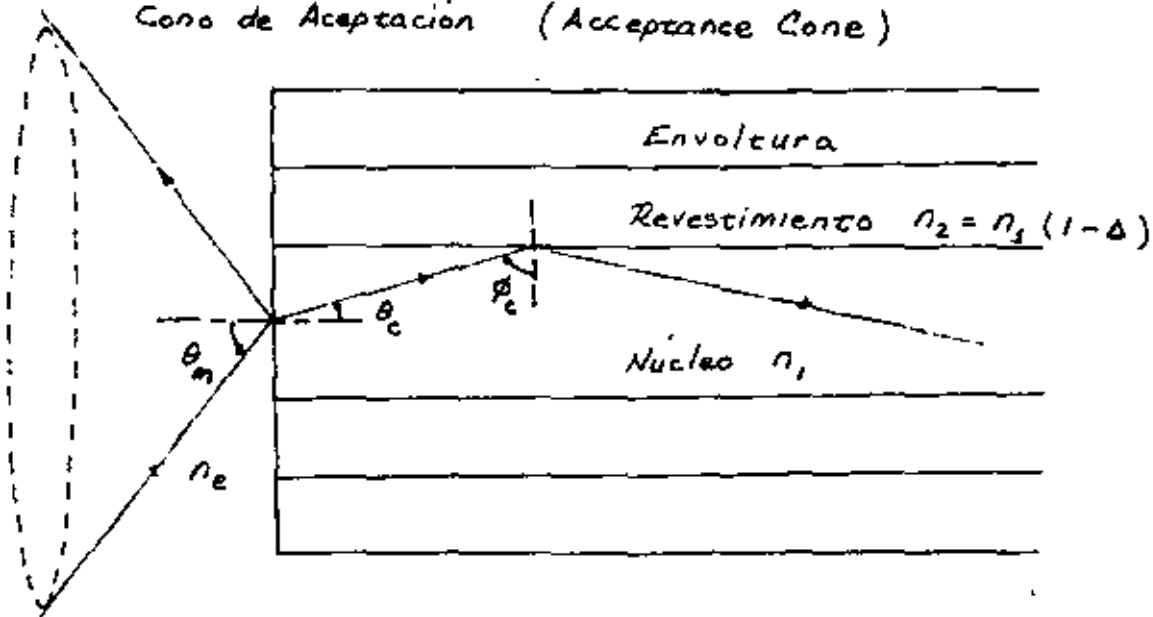
θ_m

$$NA = \text{sen } \theta_m = \frac{\sqrt{n_1^2 - n_2^2}}{n_e} = \frac{n_1 \sqrt{2\Delta}}{n_e}$$

Apertura Numérica
(Numerical Aperture)

NA

Cono de Aceptación (Acceptance Cone)



Ejemplo:

Fibra óptica situada en el aire

$n_1 = 1.485$, $\Delta = 0.01$ y $n_e = 1$ (aire)

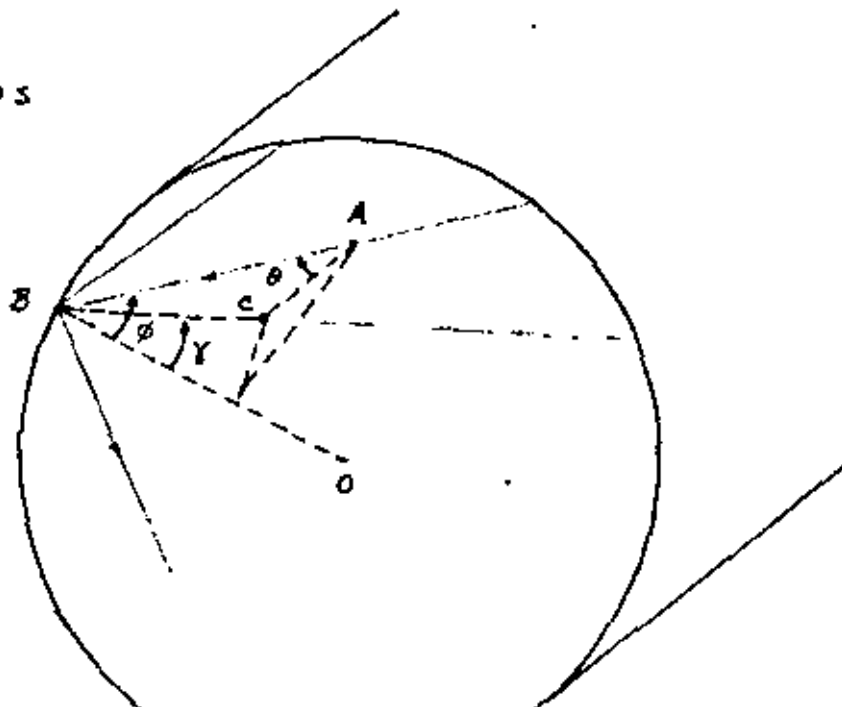
$$\theta_m = \sin^{-1} \frac{n_1 \sqrt{2\Delta}}{n_e} = \sin^{-1} \frac{1.485 \sqrt{0.02}}{1}$$

$$\theta_m = 12.12^\circ$$

$$NA = \sin \theta_m = \frac{n_1 \sqrt{2\Delta}}{n_e} = \frac{1.485 \sqrt{0.02}}{1}$$

$$NA = 0.21$$

Rayos Oblicuos



$$\cos \phi = \sin \theta \cos \gamma \quad (16)$$

La condición para que ocurra una reflexión interna para rayos oblicuos es:

$$\sin \phi \geq \sin \phi_c$$

donde:

$$\sin \phi_c \geq \frac{n_2}{n_1}$$

Combinando las 3 últimas ecuaciones se obtiene que:

$$n_1 \sin \theta \cos \gamma \leq \sqrt{n_1^2 - n_2^2}$$

ó con respecto al ángulo de entrada θ_0

$$n_e \sin \theta_0 \cos \gamma \leq \sqrt{n_1^2 - n_2^2}$$

$$\sin \theta_0 \cos \gamma \leq \frac{\sqrt{n_1^2 - n_2^2}}{n_e}$$

$\gamma \rightarrow 0$ rayos oblicuos \rightarrow rayos meridionales

- * La fibra permite la propagación de rayos oblicuos que forman con el eje un ángulo θ mucho mayor que el ángulo crítico θ_c ($90^\circ - \phi_c$) de los rayos meridionales
- * En el caso de rayos oblicuos, θ está limitada por la condición de refracción a la entrada. Para una incidencia rasante ($\theta_0 = 90^\circ$) θ toma el valor límite

$$\theta_{\text{lim}} = \sin^{-1} \frac{n_e}{n_1}$$

el cual es mayor que el valor crítico θ_c ($90^\circ - \phi_c$) para rayos meridionales.

Dentro del núcleo de la fibra se puede hacer la distinción entre 3 clases de rayos: guiados, con fugas y no guiados (guided, leaky, unguided)

Rayos guiados ← son los más importantes

$$0 \leq \theta \leq \theta_c$$

γ - puede tomar cualquier valor en el intervalo $0 \leq \gamma \leq \frac{\pi}{2}$

$\gamma = 0$ rayo meridional

$\gamma = \frac{\pi}{2}$ rayo que viaja a lo largo de la frontera núcleo - revestimiento ($\theta = 0$)

Rayos con fugas

$$\theta_c < \theta \leq \theta_{lim}$$

$$\gamma_{lim} \leq \gamma \leq \frac{\pi}{2} ; \quad \gamma_{lim} = \cos^{-1} \left[\frac{\sin \theta_c}{\sin \theta} \right]$$

Si la frontera núcleo - revestimiento fuera plana estos rayos serían reflejados totalmente, pero como no lo es, estos rayos son reflejados parcialmente.

Rayos no guiados

$$\theta_c < \theta \leq \theta_{lim}$$

$$\gamma < \gamma_{lim}$$

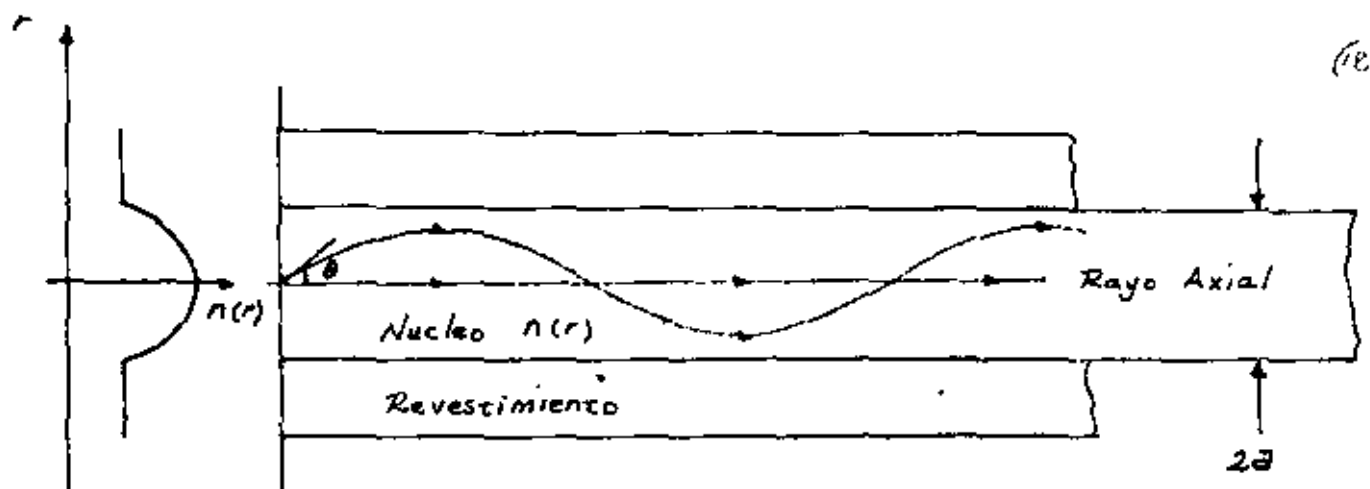
Ejem: Para una fibra óptica con los siguientes parámetros.

$n_1 = 1.458$, $\Delta = 0.01$, $n_2 = 1$ (aire), se tiene que:

$$\theta_c = 81.89^\circ$$

$$\theta_{lim} = 8.11^\circ$$

Fibra Optica de Indice Gradual. (análisis por Optica Geométrica)

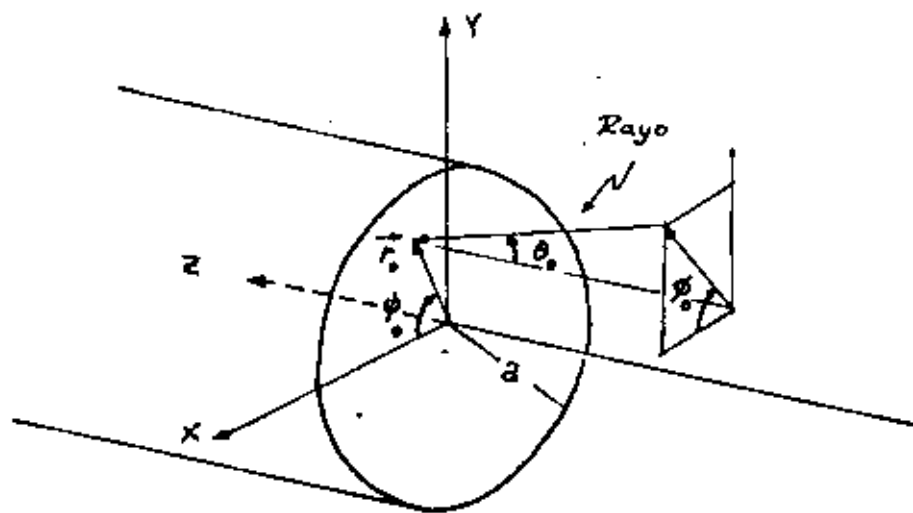


- * El índice de refracción decrece monotonamente en la dirección radial de acuerdo a una ley de potencias

$$n(r) = n(0) \left[1 - 2\Delta \left(\frac{r}{a} \right)^g \right]^{1/2}$$

para $g = \infty$ la fibra tiene un perfil de índice escalonado,
para $g = 2$ el perfil del índice es parabolico

- * Un rayo que penetre en el núcleo con un cierto ángulo θ viajara hacia regiones de un índice de refracción mas bajo siendo de esta manera refractado hacia el eje del núcleo. A pesar de que el rayo recorre una trayectoria larga, su velocidad es mayor en la regiones de índice de refracción mas bajo, lo cual da como resultado que el tiempo de llegada sea casi igual al del rayo axial. Con este tipo de fibra se puede reducir la dispersión modal.



La ecuación del camino del rayo dentro de la fibra esta dado por :

$$z = \int_{r_0}^r \frac{\cos \theta_0 \, dr}{\left\{ \left[\frac{n(r)}{n_0} \right]^2 + \left[1 - \frac{r_0}{r} \right] (x_0 \sin \theta_0 \sin \phi_0 - y_0 \sin \theta_0 \cos \phi_0) - \cos^2 \theta_0 \right\}^{1/2}}$$

La trayectoria del rayo queda especificada una vez conocida la distribución del índice de refracción, $n(r)$, y los parámetros iniciales del rayo x_0 , y_0 , θ_0 y ϕ_0 . En la ecuación $n_0 = n(r_0)$

Considerando el caso de un rayo meridional, para el cual

$y_0 = \phi_0 = 0$ y $x_0 = r_0$, se tiene

$$z = \int_{r_0}^r \frac{\cos \theta_0 \, dr}{\left\{ \left[\frac{n(r)}{n_0} \right]^2 - \cos^2 \theta_0 \right\}^{1/2}}$$

Seleccionando una distribución

$$n(r) = n_0 \left[1 - 2\Delta \left(\frac{r}{a} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (17)$$

Al sustituirla en la ecuación para el camino del rayo y evaluar la integral, se obtiene la coordenada radial del rayo en función de la posición:

$$r = C \operatorname{sen} \left[\frac{\sqrt{2\Delta}}{n_0 \cos \theta_0} \left(\frac{z}{a} \right) \right]$$

donde

$$C = \frac{a n_0 \cos \theta_0}{\sqrt{2\Delta}} \left[\frac{1}{\cos^2 \theta_0 \left[1 - 2\Delta \left(\frac{r_0}{a} \right)^2 \right]} - 1 \right]^{1/2}$$

El rayo es periódico en z con un periodo

$$\Delta = \frac{2\pi a \cos \theta_0}{\sqrt{2\Delta}} \left[1 - 2\Delta \left(\frac{r_0}{a} \right)^2 \right]^{1/2}$$

* El periodo depende de la posición de entrada r_0 y del ángulo de entrada θ_0 , por lo tanto es diferente para cada rayo meridional.

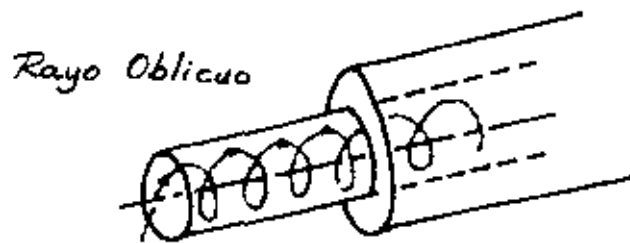
* Se puede observar que la distribución $n(r)$ considerada no es capaz de enfocar todos los rayos simultáneamente, y por lo tanto existiran retardos entre los diferentes rayos meridionales al llegar a su destino.

* La apertura numérica, NA , de una fibra de índice gradual es

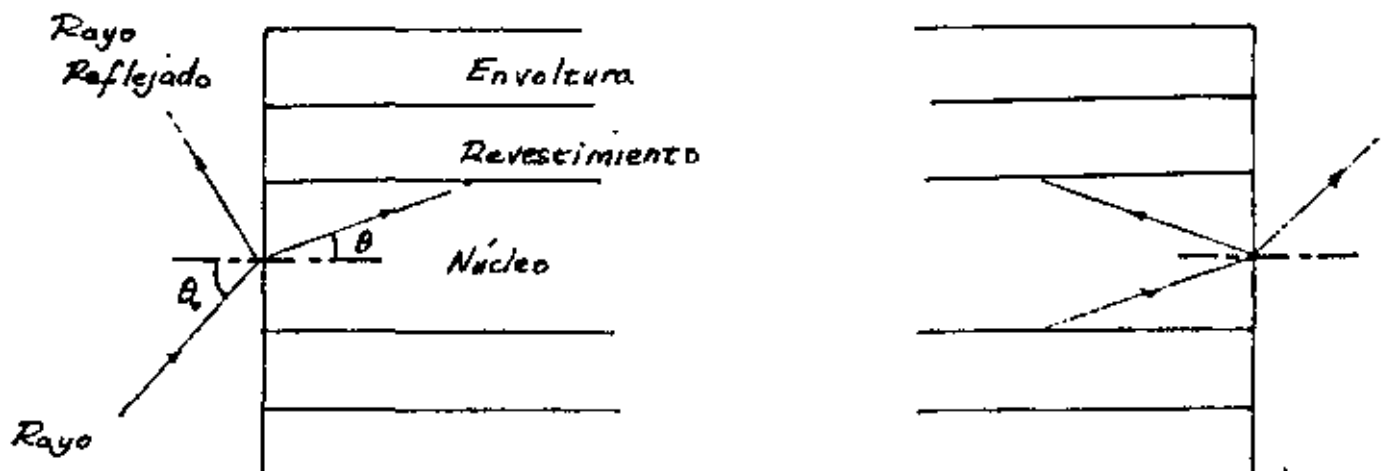
$$NA = \frac{n(0) \sqrt{2\Delta}}{n_e}$$

• y como se puede observar es independiente de ρ . n_e es el índice de refracción del medio donde esta situada la fibra.

* Al igual que en el caso de una fibra de índice escalonado, los rayos oblicuos en una fibra de índice gradual siguen trayectorias casi helicoidales. En las fibras de índice gradual también hay tres clases de rayos, pero otra vez solo los guiados son los mas importantes.



Perdidas de Reflexión de Fresnel (Fresnel Reflection Loss)



Dispersión Material

Un material de índice de refracción n es llamado dispersivo si $\frac{d^2n}{d\lambda^2} \neq 0$. Físicamente esto implica que la velocidad de fase de una onda plana que viaja en este dieléctrico varía no linealmente con la longitud de onda y consecuentemente un pulso de luz se ensancha a medida que viaja en él.

En una fibra de longitud L el ensanchamiento debido a la dispersión del material es la misma para todos los rayos e igual a:

$$\tau_m = \left(\frac{L}{c}\right) \lambda \delta\lambda \left(\frac{d^2n}{d\lambda^2}\right)$$

donde c es la velocidad de la luz en el espacio libre y $\frac{\delta\lambda}{\lambda}$ es el ancho espectral relativo de la fuente entre los puntos de $\frac{1}{e}$.

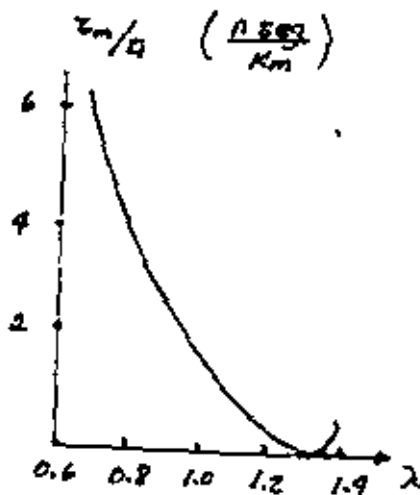
$\frac{\tau_m}{L}$ se expresa en nanosegundos por Km. Considerando un núcleo de sílice pura y un LED de Al-Ga-As para el cual típicamente

$\frac{\delta\lambda}{\lambda} = 0.04$. A $\lambda = 0.8 \mu\text{m}$, el ensanchamiento del pulso es de

$4 \frac{\text{ns}}{\text{Km}}$. La sustitución del LED por un LASER de inyección de

Al-Ga-As ($\frac{\delta\lambda}{\lambda} = 0.002$) reduce el ensanchamiento del pulso

por un factor de 20.



Dispersión guía ondas.

(93)

En una fibra multimodo de un material no dispersivo considere un modo cuya constante de propagación es β .

La velocidad de grupo del modo varía con la longitud de onda, la guía de onda es dispersiva y ensancha los pulsos transmitidos si $\frac{d^2\beta}{d\lambda^2} \neq 0$.

Equivalentemente, en óptica geométrica, si el ángulo entre el rayo que representa al modo y el eje de la fibra varía con la longitud de onda, la trayectoria del rayo y su tiempo de tránsito también varía. Sin embargo; el ensanchamiento de los pulsos debido a la dispersión guía onda es en general despreciable comparada con la provocada por la dispersión del material.

$$\begin{aligned} \nabla \times \vec{H} &= \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} & \nabla \cdot \vec{D} &= 0 \\ \nabla \times \vec{E} &= -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} & \nabla \cdot \vec{B} &= 0 \end{aligned}$$

Ecuaciones de Maxwell



$$\begin{aligned} \vec{D} &= \epsilon \vec{E} \\ \vec{B} &= \mu \vec{H} \end{aligned}$$

Relaciones
CONSTITUTIVAS

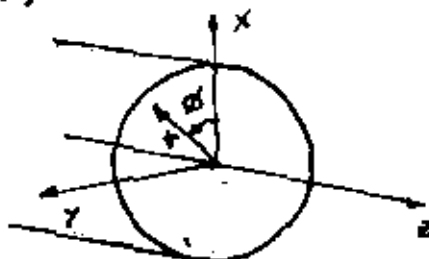


$$\nabla^2 \phi = \mu \epsilon \frac{\partial^2 G}{\partial t^2}$$

Ecuación de Onda
Escalar

Utilizando coordenadas cilíndricas (r, ϕ, z)

$$\left. \begin{matrix} E_r \\ E_\phi \\ H_r \\ H_\phi \end{matrix} \right\} \text{ se hacen funciones de } E_z \text{ y } H_z$$



Se resuelve la ecuación de onda para E_z y H_z , considerando que:

$$\begin{bmatrix} E_z \\ H_z \end{bmatrix} = F(r) e^{j\nu\phi} e^{-j\beta z}$$

ν - es un entero

La ecuación diferencial resultante para $F(r)$ es:

$$\frac{\partial^2 F(r)}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial F(r)}{\partial r} + \left(\kappa^2 - \beta^2 - \frac{\nu^2}{r^2} \right) F(r) = 0$$

κ - cte de propagación en la región $\frac{2\pi n}{\lambda}$; n - índice de refracción

β - cte de propagación en la dirección z

Fibra Óptica de Índice Escalonado (Soluciones Exactas)

$r < a$ (núcleo) $F(r)$ - Función de Bessel de primera clase y orden ν

$$\begin{bmatrix} E_z \\ H_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A \\ B \end{bmatrix} J_\nu(ur) e^{j\nu\phi} e^{-j\beta z}$$

$$U^2 = \kappa_1^2 - \beta^2; \quad \kappa_1 = \frac{2\pi n_1}{\lambda}$$

U - cte de propagación radial

$r > a$ (revestimiento)

$F(r)$ - Función de Hankel modificada de orden ν

$$\begin{bmatrix} E_z \\ H_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C \\ D \end{bmatrix} K_\nu(wr) e^{j\nu\phi} e^{-j\beta z} \quad (6)$$

$$w^2 = \beta^2 - k_2^2 ; k_2 = \frac{2\pi n_2}{\lambda}$$

$$V^2 = a^2 (u^2 + w^2) = \left(\frac{2\pi a}{\lambda}\right)^2 (n_1^2 - n_2^2) = \left(\frac{2\pi a}{\lambda}\right)^2 n_1^2 2\Delta$$

$$V = a \sqrt{u^2 + w^2} = \frac{2\pi a}{\lambda} n_1 \sqrt{2\Delta} = \frac{\omega a n_1}{c} \sqrt{2\Delta}$$

Frecuencia Normalizada

Para que las ondas sean guiadas en el núcleo

$$k_2 \leq \beta \leq k_1$$

Obteniendo E_r, E_ϕ, H_r y H_ϕ a partir de E_z y H_z , tanto para el núcleo como el revestimiento y luego igualando las componentes tangenciales en la frontera núcleo-revestimiento, $r = a$, se obtiene una ecuación para β , denominada "eigenfunción"

$$\left[\frac{J'_\nu(ua)}{u J_\nu(ua)} + \frac{K'_\nu(wa)}{w K_\nu(wa)} \right] = \left[\frac{k_1^2 J'_\nu(ua)}{u J_\nu(ua)} + \frac{k_2^2 K'_\nu(wa)}{w K_\nu(wa)} \right]$$
$$= \nu^2 \beta \left(\frac{1}{u^2} + \frac{1}{w^2} \right)^2$$

Para una frecuencia de operación ω se determina V , Teniendo V se establece $w = \sqrt{\frac{V^2}{a^2} - u^2}$, por lo que la eigenfunción se resuelve para u dando:

$$\beta = \kappa_2 \sqrt{\left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 \left(1 - \frac{v^2 a^2}{v^2}\right)} \quad (26)$$

Variando V , se puede determinar β como una función de ω y consecuentemente se puede determinar la velocidad de fase

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} \text{ y la de grupo } v_g = \frac{d\omega}{d\beta}$$

Debido al carácter oscilatorio de las funciones de Bessel $J_\nu(u a)$, la eigenfunción admitirá un conjunto de soluciones U_μ (donde $\mu = 1, 2, 3, 4, \dots$), para cualquier valor especificado de $\nu = 0, 1, 2, 3, \dots$ y V , resultando así un conjunto de constantes de propagación axiales

$$\beta_{\nu\mu} = \kappa_2 \sqrt{\left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 \left(1 - \frac{U_\mu^2 a^2}{v^2}\right)}$$

ν - orden de la función de Bessel
 μ - μ -ésima raíz de la función de Bessel

Para cada valor de $\beta_{\nu\mu}$ esta asociada una distribución única del campo electromagnético con variaciones radiales y circunferenciales. A estas distribuciones se les denomina modos.

$$\nu = 0 \left\{ \begin{array}{l} TE_{0\mu} \quad (E_z = 0) \\ TM_{0\mu} \quad (H_z = 0) \end{array} \right.$$

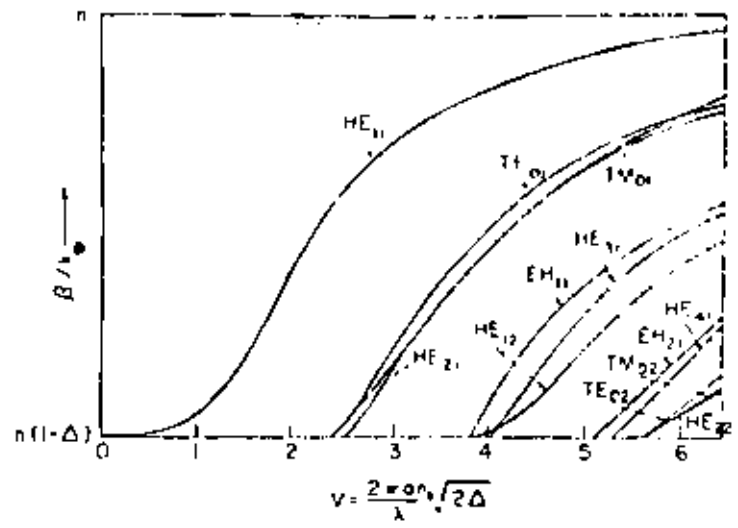
$$\nu \neq 0 \left\{ \begin{array}{l} HE_{\nu\mu} \\ EH_{\nu\mu} \end{array} \right.$$

Condiciones de corte para varios tipos de modos

$$\left. \begin{array}{l} TE_{0\mu} \\ TM_{0\mu} \end{array} \right\} J_0(U_\mu a) = 0 \quad \left. \begin{array}{l} EH_{\nu\mu} \\ HE_{\nu\mu} \end{array} \right\} J_\nu(U_\mu a)$$

Hay un modo designado HE_{11} para el cual no existe frecuencia de corte. Esto es la base para fibras monomodales. Al ajustar los parámetros de la fibra de manera que los siguientes modos más altos TE_{01} , TM_{01} y HE_{21} sean cortados, solo el modo HE_{11} se deja para que se propague: Esto sucede para.

$$V = \frac{2\pi a n_1 \sqrt{2\Delta}}{\lambda} < 2.405$$



V	Modos	Num total de modos propagantes (N)
0.2 - 0.019	HE_{11}	2
2.405 - 3.832	$TE_{01}, TM_{01}, HE_{11}$	4
3.832 - 4.119	$TE_{01}, TM_{01}, HE_{11}$	12
4.119 - 4.224	TE_{01}, TM_{01}	16
4.224 - 4.352	$TE_{01}, TM_{01}, HE_{11}$	20
4.352 - 4.412	EH_{11}, HE_{11}	24
4.412 - 4.581	$HE_{12}, TE_{02}, HE_{11}$	30
4.581 - 4.772	EH_{11}, HE_{11}	34

$$N = \frac{V^2}{2}$$



Soluciones Debilmente Guiadoras

* En una fibra - n_1 y n_2 son casi iguales, pues

$$\Delta = \frac{n_1 - n_2}{n_1} \text{ es muy pequeña}$$

* Las constantes de propagación obtenidas de la eigenfunción para los modos $HE_{\nu \pm 1, \mu}$ y $EH_{\nu - 1, \mu}$ son casi idénticas. Son iguales cuando $n_1 = n_2$

Realizando la aproximación de que $n_1 = n_2 = n$ y

$\beta = \kappa = n \cdot k_0$; donde $k_0 = \frac{2\pi}{\lambda}$ y también buscando una combinación lineal de los modos $HE_{\nu \pm 1, \mu}$ y $EH_{\nu - 1, \mu}$, se puede obtener una versión simplificada de la eigenfunción

$\frac{U J_{\nu \pm 1}(u a)}{J_{\nu}(u a)}$	$= \frac{W K_{\nu \pm 1}(w a)}{K_{\nu}(w a)}$
LP ₀₁	HE ₁₁
LP ₁₁	HE ₂₁ EH ₀₁ EH ₀₁
LP ₂₁	HE ₃₁ EH ₁₁
LP ₀₂	HE ₁₂
LP ₃₁	HE ₄₁ EH ₂₁
LP ₁₂	HE ₂₂ EH ₀₂ EH ₀₂
LP ₄₁	HE ₅₁ EH ₃₁ EH ₃₁

$$\beta = K_1 [b\Delta + 1]$$

(22)

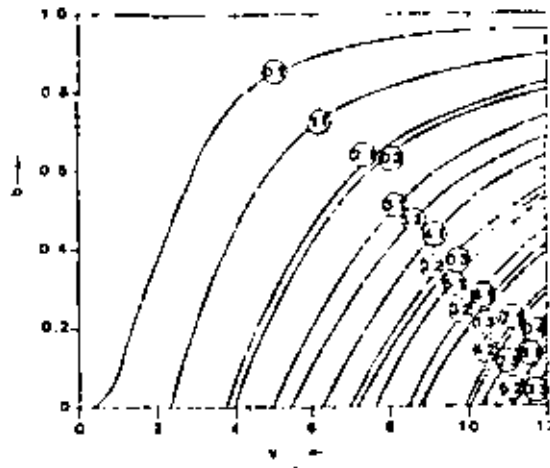
donde:

$$K_1 = n_1 K_0$$

$$b = 1 - \left(\frac{v}{v'}\right)^2$$

constante de propagación normalizada.

$$\Delta \ll 1$$



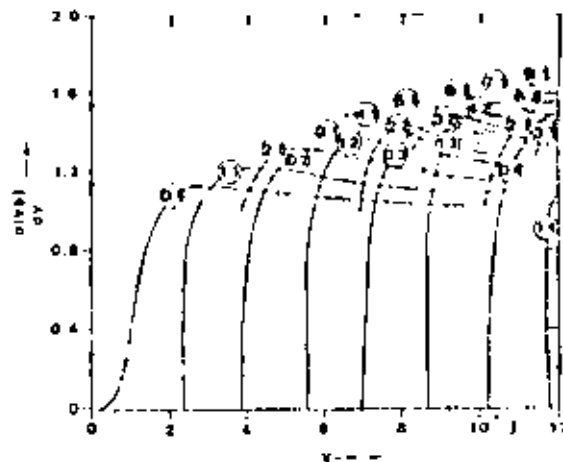
Retardo de grupo τ_g .

$$\tau_g = \tau_1 \frac{d\beta}{d\omega} = \tau_1 \frac{d}{d\omega} [b\Delta n_1 K_0 + n_1 K_0]$$

$$\tau_g = \frac{\tau_1}{c} \left[\frac{d(n_1 K_0)}{dK_0} + n_1 \Delta \frac{d(vb)}{dv} \right]$$

↑
dispersión debida al material

↑
retardo de grupo asociado con la guianza de las ondas

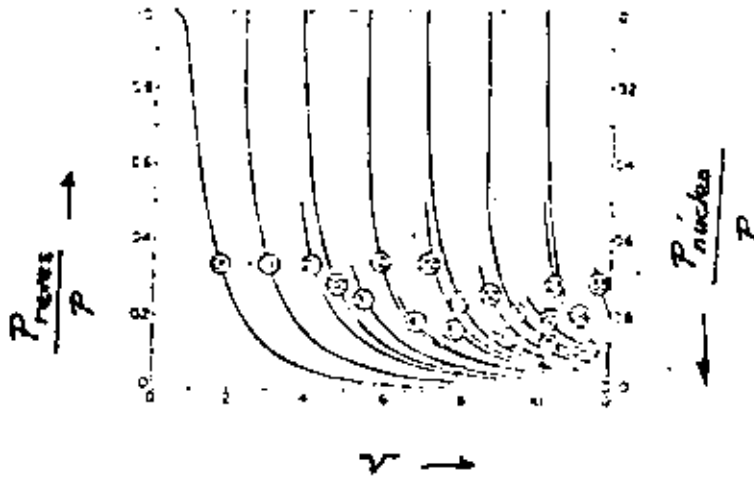


P - potencia total contenida en un modo

30

$$\frac{P_{\text{núcleo}}}{P} = 1 - \left(\frac{u}{v}\right)^2 \left(1 + \frac{J_v^2(ua)}{J_{v+1}(ua) J_{v-1}(ua)}\right)$$

$$\frac{P_{\text{remos.}}}{P} = 1 - \frac{P_{\text{núcleo}}}{P}$$





**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

TELECOMUNICACIONES VIA FIBRAS OPTICAS

CONTINUACION DEL CAPITULO 2

MARZO, 1984.

Análisis Electromagnético

Una descripción más detallada de las características de Propagación de la luz en una fibra óptica guía ondas, sólo puede ser obtenida por la solución de las ecuaciones de Maxwell. Esto nos conduce a que sólo ciertos modos -- pueden propagarse en una estructura dieléctrica particular. Si la estructura es tal que un gran número de modos pueden propagarse, esta teoría puede hacerse bastante compleja y difícil de manejar, por lo que se pueden buscar simplificaciones y aproximaciones a la teoría exacta con el fin de reducir su complejidad.

En este tema para no entrar en grandes desarrollos matemáticos simplemente se delineará el método general de análisis y sus resultados.

Teoría General.

Las ecuaciones de Maxwell, considerando un material lineal e isotrópico en el cual no hay cargas ni corrientes, se convierten en:

$$\begin{aligned}\nabla \times \vec{H} &= \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \\ \nabla \times \vec{E} &= -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}\end{aligned}$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = 0$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0$$

y las relaciones constitutivas para material serían

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E}$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H}$$

Al combinar las cuatro ecuaciones de Maxwell auxiliándose de las relaciones constitutivas y separando a los campos \vec{E} y \vec{H} en sus componentes, se llega a la ecuación de onda escalar:

$$\nabla^2 G = \epsilon \frac{\partial^2 G}{\partial t^2} \quad - (45)$$

donde, G representa cada componente de \vec{E} y \vec{H} :

Utilizando un sistema de coordenadas cilíndricas (r, θ, Z) - donde el eje Z es coaxial con el eje de la fibra óptica y desarrollando las ecuaciones de rotacional en coordenadas cilíndricas, se obtiene dos conjuntos de tres ecuaciones diferenciales donde las componentes de \vec{E} y \vec{H} está en función de una y otra. Estas ecuaciones se pueden resolver para las coordenadas transversales E_r, E_θ, H_r y H_θ en términos de E_z y H_z . Si se buscan soluciones que sean armónicas en el tiempo y con Z,

$$\begin{bmatrix} E \\ H \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E(r, \theta) \\ H(r, \theta) \end{bmatrix} e^{j(\omega t - \beta Z)} \quad - (46)$$

donde β es la componente en Z de la constante de propagación (vector de propagación), las ecuaciones para las componentes del campo transversal pueden ser escritas como:

$$E_r = -\frac{j}{k} \left[\beta \frac{\partial E_z}{\partial r} + \frac{\mu \omega}{r} \frac{\partial H_z}{\partial \theta} \right] \quad - (47)$$

$$E_\theta = -\frac{j}{k} \left[-\frac{\beta}{r} \frac{\partial E_z}{\partial \theta} - \mu \omega \frac{\partial H_z}{\partial r} \right] \quad - (48)$$

$$H_r = -\frac{j}{k} \left[\beta \frac{\partial H_z}{\partial r} - \frac{\mu \omega}{r} \frac{\partial H_z}{\partial \phi} \right] \quad (49)$$

$$H_\phi = -\frac{j}{k} \left[\frac{\beta}{r} \frac{\partial H_z}{\partial r} + \epsilon \omega \frac{\partial E_z}{\partial r} \right] \quad (50)$$

donde

$$k^2 = k^2 - \beta^2 = \left(\frac{2\pi n}{\lambda} \right)^2 - \beta^2 \quad (51)$$

k - componente en r de la constante de propagación

$K = K_0 n$ - constante de propagación en la región

$K_0 = \frac{2\pi}{\lambda}$ constante de propagación en el espacio libre.

n - índice de refracción de la región.

λ - longitud de onda en el espacio libre.

β - componente en Z de la constante de propagación.

La ecuación de onda escalar debe ser ahora resuelta para E_z y H_z para completar la solución. La ecuación (45) se expresa en coordenadas cilíndricas.

$$\frac{\partial^2 G}{\partial r^2} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 G}{\partial \phi^2} + \frac{\partial^2 G}{\partial z^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial G}{\partial r} = -\omega^2 \mu \epsilon G \quad (52)$$

donde G en este caso es E_z ó H_z y se separa las variables de estas componentes de los campos \vec{E} y \vec{H} en la forma:

$$\begin{bmatrix} E_z \\ H_z \end{bmatrix} = F(r) e^{j\nu\phi} e^{-j\beta z} \quad (53)$$

De las ecuaciones diferenciales para θ se encuentra que ν debe ser un entero para asegurar una periodicidad azimuthal.

Después se encontrará que $-\mu \leq \nu \leq \mu$, donde μ es un entero que especifica el número de modos radiales.

La ecuación diferencial resultante para $F(r)$ es:

$$\frac{\partial^2 F(r)}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial F(r)}{\partial r} + \left(k^2 - \beta^2 - \frac{\nu^2}{r^2} \right) F(r) = 0 \quad (54)$$

Esta ecuación debe ser resuelta para β y $F(r)$ en función de las condiciones de frontera en la región específica de la fibra.

Fibra de Índice Escalonado, (Núcleo Homogéneo)

Soluciones Exactas

Una de las distribuciones de índices de refracción para la cual la ecuación (54) puede ser resuelta, es aquella de un núcleo homogéneo de índice de refracción n_1 y radio a , rodeado por un revestimiento infinito de índice de refracción $n_2 = n_1 (1 - \Delta)$. Lo cual representa la fibra de índice escalonado considerada anteriormente en el análisis por óptica geométrica, en cuyo caso la solución son funciones de Bessel, seleccionadas apropiadamente para asegurar una $F(r)$ finita en $r = 0$ y $F(r) \rightarrow 0$ a medida que $r \rightarrow \infty$.

Para $r < a$ (región del núcleo), la solución para $F(r)$ son funciones de Bessel de primera clase y orden ν de manera que:

$$\begin{bmatrix} E_z \\ H_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A \\ B \end{bmatrix} J_\nu(ur) e^{j\nu\phi} e^{-j\beta z} \quad (55)$$

donde $u^2 = (k_1^2 - \beta^2)$, $k_1 = \frac{2\pi n_1}{\lambda}$, y A y B son constantes

arbitrarias. Para la región $r > a$ (revestimiento) se deben utilizar funciones de Hankel modificados

$$\begin{bmatrix} E_z \\ H_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C \\ D \end{bmatrix} K_\nu(wr) e^{j\nu\phi} e^{-j\beta z} \quad (56)$$

donde $w^2 = \beta^2 - k_2^2$, $k_2 = \frac{2\pi n_2}{\lambda} = \frac{2\pi n_1(1-\Delta)}{\lambda}$ y C y D son otra vez constantes.

La cantidad.

$$V^2 = a^2 (u^2 + w^2) = \left(\frac{2\pi a}{\lambda}\right)^2 (n_1^2 - n_2^2) = \left(\frac{2\pi a}{\lambda}\right)^2 n_1 (2\Delta - \Delta^2) \quad (57)$$

es llamada parámetro característico de la fibra y es una constante la cual proporciona una gran cantidad de información acerca de la operación de la fibra.

$$V = \frac{2\pi a}{\lambda} \sqrt{n_1^2 - n_2^2} = \frac{2\pi a n_1}{\lambda} \sqrt{2\Delta - \Delta^2} = \frac{2\pi f a n_1}{c} \sqrt{2\Delta - \Delta^2} = \frac{\omega a n_1}{c} \sqrt{2\Delta - \Delta^2}$$

se le denomina frecuencia normalizada.

Hay algunas observaciones que pueden hacerse sobre las ecuaciones (55) y (56). A medida que $\omega r \rightarrow \infty$, $K_0 \approx e^{-\omega r}$. Para un comportamiento apropiado a media que $r \rightarrow \infty$, $w > 0$. Esto implica que $\beta \geq K_2$. La igualdad representa la condición de corte en cuyo punto la propagación ya no es oscilatoria y limitada a la región del núcleo. Dentro del núcleo, u debe ser real, por lo tanto $K_1 > \beta$. De esta manera se encuentra la variación permitida de la constante de propagación para soluciones limitadas.

$$K_2 \leq \beta \leq K_1 \quad - \quad (58)$$

La solución exacta para β debe venir al satisfacer las condiciones de frontera para las componente tangenciales de E y H , las cuales deben ser continuas en la frontera $r=a$. Esta condición da cuatro ecuaciones homogéneas en las constantes desconocidas A , B , C y D . Sólo si el determinante de los coeficientes desaparece existirá una solución. Después mucha álgebra esto resulta en la ecuación para β (denominada eigenfunción).

$$\left[\frac{J'_v(ua)}{u J_v(ua)} + \frac{K'_v(wa)}{w K_v(wa)} \right] \left[\frac{K_2^2 J'_v(ua)}{u J_v(ua)} + \frac{K_2^2 K'_v(wa)}{w K_v(wa)} \right] = V^2 \beta \left(\frac{1}{u^2} + \frac{1}{w^2} \right)^2 \quad - \quad (59)$$

Las primas indican derivadas con respecto al argumento. Cuando la ecuación es resuelta para β , solo se buscan valores discretos limitados para los valores permitidos en la ecuación (59).

Para un valor dado de V , se tiene que $w = \sqrt{V^2 - u^2}$ por lo que la eigenfunción puede ser resuelta para u dando

$$\beta = \kappa_2 \sqrt{\left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 \left(1 - \frac{u^2}{v^2}\right)} \quad (60)$$

Variando v , se puede determinar β como una función de ω y consecuentemente la velocidad de fase;

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} \quad (61)$$

y la de grupo;

$$v_g = \frac{d\omega}{d\beta} \quad (62)$$

de la onda propagante

Debido al carácter oscilatorio de las funciones de Bessel $J_\nu(u a)$, la eigenfunción admitirá un conjunto de soluciones U_μ (donde $\mu = 1, 2, 3, 4, 5, 6, \dots$), para cualquier valor especificado de $\nu = 0, 1, 2, 3, \dots$ y v , resultando así un conjunto de constante de propagación axiales

$$\beta_{\nu\mu} = \kappa_2 \sqrt{\left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 \left(1 - \frac{u_{\nu\mu}^2}{v^2}\right)}$$

ν = Orden de la función de Bessel.

μ = énesima raíz de la función de Bessel.

sujetas a la restricción de que $\beta_{\nu\mu} \geq \kappa_2$

A cada valor de $\beta_{\nu\mu}$ esta asociada una distribución única con variaciones radiales y circunferenciales que toma el campo electromagnético. A estas distribuciones de les denomina modos.

Considere el caso en que $\nu = 0$. En este caso, los campos se separan en modos $TM_{0\mu}$ ($H_z = 0$) y modos $TE_{0\mu}$ ($E_z = 0$) como en

el caso de un cilindro conductor. Ya que $\nu = 0$ los modos son radialmente simétricos. Estos modos corresponden a una densidad uniforme a una densidad ángulo discreto con respecto al eje Z .

Para $\nu \neq 0$ la situación es mas compleja, pues aparecen modos híbridos, designados por $HE_{\nu\mu}$ y $EH_{\nu\mu}$, debido a que E_z y H_z son diferentes de cero. La designación $HE_{\nu\mu}$ ó $EH_{\nu\mu}$ es dada dependiendo de si H_z ó E_z realizan una mayor contribución al campo transversal.

Un parámetro importante de los modos es la frecuencia de corte, la cual se obtiene cuando $\beta_{p\mu} = 0$. Las siguientes ecuaciones dan las condiciones de corte para varios tipos de modos.

$$\left. \begin{array}{l} TE_{0\mu} \\ TM_{0\mu} \end{array} \right\} J_0(U_\mu a) = 0$$

$$\left. \begin{array}{l} EH_{\nu\mu} \\ HE_{1\mu} \end{array} \right\} J_\nu(U_\mu a)$$

$$\left. \begin{array}{l} HE_{\nu\mu} \end{array} \right\} (n^2 + 1) J_\nu(U_\mu a) = \left(\frac{U_\mu a}{\nu - 1} \right) J_{\nu-1}(U_\mu a) \quad (65)$$

Hay un modo designado HE_{11} , para el cual no existe frecuencia de corte. Esto es la base para fibras monomodales. Al ajustar los parámetros de la fibra de manera que los siguientes modos más altos TE_{01} , TM_{01} , HE_{21} sean cortados, solo el HE_{11} se deja para que propague. Este sucede para:

$$V = \frac{2\pi na}{\lambda} \sqrt{2\Delta - \Delta^2} < 2.405 \quad (66)$$

A continuación se muestra una gráfica de la constante de propagación normalizada β/k_0 , para alguno de los modos de más bajo orden.

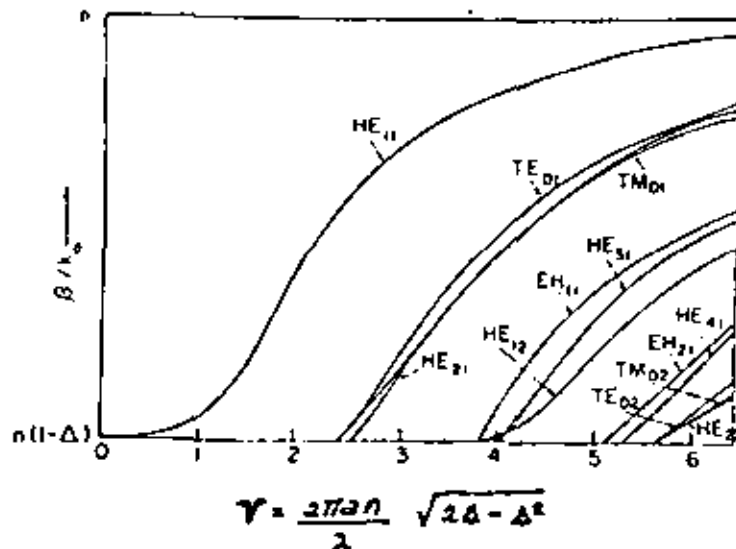


Figura 26

En la siguiente tabla se muestra el orden de aparición de los modos a medida que el tamaño del núcleo se incrementa relativamente a la longitud de onda.

T A B L A I.

Valor de V	Modos	Núm. total de modos Propagantes.
0 - 2.9048	HE_{11}	2
2.9048 - 3.8317	TE_{01} , TM_{01} , HE_{21}	6
3.8317 - 5.1356	HE_{12} , EH_{11} , HE_{31}	12
5.1356 - 5.5201	EH_{21} , HE_{41}	16
5.5201 - 6.3802	TE_{02} , TM_{02} , HE_{22}	20
6.3802 - 7.0156	EH_{31} , HE_{51}	24
7.0156 - 7.5886	HE_{13} , EH_{12} , HE_{32}	30
7.5886 - 8.9172	EH_{41} , HE_{61}	34

De la gráfica de la figura 26 se puede observar que los diversos grupos (por ejemplo TE_{01} , TM_{01} y HE_{21}) tienen diferentes configuraciones pero aproximadamente la misma constante de propagación.

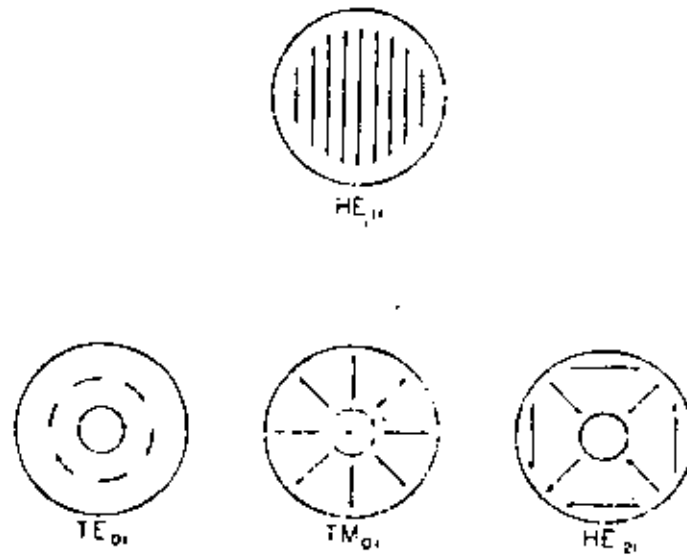


Figura 27. Distribución del Campo para los Modos de mas Bajo Orden.

A continuación se hará un breve análisis de la distribución de los campos de los modos.

Para una polarización, la ecuación (55) muestra que la componente del campo eléctrico en la dirección Z es;

$$E_z \sim J_{\nu}(U_{\mu}r) \cos \nu \theta \quad - \quad (65)$$

mientras que las componentes transversales se obtienen de la ecuación (47).

$$E_r \sim \pm J_{\nu \pm 1}(U_{\mu}r) \cos \nu \theta \quad - \quad (66)$$

$$E_{\theta} \sim J_{\nu \pm 1}(U_{\mu}r) \sin \nu \theta$$

donde el + y el - corresponden a los modos $EH_{\nu M}$ y $HE_{\nu M}$ respectivamente. El campo transversal esta dado luego por:

$$\vec{E}_t = E_r \vec{a}_r + E_{\theta} \vec{a}_{\theta} \\ \sim J_{\nu \pm 1}(U_{\mu}r) \left[\pm \cos \nu \theta \vec{a}_r + \sin \nu \theta \vec{a}_{\theta} \right] \quad - \quad (67)$$

De esta ecuación pueden ser generados los patrones de campo de los diversos modos, así como mezclas de ellos. Ya que el vector unitario del sistema coordenado cartesiano en la dirección x es:

$$-\vec{a}_x = -\cos \phi \vec{a}_r + \sin \phi \vec{a}_\phi$$

se ve, por ejemplo, que los modos HE_{11} están linealmente polarizados, con el modo HE_{11} siendo simplemente proporcional a $J_0(ur)$.

Así también, se ve que los modos $TE_{0\mu}$ y $TM_{0\mu}$ son independientes del ángulo ϕ , y por lo tanto son radialmente simétricos.

En general, el patrón del campo total obtenido será una mezcla compleja de los campos de los diferentes modos. Esto, por supuesto, da lugar a un patrón complejo de interferencia observado cuando la luz coherente se propaga a través de una guía multimodo.

No hay cercos azimutales en los campos, excepto a través de una combinación lineal de modos. Esquemáticamente, los primeros dos conjuntos de estos campos aparecen en la figura (27).

Aunque generalmente se denomina a una guía de onda donde se propaga sólo el modo HE_{11} como una guía de onda monomodal, esto no es estrictamente correcto. En la ecuación (65), el factor $\cos \psi \phi$, también pudo haberse tomado como $\sin \psi \phi$. Esto hubiera generado un campo transversal perpendicular al de la ecuación (67). Así el modo HE_{11} es realmente una combinación de dos polarizaciones mutuamente ortogonales.

Realizando un resumen de la descripción de los modos en una fibra guía de onda, se tiene que los modos confinados al núcleo consisten de modos híbridos $HE_{\nu\mu}$ y $EH_{\nu\mu}$ cada uno con dos direcciones ortogonales de polarización. Excepto por el modo HE_{11} , cada modo tiene una frecuencia de corte, a medida que la longitud de onda disminuye (ó que la frecuencia aumenta), los modos cambiarán de confinados a modos de radiación a una longitud de onda particular. El modo HE_{11} permanece confinado a medida que $\lambda \rightarrow \infty$. En corte los modos radian a lo largo de la dirección del eje de la fibra y se propagan con una velocidad C/n_2 . Lejos de corte, los modos se propagan con velocidades que se extienden de C/n_1 a C/n_2 .

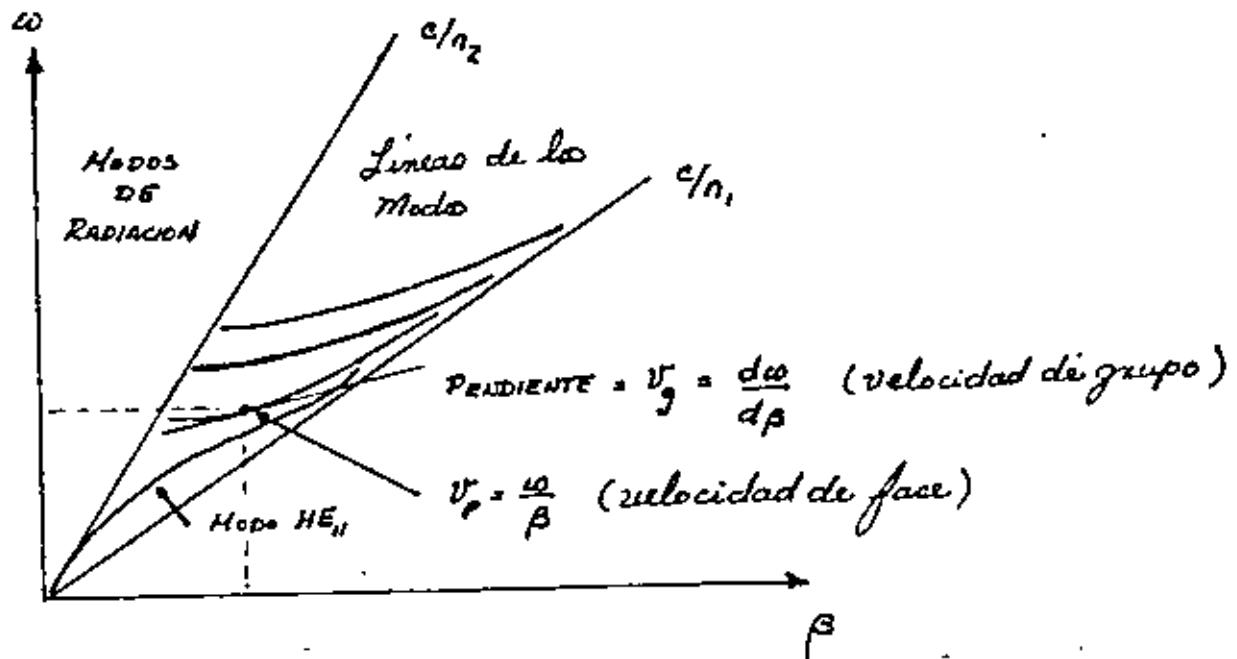


Figura 28

El número total de modos N en una fibra óptica de un núcleo con índice n_1 y revestimiento con un índice n_2 es aproximadamente $N = \frac{V^2}{2}$.

Características de las Soluciones Débilmente Guiadoras.

En una situación práctica los valores de n_1 y n_2 para una fibra son casi iguales de tal manera que Δ es muy pequeña en la ecuación $\frac{n_1 - n_2}{n_2} = \Delta$ permitiendo una aproximación tal como $n_1 = n_2 = n$ y $\beta = K = n K_0$. Esto prueba ser útil para simplificar las soluciones. Introduciendo esta aproximación, en la ecuación (59), la eigenfunción se convierte en:

$$\frac{u J_{0\pm 1}(ua)}{J_0(ua)} = \frac{w K_{0\pm 1}(wa)}{K_0(wa)} \quad (68)$$

A continuación se hará un resumen de las principales detalles que se obtienen acerca de los modos a partir de la eigenfunción sumplificada.

La ecuación eigenfunción exacta tiene el doble de soluciones que la ecuación simple. Las soluciones exactas de una fibra óptica cilíndrica se clasifican como modos $HE_{\nu\mu}$ ó $EH_{\nu\mu}$.

Las constantes de propagación de los modos $HE_{\nu\mu, \mu}$ y $EH_{\nu-1, \mu}$ son casi idénticos. Ellos se convierten exactamente en los mismos en el límite $n_1 \rightarrow n_2$.

Lor cual da origen a un caso de degenerancia. Una comparación de las soluciones de modo simplificado con las del los modos exactos muestran que los modos simplificados son realmente -- una superposición de modos $HE_{\nu\mu, \mu}$ y $EH_{\nu-1, \mu}$. La casi

degenerancia de la teoría exacta se ha convertido así en una degenerancia definitiva, y los dos modos se han unido en uno solo. Sin embargo, el número total de modos es el mismo en ambas teorías, porque se tiene una degenerancia cuatro veces ya que ambas polarizaciones y ambas alternativas de funciones seno o coseno conducen a la misma ecuación eigenfunción.

Las curvas de dispersión, que representan a las constantes de propagación como funciones de la frecuencia, son casi las mismas para los modos simplificados y exactos en el caso de fibras débilmente guadoras. Debido a las casi degenerancia de los modos HE y EH , las curvas de dispersión son casi indistinguibles. La descripción simplificada de esta manera es capaz de reproducir las características de dispersión de los modos. Esto permite estudiar el problema de la distorsión de los pulsos con el uso de la ecuación eigenfunción simplificada. También se pueden estudiar problemas de conversión de modos y pérdidas de radiación, con la ayuda de los modos simplificados. En lugar de determinar cómo cada modo HE y EH se acopla a otros modos, ahora se encuentra como las superposiciones de los modos $HE_{\nu\mu, \mu}$ y $EH_{\nu-1, \mu}$ se acoplan uno al otro

y a la radiación. Para própositos de determinar la transferencia de potencia entre los grupos de modos guiados y para el estudio de pérdidas por radiación se puede llegar a toda la información que se es requerida.

Sin embargo, a pesar de las ventajas obvias de la teoría simplificada, es prudente tener en mente que los modos simplificados no representan modos verdaderos en el sentido usual de la palabra. Aún cuando no se puede determinar este hecho del análisis aproximado, la comparasión con la teoría exacta enseña que los modos simplificados deben descomponerse a medida

que vayan a lo largo de la guía de onda. Debido a que son realmente la superposición de los modos $HE_{0+1,\mu}$ y $EH_{0-1,\mu}$,

que viajan a velocidades ligeramente diferentes; los modos simplificados cambian su forma a medida que viajan a lo largo de la guía. Esta característica de los modos simplificados se hace clara cuando se entiende que la forma del campo producido por la superposición de dos modos depende de las relaciones relativas de sus fases. Debido a sus diferentes velocidades de fase, las fases relativas de los modos $HE_{0+1,\mu}$ y $EH_{0-1,\mu}$ cambian

como una función de Z , de manera que los campos de superposición también cambian su forma. Solo después de una distancia correspondiente a una longitud de onda de batido, la relación original, y, por lo tanto, la forma del campo, se vuelve a repetir.

Los modos de aproximación se indican como modos $LP_{\nu\mu}$: el LP_{01} corresponde al HE_{11} y $LP_{\nu\mu}$ corresponde a la superposición de los modos $HE_{\nu+1,\mu}$ y $EH_{\nu-1,\mu}$.

<i>Linealmente Polarizado</i>	<i>Exacto</i>
LP_{01}	HE_{11}
	HE_{21}
LP_{11}	TE_{01}
	TM_{01}
	HE_{31}
LP_{21}	EH_{11}
LP_{02}	HE_{12}
	HE_{41}
LP_{31}	EH_{21}
	HE_{22}
LP_{12}	TE_{02}
	TM_{02}
	$HE_{2\mu}$
$LP_{1\mu}$	$TE_{0\mu}$
	$TM_{0\mu}$
$LP_{\nu\mu} (\nu \neq 0, 1)$	$HE_{\nu+1,\mu}$
	$EH_{\nu-1,\mu}$

La constante de propagación β para cada modo puede ser deducida a partir del valor calculado para cada constante de propagación normalizada b como una función de V . Esto se muestra en la figura (29). La ecuación relevante aproximada es ;

$$\beta = \kappa_z [b \Delta + 1] \quad - \quad (69)$$

donde

$$\kappa_z = n_2 k_0$$

$$b = 1 - \left(\frac{u}{V}\right)^2$$

$$\Delta \ll 1$$

La constante de propagación normalizada tiene un valor cero en corte un valor que se acerca a la unidad a medida que λ se aproxima a cero.

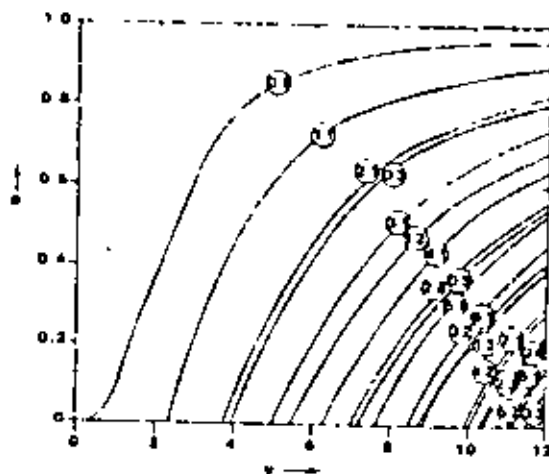


Figura 29. Constantes de propagación para los modos LP

La velocidad de grupo $v_g = \frac{d\omega}{d\beta}$ o el retardo de grupo τ_g a través de una cierta longitud en una guía de onda de longitud L se deduce como sigue:

$$\begin{aligned} \tau_g &= L \frac{d\beta}{d\omega} \\ &= L \frac{d}{d\omega} [b \Delta n_2 k_0 + n_2 k_0] \\ &= \frac{L}{c} \frac{d(n_2 k_0)}{dK} + n_2 \Delta \frac{d(\gamma b)}{d\gamma} \quad - \quad (70) \end{aligned}$$

El primer término de esta ecuación es el retardo debido a la dispersión del material, el cual es el mismo para todos los modos.

El segundo término es el retardo de grupo asociado con la guiñanza de la onda; la derivada puede ser expresada como:

$$\frac{d(\gamma b)}{d\nu} = 1 - \left(\frac{u}{\nu}\right)^2 (1 - 2\mathcal{X}) \quad - (71)$$

y se le da el nombre de retardo de grupo normalizado, donde

$$\mathcal{X} = \frac{K_{\nu}^2(\omega a)}{K_{\nu,1}(\omega a) K_{\nu,2}(\omega a)} \quad - (72)$$

En la figura 30 se muestran los valores de $\frac{d(\gamma b)}{d\nu}$ contra ν para diferentes modos.

La separación del retardo de grupo para los modos de una fibra multimodo con $\Delta \ll 1$ y $\nu \gg 1$ es aproximadamente.

$$\Delta\tau = n_1 \frac{\Delta L}{c} \left(1 - \frac{2}{\nu}\right) \quad - (73)$$

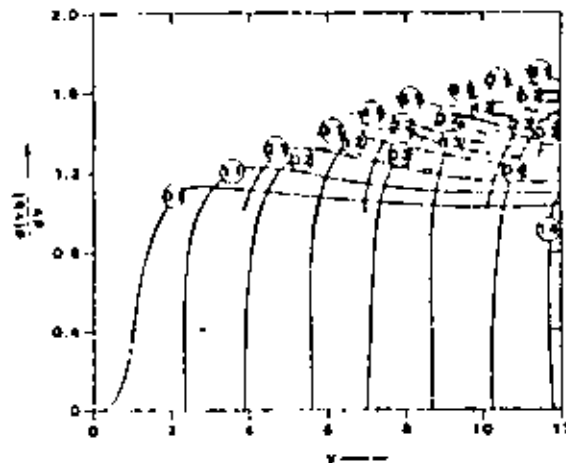


Figura 30 Retardo de grupo para los modos LP

La distribución de la potencia en la guía es importante. -- Para una potencia total P contenida en un modo, la potencia en el núcleo $P_{\text{núcleo}}$ y la potencia en el revestimiento P_{rev} son:

$$\frac{P_{\text{núcleo}}}{P} = 1 - \left(\frac{u}{v}\right)^2 (1 - \kappa) \quad 16$$

- (74)

$$\frac{P_{\text{reav}}}{P} = \left(\frac{u}{v}\right)^2 (1 - \kappa)$$

Las cantidades están gráficas en la Fig. 31. La densidad de potencia $\bar{p}(a)$ promediada sobre θ en $r = a$ es

$$\bar{p}(a) = \kappa \left(\frac{u}{v}\right)^2 \frac{P}{\pi a^2} \quad - (75)$$

La cual está gráficas en la Fig. 31. Para el modo de mas bajo orden la máxima densidad de potencia ocurre en $V = 1.8$, para modos de mas alto orden, la máxima densidad de potencia toma valores mas grandes y ocurre para valores mas grandes de V .

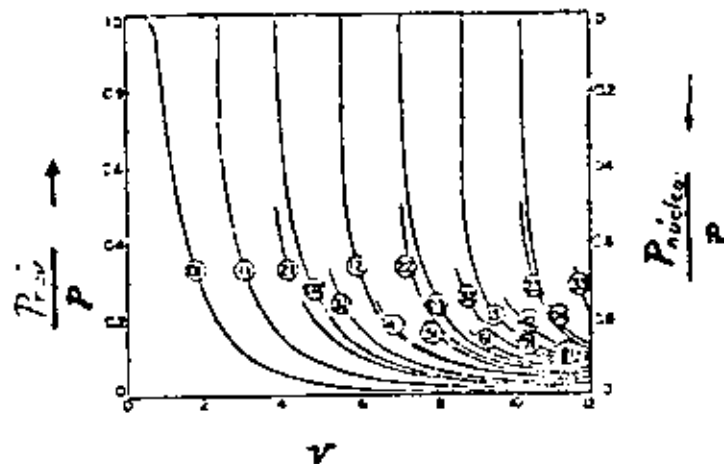


Figura 31. Porción de la potencia de los modos que se propaga en el revestimiento en función de V

La densidad de potencia en el revestimiento está dada por:

$$\bar{p}(r) = \kappa \left(\frac{u}{v}\right)^2 \frac{P}{\pi ar} e^{-2 \frac{w(r-a)}{a}} \quad - (76)$$

para $r \gg a$. Para todos los modos excepto los de mas bajo orden azimutal, la potencia decrece en el revestimiento con la distancia desde el eje, inclusive en corte.

CLASIFICACION Y PRINCIPALES CARACTERISTICAS DE FIBRAS OPTICAS.

FIBRA OPTICA MONOMODAL.

Cuando en una fibra óptica se propaga sólo el modo HE_{11} , se le conoce como fibra óptica monomodal. En un núcleo de índice escalonado esto ocurre cuando la fibra está operando a una $V < 2.405$. Las características de propagación están totalmente determinadas por las características del modo HE_{11} , para una onda óptica de una frecuencia única. La polarización del modo, sin embargo, no está restringida. Esto puede introducir variaciones en las características de propagación dependientes de la polarización a través de imperfecciones geométricas de la fibra y de la birrefringencia del material. Por otro lado, la fibra óptica monomodal ofrece la más alta capacidad para portar información en una manera predecible. Un ancho de banda de 50 GHz.Km puede ser obtenido a la longitud de onda de diseño.

En la práctica, la estructura de una fibra óptica monomodal puede tener imperfecciones significativas, en la forma de la elipticidad del núcleo y particularmente en la birrefringencia inducida por esfuerzos, lo cual puede imponer limitaciones en la capacidad para portar información. Las discontinuidades aleatorias en la forma de no-homogeneidades del material y de partículas o huecos, pueden producir una conversión de la energía guiada a modos de radiación, resultando un incremento en las pérdidas. Algunos de estos modos de radiación puede que queden atrapados dentro del revestimiento finito y se propaguen como modos en el revestimiento. En una discontinuidad subsecuente, se pueden reconvertir en una fase equivocada al modo del núcleo, produciendo así distorsión por retardo. Por esta razón las fibras ópticas monomodales deben ser diseñadas para minimizar estos efectos. Por ejemplo, el siguiente criterio de diseño podría mejorar el ancho de banda de una fibra monomodal: un control estricto en el diámetro del núcleo y la elipticidad, igualación

de los coeficientes de expansión térmica de los materiales del revestimiento y el núcleo, y un revestimiento cubierto por una de un material disipador con el mismo índice de refracción.

Para fibras de vidrio de alta-silice operando a $\lambda = 1 \text{ m}$, con un índice de refracción del núcleo de 1.47 y un revestimiento con un índice de 1.458, el máximo diámetro del núcleo para trabajar en un solo nodo está dado por la relación:

$$\frac{2\pi a}{\lambda} [n_1^2 - n_2^2]^{1/2} = 2.4$$

De esta relación el radio del núcleo, a , es para esta fibra en particular $2.04 \mu\text{m}$. Una fibra monomodal práctica puede tener la estructura mostrada en la Fig.

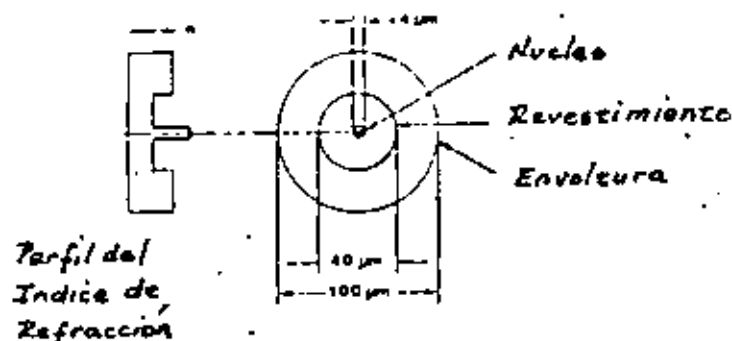


Figura 32 . Sección transversal de una fibra óptica monomodal

La limitación en la selección del espesor del revestimiento está gobernada por la necesidad de asegurar que el campo en la frontera del revestimiento sea despreciable, de manera que la fibra pueda ser manejada sin afectar las características de propagación o pueda ser revestida con una capa exterior disipadora sin que esta afecte también la propagación. El espesor requerido puede ser definido de manera precisa. En la práctica, se ha

encontrado que un espesor de 10 veces la longitud de onda puede ser adecuado cuando se trabaja a una V cercana a 2.4. Sin embargo, debido a los requisitos para controlar las pérdidas debidas a dobleces, la relación de revestimiento a núcleo se hace generalmente mucho mayor. El revestimiento que debe estar hecho de un material de bajas pérdidas es muchas veces recubierto con una envoltura de apoyo para obtener una relación grande del diámetro exterior de la fibra al diámetro del núcleo.

En fibras de alta-sílice las dispersiones de guía y del material son muchas veces de signos opuestos. Este hecho puede ser utilizado convenientemente para lograr una fibra monomodal de un ancho de banda extremadamente grande sobre la región espectral de una fuente con un ancho de banda espectral conocido.

El ancho de banda de una fibra monomodal está controlado por la característica $\frac{dv_g}{dk}$ del modo HE_{11} y la dispersión del material. Es una función de la longitud de onda de operación y el valor V .

Una fibra óptica monomodal, con un ancho de banda grande totalmente definible, es un candidato obvio para transmisiones de larga distancia y de alta capacidad.

FIBRA OPTICA MULTIMODO DE INDICE ESCALONADO.

Una fibra óptica con un núcleo de un índice de refracción uniforme que trabaja a una $V \approx 2.4$, (lo que significa que es lo suficientemente grande para que se propague un cierto número de modo), es conocida como una fibra multimodo de índice escalonado. Las características de propagación están gobernadas por los diversos modos presentes. A medida que el número de modos se incrementa, la descripción modal tiende a ser confusa en lugar de simplificarse. Por otro lado, la descripción por óptica geométrica demuestra claramente sus principales características.

Se puede ver que un incremento en el tamaño del núcleo y en la apertura numérica, incrementa la cantidad de potencia que puede ser lanzada hacia la fibra desde una fuente de luz lambertiana con un área de emisión mayor que la del núcleo de la fibra. También puede verse con facilidad que la dispersión está en función de las longitudes diferenciales que existen entre las trayectorias del rayo axial (trayectoria más corta) y la del rayo que se propaga a un ángulo cercano al ángulo crítico. Adicionalmente, el comportamiento de la fibra está influenciado por la distribución de potencia en los modos a lo largo de la fibra.

Una fibra multimodo de índice escalonado típica fabricada con vidrio de alta sílice puede tener un núcleo de $100\ \mu\text{m}$ y un diámetro exterior de $140\ \mu\text{m}$. La diferencia entre los índices de refracción del núcleo y el revestimiento se seleccionan para dar una apertura numérica de aproximadamente 0.3. Una estructura típica se muestra en la Fig.

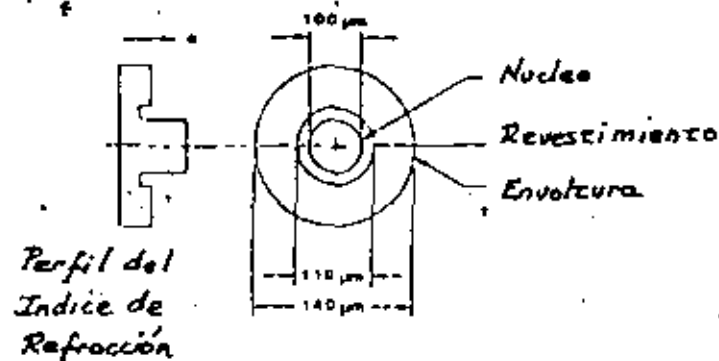


Figura 33 . Sección transversal de una fibra óptica multimodo de índice escalonado.

La selección del espesor del revestimiento es casi arbitraria, ya que la perturbación en la propagación se manifiesta más sólo en los modos de alto orden cercanos a la frecuencia de corte. En una estructura práctica la región del revestimiento algunas veces sirve como una barrera para prevenir que alguna impureza en la envoltura se difunda hacia el núcleo durante la fabricación. Es también posible hacer el revestimiento con un índice de refracción menor que el de la envoltura. Esto da como resultado un incremento de la apertura numérica.

El ancho de banda, y las características de pérdida de una fibra multimodo de índice escalonado son dependientes de la longitud, ya que las imperfecciones de la fibra y los dobleces introducidos externamente producen conversiones y redistribuciones de los modos. Los modos de más alto orden son más fácilmente convertidos a modos de radiación. En las fibras muy largas con imperfecciones estadísticamente aleatorias la distribución de los modos adquiere un estado de equilibrio. La dependencia del ancho de banda en la distancia se aproxima a $L^{1/2}$. En una posición particular a lo largo de la fibra la distribución de los modos puede variar aleatoriamente. El ancho de banda mínimo de una fibra multimodo depende sólo de la apertura numérica (NA) de la fibra y no del diámetro del núcleo. Una fibra típica de un $NA=0.25$ tiene un ancho de banda útil de cerca de 20 MHz. Es adecuada para aplicaciones de enlaces cortos.

FIBRA DE INDICE GRADUAL.

Variando radialmente el perfil del índice de refracción, se crea una fibra con capacidad de un ancho de banda mayor. Estas fibras son conocidas como fibras de índice gradual. Los perfiles de las fibras que resultan con un incremento substancial en el ancho de banda, pueden ser convenientemente representadas por perfiles de ley de potencia

$$n(r) = n_0(1 - ar^n)$$

Las características de una fibra multimodo de índice gradual pueden ser descritas con suficiente exactitud al utilizar una descripción por rayos.

Una fibra multimodo de índice gradual hecha con vidrio de alta sílice puede tener un núcleo de $50\mu\text{m}$ y diámetro exterior de $125\mu\text{m}$, con una NA máxima de aproximadamente 0,2. Una estructura se muestra en la Fig.

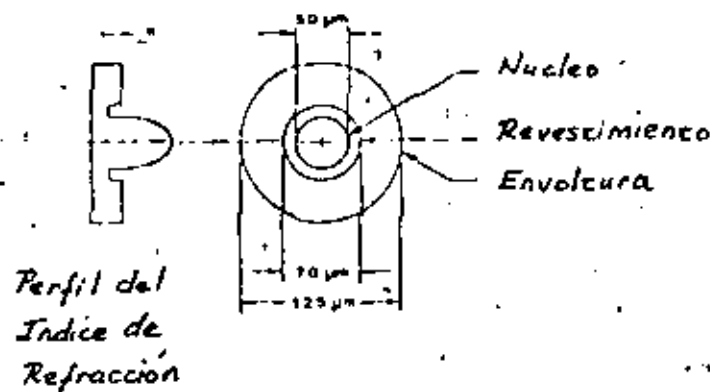


Figura 39 . . Sección transversal de una fibra óptica multimodo de índice gradual

Las limitaciones en la selección del espesor son similares al caso de la fibra de índice escalonado. Sin embargo, el índice de refracción del revestimiento puede afectar las características de ancho de banda si existe un cambio abrupto en los índices de refracción en la frontera núcleo a revestimiento.

El ancho de banda y las características de pérdida de una fibra de índice gradual son dependientes de las condiciones de excitación, de la longitud de la fibra, del ancho de línea de la fuente de luz, y de la longitud de onda central de emisión para una perfil de índice gradual. Las dependencias en las

condiciones de excitación y en la longitud de la fibra son el resultado de las imperfecciones de la fibra y de los dobleces tal como se indicó en el caso de una fibra de índice escalonado. La dependencia en el ancho de la línea y en la longitud de onda central es debida a las variaciones del índice de refracción del material con la longitud de onda.

Para un perfil dado, el ancho de banda en función de la longitud de onda es como se muestra en la Fig. , pero este puede ser modificado mediante la selección de materiales con las dispersiones de material adecuadas, con el fin de ensanchar la cúspide de la curva del ancho de banda contra longitud de onda.

El máximo ancho de banda y la agudeza de la curva son dependientes del material utilizado, de las condiciones de lanzamiento del ancho de línea de la fuente y de la longitud de la fibra y tolerancias dimensionales. La técnica de fabricación impone un ancho de banda límite de aproximadamente 1 GHz.Km. Es una fibra de alta calidad adecuada para grandes anchos de banda, y aplicable a enlaces a distancias medianas.

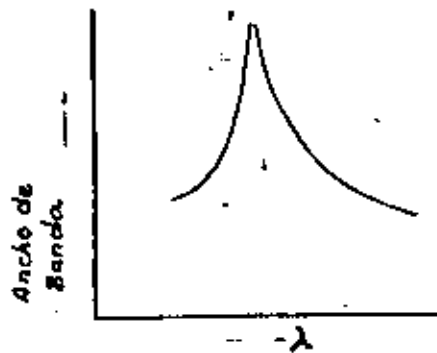


Figura 35 . El ancho de banda como una función de la longitud de onda de operación en una fibra optica de índice gradual.

2.3. ATENUACION DISTORSION Y ANCHO DE BANDA.

2.3.1. Dispersión en fibras ópticas.

Los mecanismos de dispersión en fibras ópticas son los causantes de las limitaciones de ancho de banda en estos sistemas. La dispersión se entiende básicamente como un ensanchamiento temporal del pulso óptico inyectado a lo largo de su viaje por la fibra.

Existen tres mecanismos básicos de dispersión en las fibras que son:

- a) Dispersión Intermodal.
- b) Dispersión del Material.
- c) Dispersión de Guía de Onda.

Es el efecto conjunto de estos tres fenómenos lo que determinará finalmente el ancho de banda de la fibra.

La dispersión intermodal es prácticamente independiente del ancho espectral de la fuente excitadora y depende básicamente del número de modos que viajan en la fibra y de la diferencia de velocidad entre el más rápido y el más lento.

La dispersión material y la dispersión de guía de onda son fenómenos cromáticos, es decir, dependen de la longitud de onda central y del ancho espectral de la fuente.

En fibras multimodales el factor dominante es la dispersión modal que es particularmente fuerte para la fibra de índice escalonado y mucho menor para la fibra de índice gradual.

Si se utiliza un LED como emisor el efecto del material es grande.

En fibras multimodales de índice gradual la dispersión material y modal cooperan aproximadamente con la misma proporción en la dispersión total si se usa un laser en $0.85\mu\text{m}$., sin embargo, para un laser en $1.3\mu\text{m}$. la dispersión material disminuye a un valor despreciable.

En una fibra monomodal, la dispersión modal no existe y la combinación de dispersión material y de guía de onda determinan la dispersión total que es mucho menor que en las fibras multimodales.

Para estas fibras en $\lambda = 1.27 \mu\text{m}$. la dispersión cromática cambia de signo y se elimina teóricamente con la dispersión intramodal en $\lambda = 1.3 \mu\text{m}$. El ancho de banda en éste punto es enorme.

Analicemos ahora las tres formas de dispersión.

Dispersión Intermodal.

La dispersión intermodal es el resultado de la diferencia de velocidades de viaje entre los modos que se propagan. Obtener una fórmula exacta para el valor de esta dispersión es demasiado complicado y en general no tiene sentido. Por ejemplo para una fibra de índice escalonado de $50 \mu\text{m}$. de diámetro donde se transmiten hasta 800 modos, es inútil conocer la velocidad individual de cada modo. Los métodos de óptica geométrica aproximan la multitud de modos a un volumen continuo y se obtiene un tiempo de propagación en función de una variable que representa el orden del modo.

Una aproximación mas sencilla pero muy burda consiste en considerar solo la velocidad de los modos mas rápido y mas lento de acuerdo a su trayectoria de rayo.

Esta diferencia es entonces, para una fibra de índice escalonado:

$$\Delta t = n_1 L/c - n_2 L/c = \frac{n_1 \Delta L}{c} \quad (2.3.1.)$$

$$\tau_m = \Delta z/L = \frac{(NA)^2}{2n_1 c} \quad (2.3.2.)$$

Esta aproximación no considera la forma del pulso de salida y generalmente se toma una forma rectangular.

El análisis para la fibra óptica de índice gradual puede llevarse a cabo exactamente en los mismos términos.

Para la fibra de índice parabólico, la relación entre los tiempos de propagación de un rayo incidente con ángulo θ , con respecto a un rayo axial ($\theta=0$), se puede ver en el siguiente análisis.

Tomando la relación:

$$\frac{t(\theta)}{t(0)} = \frac{\int_0^{L_0} \frac{n(r)}{c} ds}{\frac{n(0)}{c} L_0} = \frac{L}{L_0} \int_0^{L_0} \frac{n(r)}{n(0)} ds \quad (2.3.4.)$$

con:

$$n(r) = n_0 \sqrt{1 - 2\Delta \left(\frac{r}{a}\right)^2} \quad (2.3.4.)$$

obtenemos:

$$Z(\theta_c) = \left(1 + \frac{\mu \sin^4 \theta_c}{4 \cos^2 \theta_c}\right) Z(0) \quad (2.3.5.)$$

y con:

$$\Delta Z = Z(\theta_c) - Z(0) = \frac{\mu \sin^4 \theta_c}{4 \cos^2 \theta_c} \frac{nL}{c} = \frac{L}{c} \frac{\mu \sin^4 \theta_c}{4 \cos^2 \theta_c} \quad (2.3.6.)$$

Tenemos:

$$\Delta Z_{\text{mod}} = \frac{\mu \sin^4 \theta_c}{4 \cos^2 \theta_c} \frac{L}{c} = \frac{n_1 \Delta^2 L}{c} \quad (2.3.7.)$$

La figura (2.3.1.), ilustra este efecto.

Sin embargo la aproximación presentada no es suficiente, el análisis de óptica geométrica desarrollado para fibras cuyo perfil de índice de refracción sigue la ley: —

$$n(r) = n_0^2 \left[1 - 2\Delta \left(\frac{r}{a}\right)^2\right] \quad 0 < r < a \quad (2.4.8.)$$

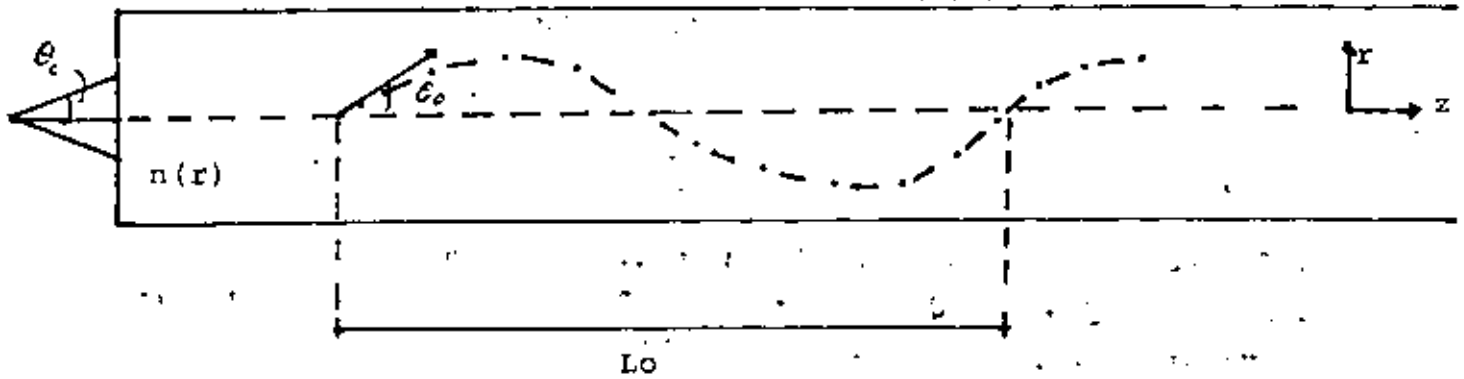
Donde n es el índice de refracción en $r=0$

y $\Delta = (n_0 - n(a))/n_0$

muestra el siguiente resultado para la dispersión modal

$$\begin{aligned} \tau(M) = \frac{LM}{c} \left[1 + \Delta \left(\frac{\alpha - 2 - \epsilon}{\alpha + 2} \right) \left(\frac{M}{M_1} \right)^{\alpha/2} + \frac{\Delta^2}{2} \left(\frac{3\alpha - 2 - 2\epsilon}{\alpha + 2} \right) \left(\frac{M}{M_1} \right)^{2\alpha/2} \right. \\ \left. + \frac{\Delta^3}{2} \left(\frac{5\alpha - 2 - 2\epsilon}{\alpha + 2} \right) \left(\frac{M}{M_1} \right)^{3\alpha/2} \right] + O(\Delta^4) \end{aligned} \quad (2.3.9.)$$

Dispersión Modal
Fibra óptica de índice gradual



Tiempo de propagación para un rayo con ángulo θ_0 en $r=0$

figura 2.3.1.

Donde:

μ es la variable que identifica el orden del modo.

M es el número máximo de orden que un grupo de modos puede llevar.

$$\epsilon = \frac{2n_1 K}{m_1 \Delta} \frac{d\Delta}{dk} \approx - \frac{2\lambda}{(NA)^2} \frac{d(NA)^2}{d\lambda} \quad (2.3.10.)$$

$$y \quad m_1 = n_1 - \lambda \frac{dn_1}{d\lambda} \quad (2.3.11.)$$

La figura (2.3.2.) muestra los perfiles de índice de refracción para varios valores de α . La figura (2.3.3.) muestra los valores del retardo en función de la variable .

Es fácil demostrar que Δz tiene un mínimo para:

$$\alpha = 2 + \epsilon - 2\Delta \quad (2.3.12.)$$

En este valor la dispersión total se reduce a:

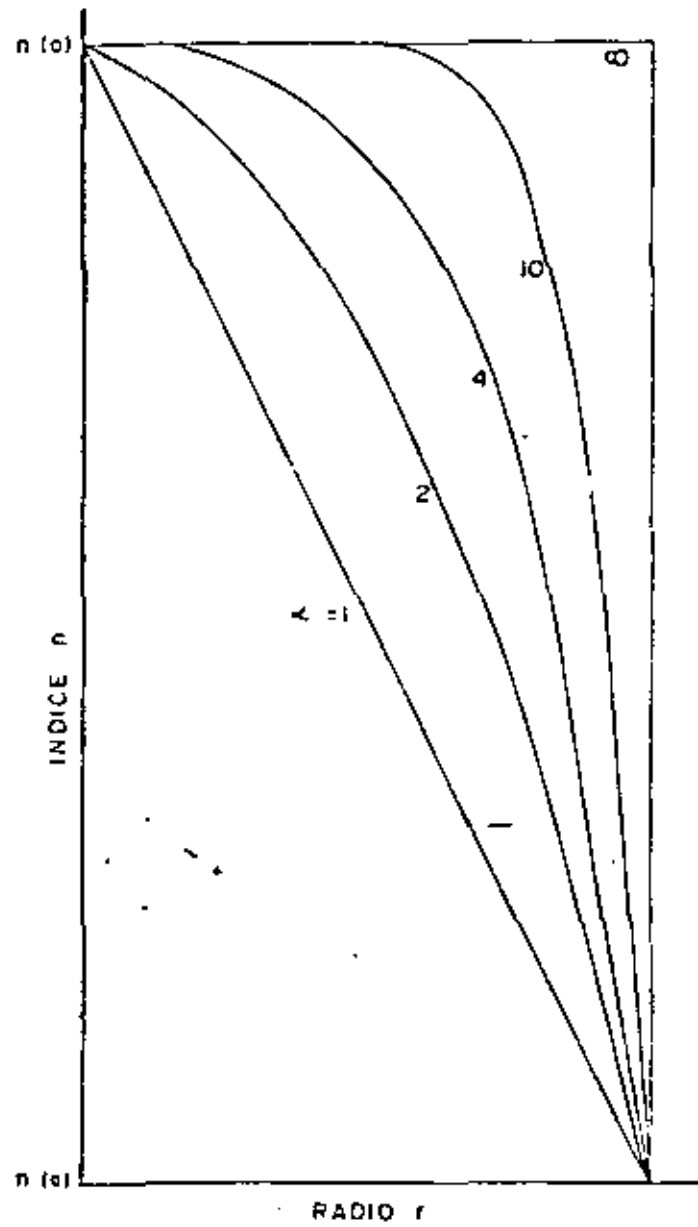
$$\Delta z = \frac{m_1 \Delta^2}{8c} L \quad (2.3.13.)$$

Dispersión del material.

El hecho de el vidrio sea un material dispersivo, es decir, que cambie su índice de refracción efectivo en función de la longitud de onda, obliga a todos los análisis electromagnéticos o de óptica geométrica a tomar en cuenta este efecto. El resultado final es simple campos de diferente longitud de onda tendrán diferente velocidad de propagación en el material y esto es una nueva causa de dispersión. Por ejemplo el tiempo de propagación de un rayo en la teoría mas simple es:

$$z = \frac{2a n_1}{c \cos \theta} \quad (2.3.14.)$$

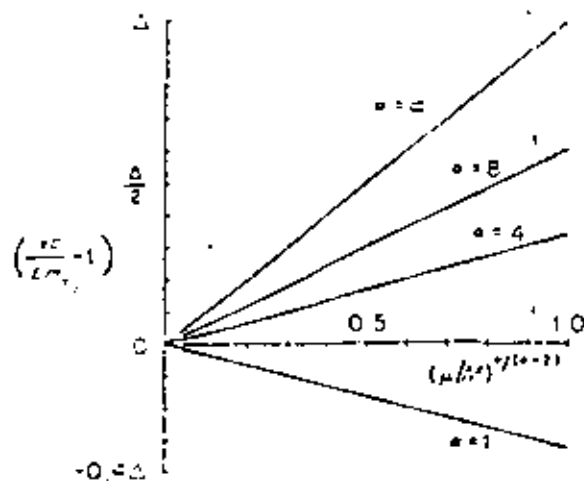
Sin embargo, teniendo en cuenta la dependencia de n_1 en λ toma la forma:



PERFILES DE INDICE DE REFRACCION PARA
 VARIOS VALORES DEL PARAMETRO α .

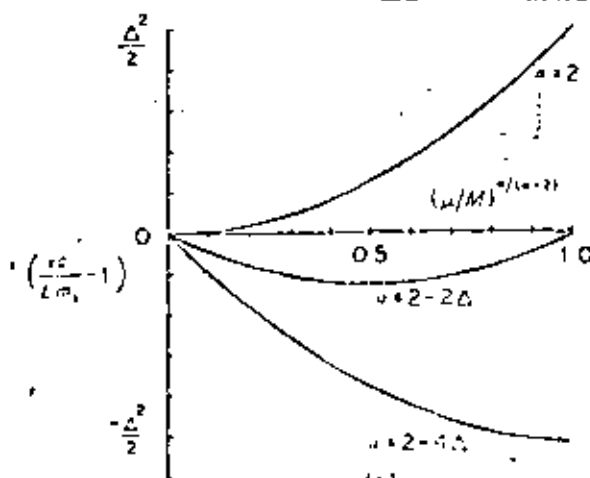
FIGURA

2.3.2



(a)

Aproximación de 1er. orden.



(b)

Aproximación de 2o. orden.

Figura (2.3.3).- Variación de ζ en función de m para diferentes valores de α .

$$z = \frac{2a m_1}{c \sin \theta} \quad (2.3.15.)$$

Donde:

$$m_1 = n_1 - \lambda \frac{dn_1}{d\lambda} \quad (2.3.16.)$$

La figura (2.3.4) muestra las variaciones de n_1 y de m_1 en función de λ para las longitudes de onda de interés.

Para una fuente de ancho espectral finito se tendrá la dispersión del material porque las señales de diferente longitud de onda tendrán diferentes velocidades de grupo. El tiempo de tránsito de un modo viajando a la longitud de onda λ puede relacionarse con la longitud de onda central de la fuente λ_0 mediante una expansión en series de Taylor:

$$z(\lambda) = z(\lambda_0) + (\lambda - \lambda_0) \left. \frac{dz}{d\lambda} \right|_{\lambda_0} + \frac{(\lambda - \lambda_0)^2}{2} \left. \frac{d^2z}{d\lambda^2} \right|_{\lambda_0} \dots (2.3.17.)$$

El término dominante en los lasers y LEDs típicos ($\lambda - \lambda_0 = 2,30$ nm.) será el de la primera derivación. Ahora si notamos la fórmula (2.3.16.) el factor que determina la dispersión es:

$$\frac{1}{c} \frac{dm_1}{d\lambda} = -\lambda/c \frac{d^2n_1}{d\lambda^2} = M_1(\lambda) \quad (2.3.18.)$$

La gráfica de la figura (2.3.5.) muestra los valores de M_1 para SiO_2 . Vemos de la figura que $M_1 = 80$ ps./nm./Km. a $\lambda = 0.85 \mu\text{m}$. implicando que para un ancho espectral de 40 nm., la dispersión del material será de 3 ns./Km. Como se indico antes M_1 decrese, hasta pasar por cero en $\lambda = 1.27 \mu\text{m}$. implicando una disminución significativa de la dispersión en esta zona, donde otros miembros de la expansión (2.3.17.) son significativos.

La longitud de onda de dispersión material cero depende desde luego de la composición del vidrio, en el caso de GeO_2 - SiO_2 varía entre $1.27 \mu\text{m}$. y $1.39 \mu\text{m}$.

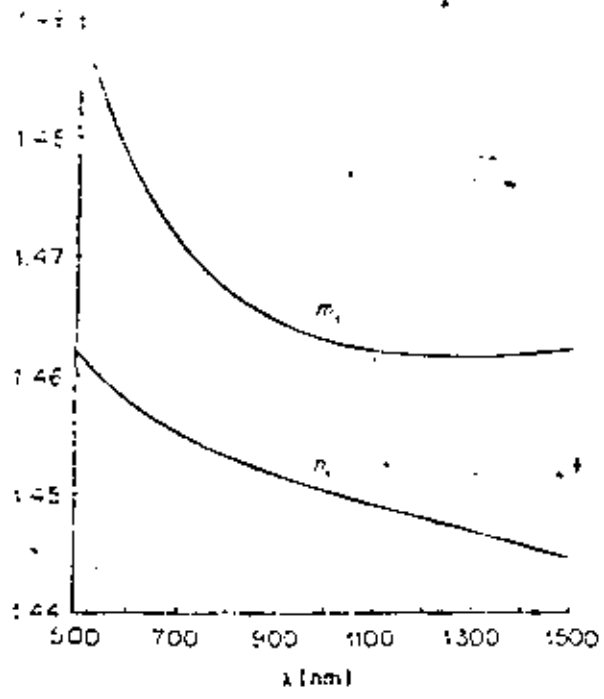


Figura (2.3.4).- Variación de n_1 y m_1 en las longitudes de onda de interés.

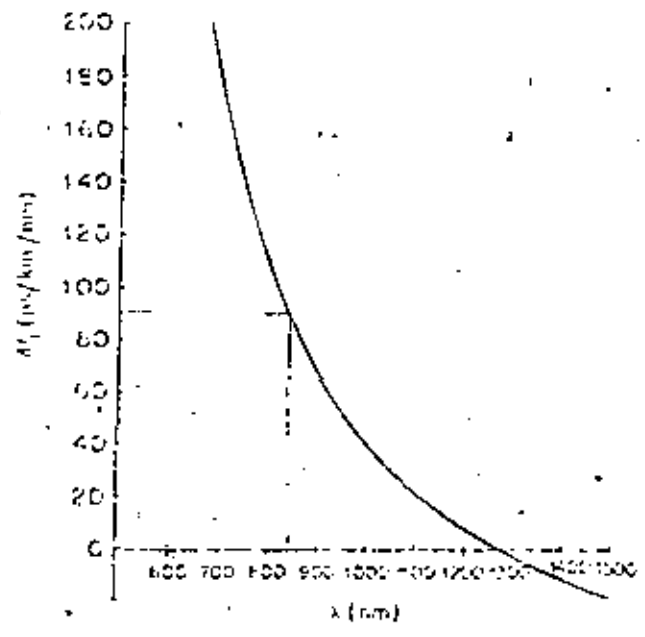


Figura (2.3.5).- Variación de M_1 en función de la longitud de onda.

Dispersión de Guía de Onda.

Aun considerando que el índice de refracción permaneciera constante y un solo modo se transmitiera aparecería un efecto de dispersión cromático si la fuente tuviera un ancho espectral determinado. Considerese la fórmula siguiente:

$$\tau = \frac{2a n_1}{c \sin \theta} \quad (2.3.19.)$$

Si cambia la longitud de onda de trabajo debe cambiar aunque n_1 permanezca constante. La razón es que el ángulo θ cambiaría. En efecto de la teoría modal sabemos que solo ciertos ángulos discretos de propagación θ_n son permitidos. Son estos ángulos los que definen los modos. Si cambia la longitud de onda de propagación los ángulos permitidos cambian también, es decir, cada modo toma una velocidad de viaje ligeramente distinta. La diferencia de velocidades de viaje para un modo cuando es excitado en diferentes longitudes de onda es la dispersión intramodal.

La figura (2.3.6.) muestra una gráfica de velocidad de propagación (normalizada) contra frecuencia (normalizada) en la región monomodal la figura muestra la diferencia entre velocidad para una excitación laser. En esta región solo la dispersión del material y la de guía de onda existen. La dispersión intramodal para un laser de 2 nm. de ancho espectral es de 0.01 ns/Km. por lo que para los valores de dispersión vistos en fibras multimodo, el efecto es despreciable.

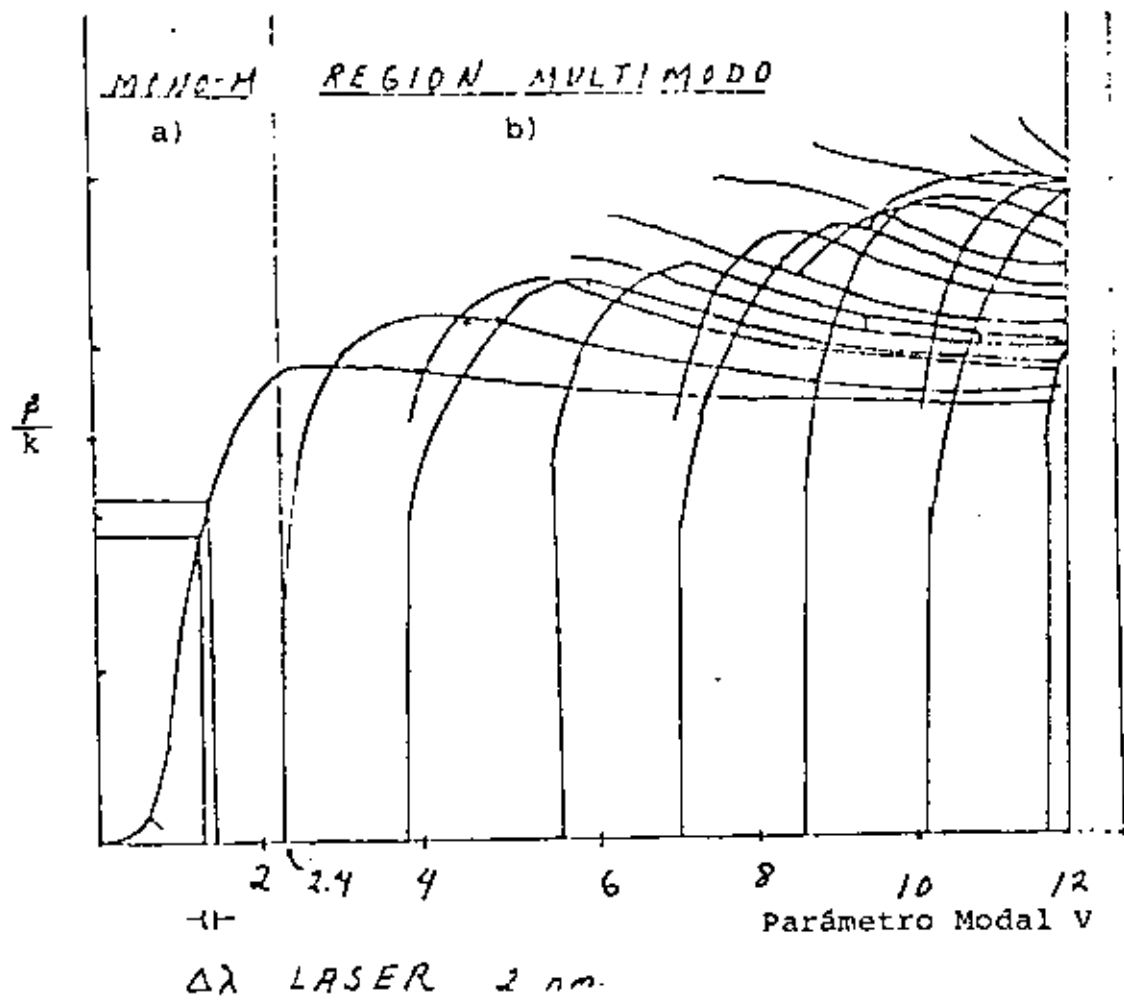


Figura (2.3.6).- Regiones de propagación. a) Monomodal y b) Multimodal.

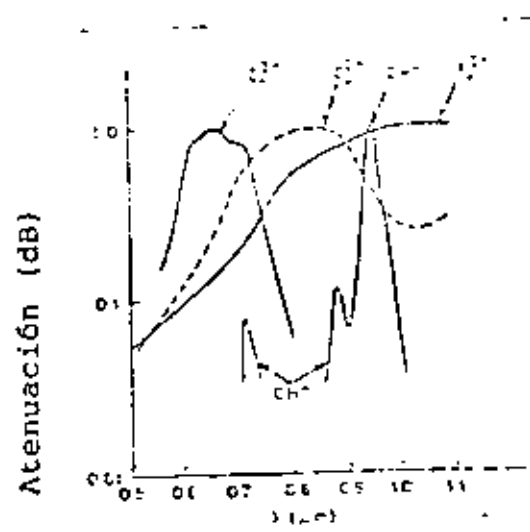


Figura (2.3.7).- Bandas de absorción de diferentes impurezas.

- 2.3.2.- Atenuación en fibras ópticas

La atenuación en fibras ópticas ha sido siempre un impedimento principal en su uso. Aún hoy en día desde un punto de vista económico representa uno de los mayores retos.

La atenuación puede dividirse de acuerdo a sus causas, en atenuación por absorción o pérdidas de calor y atenuación por dispersión o pérdidas por radiación. La absorción se puede dividir a su vez en dos tipos, intrínseca y por impurezas extrínsecas. La dispersión se puede dividir en tres tipos: intrínseca; por inhomogeneidades en el vidrio y aberraciones en la distribución radial del índice de refracción.

La absorción es el proceso por el cual la energía electromagnética del campo luminoso excita un sistema atómico que tiene una resonancia de oscilación a la misma frecuencia que el campo incidente. El efecto es entonces la absorción de la energía óptica en un campo de vibración mecánica del sistema atómico.

La absorción intrínseca ocurre por definición cuando el material se encuentra en un estado perfecto. En condiciones normales, materiales dieléctricos como el vidrio son considerados perfectamente transparentes. Esto es cierto para la mayoría de las aplicaciones pero no para las fibras donde los coeficientes de atenuación con tres órdenes de magnitud menores se trabajan. Conocer estos fenómenos es de básica importancia para obtener los límites fundamentales de transmisión en fibras.

Los vidrios transparentes en el rango visible tienen fuertes bandas de absorción óptica en el U.V. y en el I.R. Son los residuos de las bandas de absorción en el ultravioleta que presentan mayores efectos en la región 600-1500 nm para λ de transmisión. La absorción en el ultravioleta está relacionada con resonancias atómicas del oxígeno y cambia de acuerdo a la composición del

vidrio.

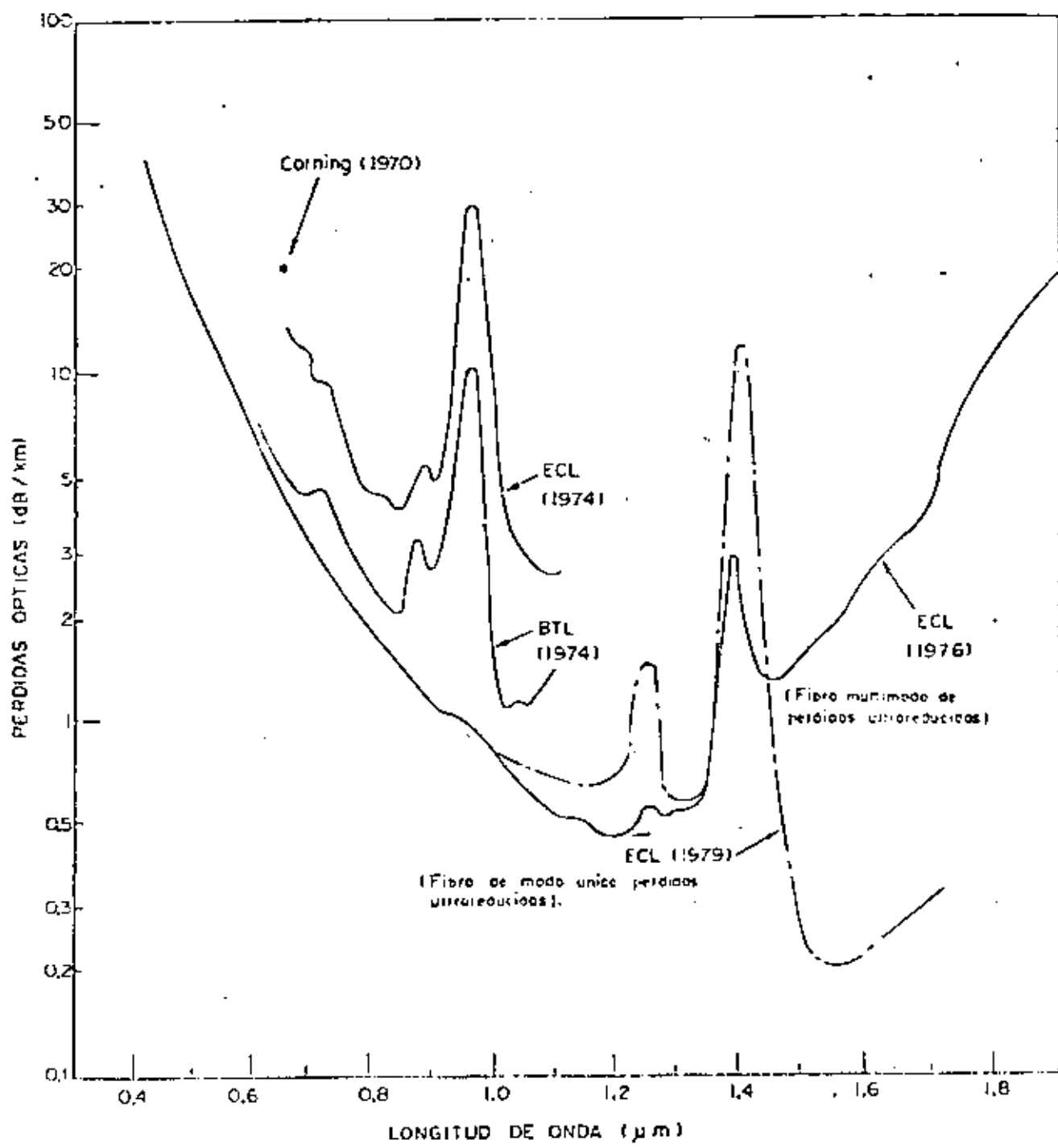
La absorción por impurezas se debe básicamente de la presencia de iones metálicos tales como hierro, cobalto y cromo. La absorción de estos iones varía de vidrio a vidrio dependiendo del estado de Valencia del ion. Introduciendo cantidades fijas de la impureza en un tipo de vidrio dado y calculando las pérdidas se pueden obtener datos para extrapolar a bajas concentraciones.

Se ha demostrado con este procedimiento que se requieren unas pocas partes por billon para lograr pérdidas menores de 20dBs/Km. La figura (2.3.7) muestra estas bandas para los iones Cr^{3+} , Cu^{2+} , y Fe^{2+} . Se ve que la banda de absorción varía de elemento a elemento y varía también aunque no se ilustre esto, dependiendo del tipo de composiciones de vidrio utilizado; por lo que la figura (2.3.7) debe tomarse más como ilustración que como una figura precisa.

Otra impureza importante es el agua que se presenta como iones OH^- . Estos contribuyen con picos de absorción angosto e intensos perfectamente identificados en 1370, 1230 y 950 nm. Estos son respectivamente el primero y segundo sobretonos y una combinación intermedia del tono fundamental de absorción en 2800nm.

Una constante carrera para disminuir la influencia de la absorción OH^- entre los fabricantes ha fijado límites de atenuación significativos en las regiones de 1.1-1.2 μm , 1.3 μm y 1.5 a 1.7 μm , con un mínimo absoluto de 0.16 dB/Km obtenido en 1.5 μm , donde las pérdidas intrínsecas de absorción son despreciables.

La dispersión o radiación en fibras ocasiona que un rayo dirigido de luz se disperse en una infinidad de rayos, algunos de los cuales no son ya guiados por la fibra perdiéndose por lo tanto a lo largo de la trayectoria.



ECL : Electrical Communication Laboratory, NTT

BTL : Bell Telephone Laboratory

Corning : Trabajos realizados sobre vidrio por Corning

PROGRESO EN LA REDUCCION DE PERDIDAS EN LA FIBRA OPTICA.

FIGURA

2.3.8

Los mecanismos de dispersión son generados por fluctuaciones en el índice de refracción menores al tamaño de la longitud de onda de propagación. Estas fluctuaciones tienen dos causas básicas: fluctuaciones térmicas a lo largo del material y más importante, fluctuaciones en la concentración de los óxidos presentes en el vidrio. Estas fluctuaciones definen la denominada dispersión de Raleygh que es la misma presente en el cielo (por lo que se ve azul) y se definen por las fórmulas:

Para la dispersión por fluctuaciones de temp.

$$\zeta = \frac{8\pi^3}{3\lambda^4} (n^2 - 1) k T B \quad (2.3.20)$$

Donde: K = es la constante de Boltzman

T = es la temperatura

y B = la compresibilidad

Para la dispersión por fluctuación de densidad

$$\zeta = \frac{16\pi^3 n}{3\lambda^4} \left(\frac{\partial n}{\partial c} \right)^2 \overline{\Delta c^2} \delta V \quad (2.3.21)$$

Donde: $\overline{\Delta c^2}$ = es la fluctuación de concentración media cuadrática
y δV = el volumen en que ocurre.

Lo importante es la dependencia en el factor $1/\lambda^4$ de ambos. Siendo la segunda ampliamente dominante con respecto a la primera, se miden sus efectos conjuntos analizando la cantidad de potencia óptica que sale de una fibra y marca un límite absoluto para la reducción en pérdidas.

La tercera causa de dispersión se debe a los efectos de la variación del índice de refracción radial de su valor teórico a lo largo de la longitud de la fibra. Su efecto en fibras de índice

gradual no puede ser estimado directamente ya que estas imperfecciones se confunden con las otras inhomogeneidades en el material. Para la fibra de índice escalonado estas variaciones se presentan como rugosidad en la frontera núcleo/cubierta a lo largo de la longitud y afectan de la misma manera que las microcurvaturas. En fibras monomodo donde estas irregularidades solo son críticas cuando tienen una longitud de onda espacial relacionada con la diferencia entre constantes de propagación del modo fundamental y el que le sigue, se puede detectar su efecto. Para fibras monomodo fabricadas con el método de disposición externa se ha logrado fibras con muy poca contribución de estos efectos y las pérdidas se aproximan mucho al límite fundamental dado por la absorción interna y la dispersión Rayleigh. La figura (2.3.8) muestra el espectro de pérdidas para la fibra monomodal mencionada y la figura (2.3.9) una descomposición de las pérdidas para una fibra de este tipo en sus elementos constituyentes.

El límite teórico como se ve, aproxima 0.16 dB/Km para la región $\lambda = 1.55 \mu\text{m}$.

Dadas las características de las pérdidas por dispersión extrínsecas, es decir, debidas a los efectos de desviaciones geométricas o del índice de refracción, su efecto es un fenómeno estable solo después de que han recorrido una distancia suficiente en la fibra. Esta distancia, denominada distancia de correlación es la distancia a la cual la distribución de potencia entre modos alcanza una distribución uniforme, y los modos débiles se han perdido (ya que no cooperan en la transmisión larga distancia) y no serán medidas. Una prueba de atenuación para una fibra sólo puede ser confiable para esta distribución de potencia.

En lo general se usan varios métodos para lograr esta excitación estable sin necesidad de usar la longitud de fibra mencionada

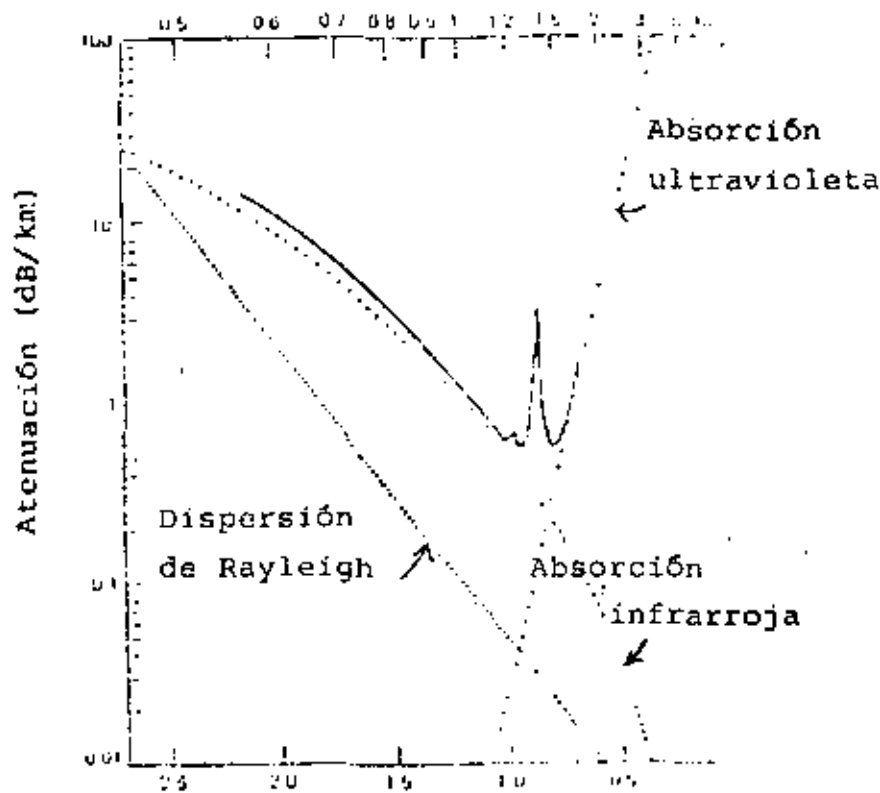


Figura (2.3.9).- Descomposición de pérdidas en absorción y dispersión.

TYPICAL SPECTRAL ATTENUATION RANGE: MG05 FIBER

ATTENUATION (dB/km)

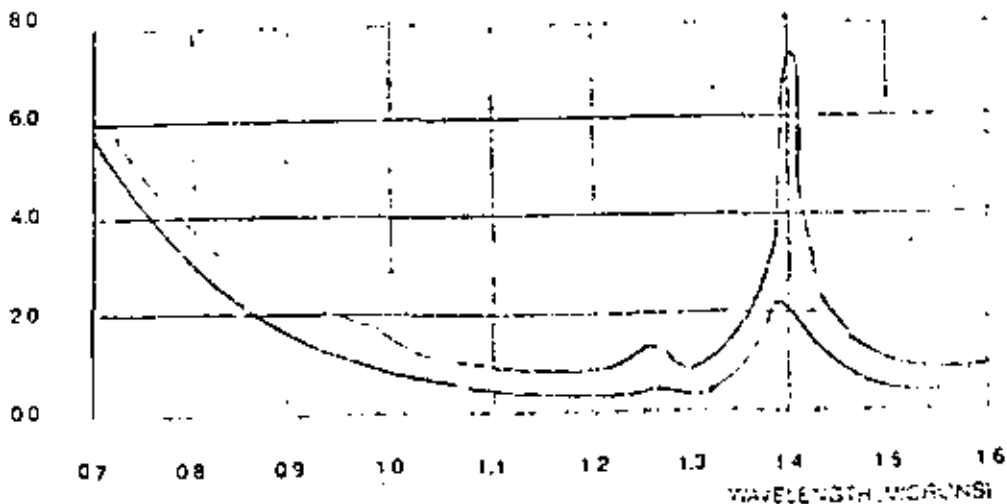
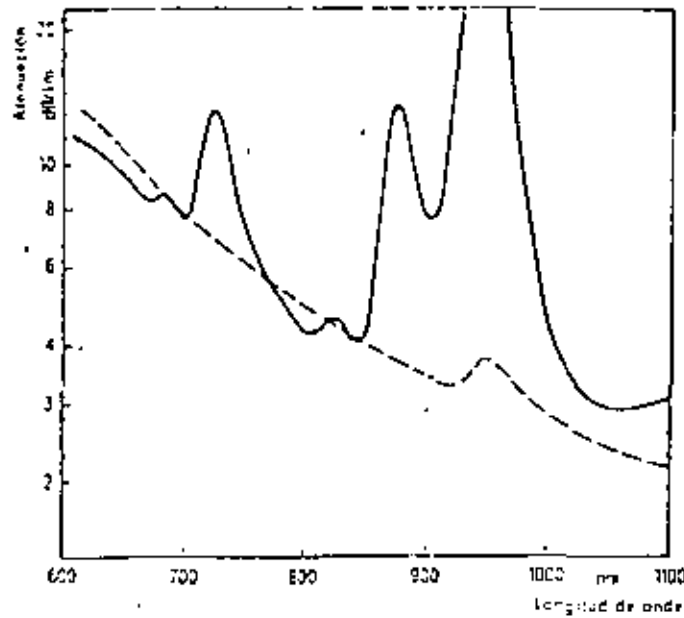


Figura (2.3.10).- Atenuación índice gradual. (VALTEC)



Ejemplos de la curva de atenuación medida
 --- Cables con fibras sin agua a demanda
 (No hay crestas de atenuación en el margen de 500 nm)

Figura (2.3.11).- Atenuación índice gradual (SIEMENS)

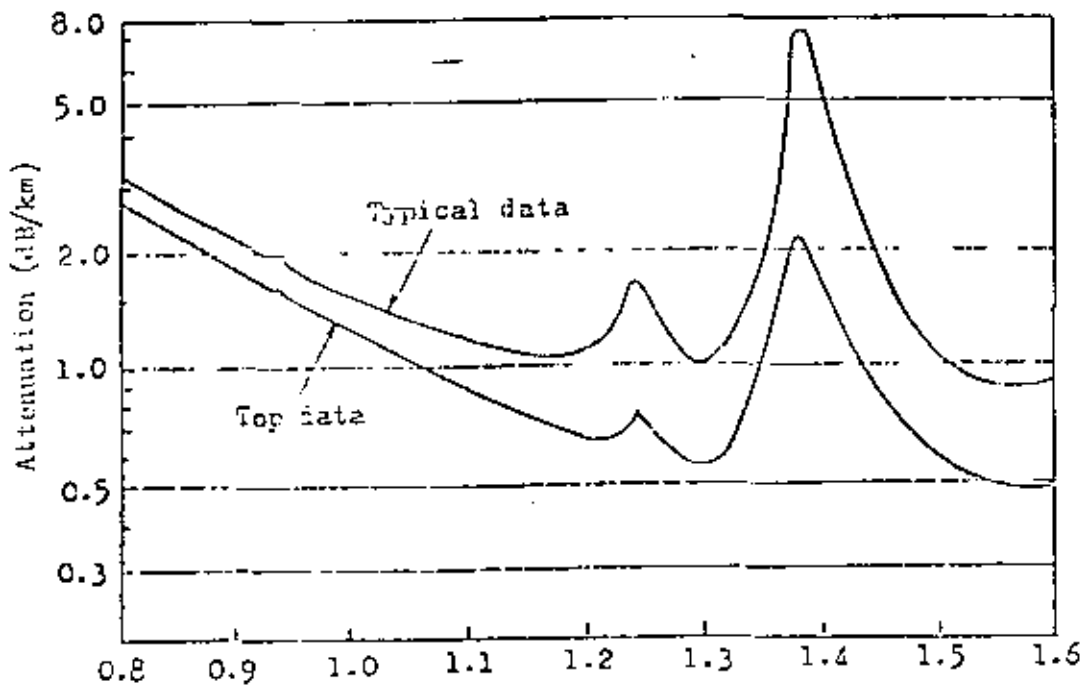


Figura (2.3.12).- Atenuación índice gradual (SUMITOMO)

CORNING

Telecommunications Products Department
 Corning Glass Works
 Corning, New York 14831
 Te: (607) 974-4411
 Telex: 932439 (USA)

Corning®
 Optical Waveguide

Single Mode Fiber/SMF

SMF PRODUCTS FOR EXPERIMENTAL APPLICATIONS

Attenuation	λ_c	Price per meter (US \$)	
		1-10 km	10-100 km
≤ 4.0 dB/km @ 850 nm	< 600 nm	4.75/m	4.00/m
≤ 2.0 dB/km @ 1050 nm	< 950 nm	4.75/m	4.00/m
≤ 1.0 dB/km @ 1550 nm	< 1400 nm	4.75/m	4.00/m

Core Diameter: 4-12 μ m
 Clad Diameter: 125 μ m
 Coating: CPC (250 μ m O.D.)
 Screen Test: 50 kpsi
 Standard Length: 2.2 km

Figura (2.3.13).- Atenuación en una fibra óptica monomodal.

que es aproximadamente de 1Km.

Las figuras (2.3.10), (2.3.11), (2.3.12) y (2.3.13) muestran curvas de atenuación típicas es fibras multimodales y monomodales comerciales. Es interesante notar que no todas tienen la atenuación esperada de acuerdo a los avances de la tecnología y que los picos de absorción OH^- están más o menos limitados de acuerdo a la calidad de la fibra.

2.3.3.- Ancho de banda en fibras ópticas

La determinación de un parámetro de ancho de banda en las fibras ópticas no es trivial. Se complica básicamente por las siguientes razones:

- a) La dependencia del ancho de banda en tres factores de ensanchamiento de pulso denominados modal, intramodal y del material.
- b) La dependencia del ancho de banda en la forma del perfil de índice de refracción con respecto a su valor ideal perfil que en general es difícil de controlar en fabricación.
- c) La dependencia del ancho de banda en las microdesviaciones aleatorias sufridas por la fibra en su cableado e instalación.
- d) La dependencia del ancho de banda en la forma de la distribución espectral de la fuente de luz utilizada.
- e) La dependencia del ancho de banda en las condiciones de inyección de la luz en la fibra.

Si se van tomando en cuenta en forma consecutiva simplificaciones al caso general podremos reducir el tamaño de las fórmulas requeridas para la evaluación.

En general cada fibra en particular después de fabricada tiene una figura de dispersión modal intramodal y del material única y esta figura puede determinarse si se controlan las condiciones de inyección y la forma espectral y amplitud de la fuente usada. De esta figura puede obtenerse una medida comercial de ancho de banda utilizable en la especificación de sistemas.

La característica deseada es una excitación uniforme de los modos de propagación y existen varias formas para lograr esto; Estas se verán posteriormente.

Dadas las características de la medición, el fabricante al reporta sus resultados, elimina en lo posible el efecto de la fuente para que cada quien evalúe su ancho de banda de acuerdo a la fuente que utilice.

Estas consideraciones son particularmente importantes cuando se asocian fibras de diferentes características en una línea. El fabricante por otra parte debe medir esta respuesta cuando quiere optimizar un perfil de índice a una longitud de onda dada.

De acuerdo a la teoría de propagación sabemos que los fenómenos de dispersión en el pulso propagado provienen de efectos de guía de onda inter o intramodales, de efectos del material y finalmente de fenómenos de transferencia de potencia entre modos causados por imperfecciones en la geometría de la fibra.

Analicemos primero el caso de la fibra óptica ideal, es decir, sin imperfecciones geométricas. Tenemos en este caso tres efectos

de dispersión, dispersión modal, dispersión de guía de onda (intramodal) y dispersión del material. De ellos la dispersión del material y la de guía de onda son efectos cromáticos, es decir dependen del ancho espectral de la fuente. Sin embargo en las fibras ópticas multimodales, la dispersión del material es siempre mucho mayor que la dispersión de guía de onda y se puede despreciar a esta última.

Tenemos ahora dos efectos de dispersión uno independiente de la fuente (modal, y otro dependiente de la fuente (material). Cómo interactúan los dos efectos?

Las mediciones más precisas proponen un análisis considerando los dos efectos como dos procesos que actúan consecutivamente sobre el pulso inyectado. La figura (2.3.14) muestra esta simplificación.

2.3.3.1.- Efecto de dispersión Modal

De acuerdo a este modelo un impulso de dirac entrando al primer proceso distribuirá su potencia entre todos los modos de la fibra; como cada modo arribará a tiempo diferente al final de una cierta distancia L, la respuesta $h_i(t)$ será una serie de impulsos espaciados en tiempo como lo muestra la figura (2.3.15)

Así para una potencia de entrada $P_i(t)$ considerada por

$$P_o(t) = \sum_{n=1}^M P_n \delta(t - z_n); \quad P_i = \sum_{n=1}^M P_n \quad (2.3.22)$$

donde: P_n = es la potencia que lleva el modo n
 z_n = el retardo correspondiente al modo n.

Cuando el número de modos es muy grande se puede substituir la sumatoria por una

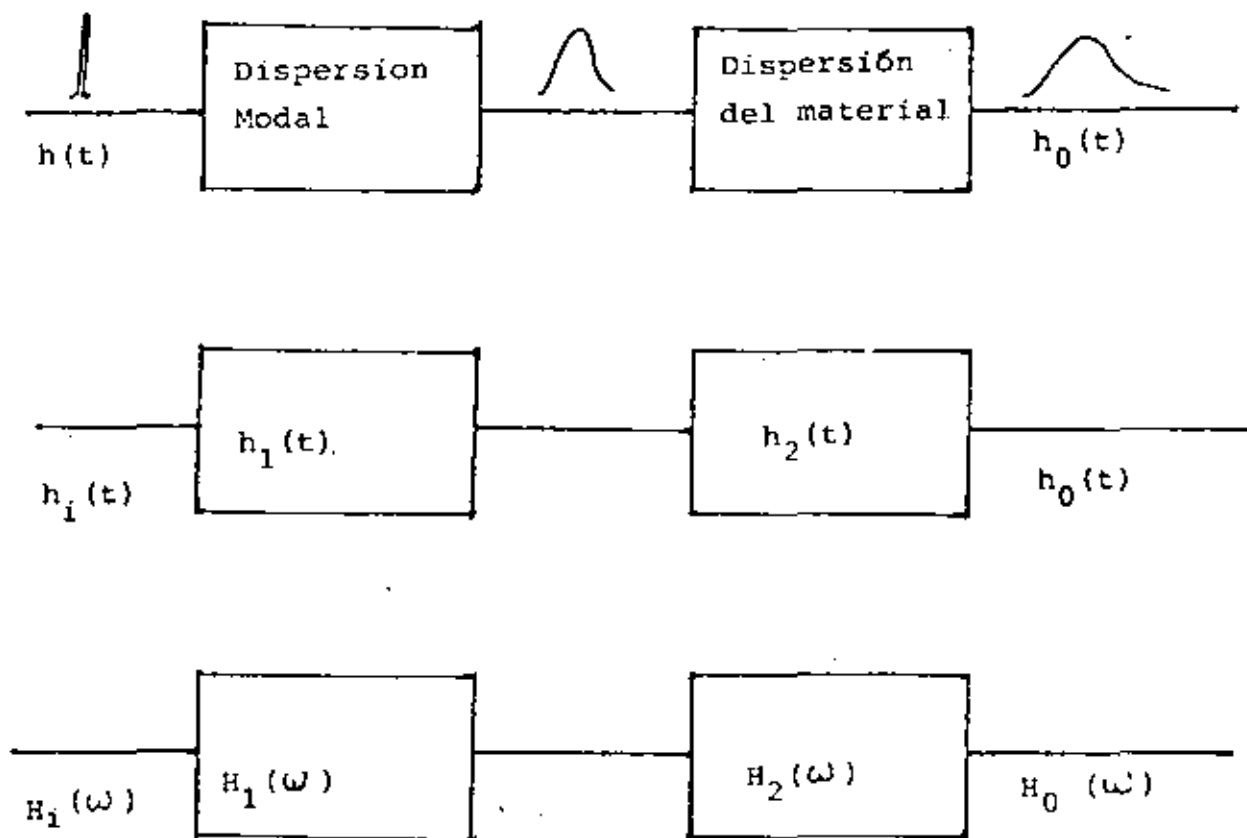


Figura (2.3.14).- Procedimiento de análisis de ancho de banda.

$$P_0 = P_n(z) = h_1(t) \iff H_1(\omega) \quad (2.3.23)$$

Esta será la respuesta al impulso de la dispersión modal y su transformada de Fourier determinará el ancho de banda para esta sección.

Por ejemplo, si suponemos que todos los modos se excitan por igual $P_n = P_i/N$, la llegada será una serie de impulsos de la misma amplitud cada uno con un tiempo de arribo particular t_n , y la respuesta al impulso será un pulso cuadrado con ancho igual a la dispersión intermodal; en este caso una fibra de índice escalonado.

$$\Delta z = \frac{n_1 \Delta}{c} L = \frac{(NA)^2}{2n_1 c} L \quad (2.3.24)$$

Así para:

$\Delta = 0.0018$	N.A. = 0.09	$\Delta t = 9$ ns/Km.
$\Delta = 0.005$	N.A. = 0.15	$\Delta t = 25$ ns/Km
$\Delta = 10.01$	N.A. = 0.21	$\Delta t = 50$ ns/Km

La transformada de Fourier de un pulso cuadrado determina directamente $H_1(\omega)$. Así normalizando el pulso para $t=0$ en el centro del mismo la respuesta en frecuencia es:

$$H_1(\omega) = \int_{-z/2}^{z/2} e^{-j\omega t} dt = \frac{2 \sin(\pi c f)}{2\pi c f} \quad (2.3.25)$$

La figura (2.3.16) muestra estos casos

Las frecuencias f_1 y f_2 de la figura .. definen dos formas de caracterizar el ancho de banda f_2 es el ancho de banda de 3dBs ópticos y corresponderá a una disminución de 6 dBs en la corrien

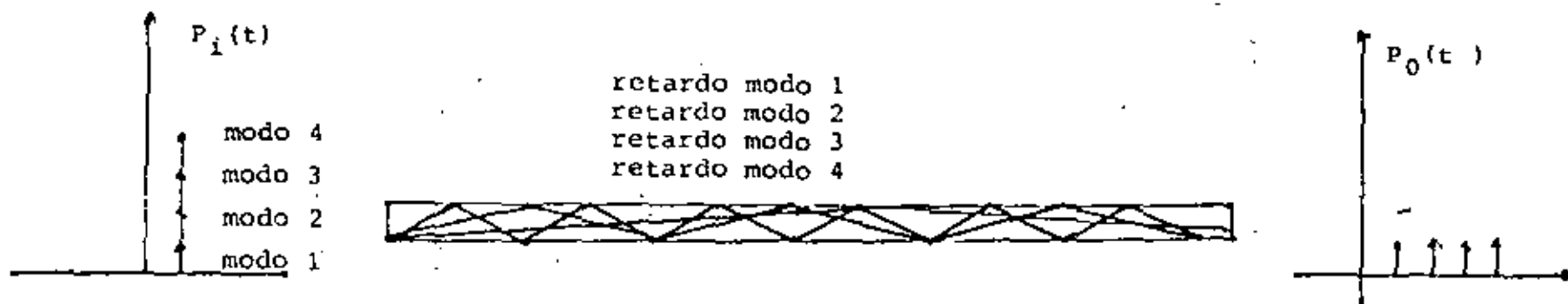


Figura (2.3.15).- Espaciamiento de impulsos modales

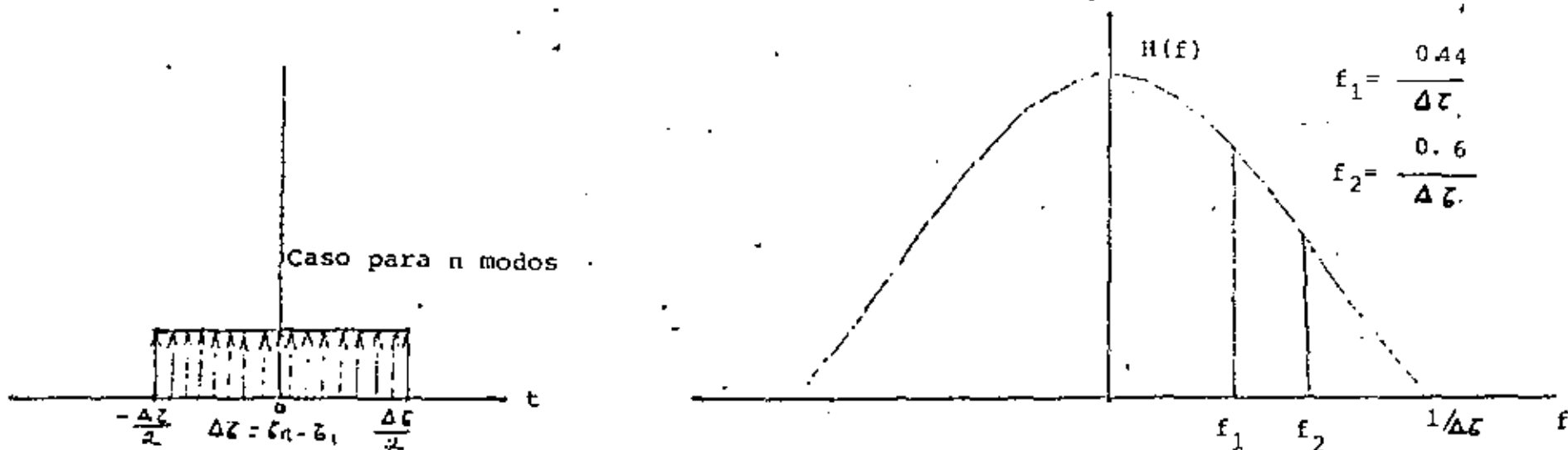


Figura (2.3.16).- Aproximación de la dispersión modal mediante un pulso rectangular de ancho Δz y su transformada de Fourier, indicando f_1 (3 dB eléctricos) y f_2 (3 dB ópticos).

te o voltaje de salida de un conversor f_1 corresponde al ancho de banda de 3 dBs eléctricos tradicionalmente usada y corresponde a una caída en voltaje de $1/\sqrt{2}$ de su valor en DC.

Es el valor f_2 el que normalmente obtenemos en las figuras del fabricante dado para un Km. de longitud.

Ahora bien, tomando en cuenta el efecto de distribución de potencia en los modos, se ha demostrado que la forma del pulso de salida a una excitación modal se aproxima a una respuesta Gaussiana con desviación estándar dada por:

$$\sigma_{m_0} = \frac{L, n_1, \Delta}{2 c \sqrt{3}} \quad (2.3.26)$$

Esta distribución y su transformada de Fourier se aprecian en la figura (2.3.17) con los valores de f_1 y f_2 indicados.

- Para el caso de una fibra de índice gradual óptima, donde el efecto modal es mucho menor, obtenemos también una distribución gaussiana pero ahora con desviación dada por:

$$\sigma_{m_0} = \frac{L, n_1, \Delta^2}{20 c \sqrt{3}} \quad (2.3.27)$$

En la práctica los valores se alejan de este valor teórico pero se sigue manteniendo la distribución gaussiana para lo que los valores f_2 o f_1 determinan completamente m . La figura (2.3.17) muestra el efecto.

Algunas veces la dispersión intermodal domina por completo a la dispersión material como es el caso de la fibra de índice escalonado cuando se usa con un láser, sin embargo en otros casos hay que considerar también el efecto del material y determinar $h_2(t)$ y $H_2(\omega)$.

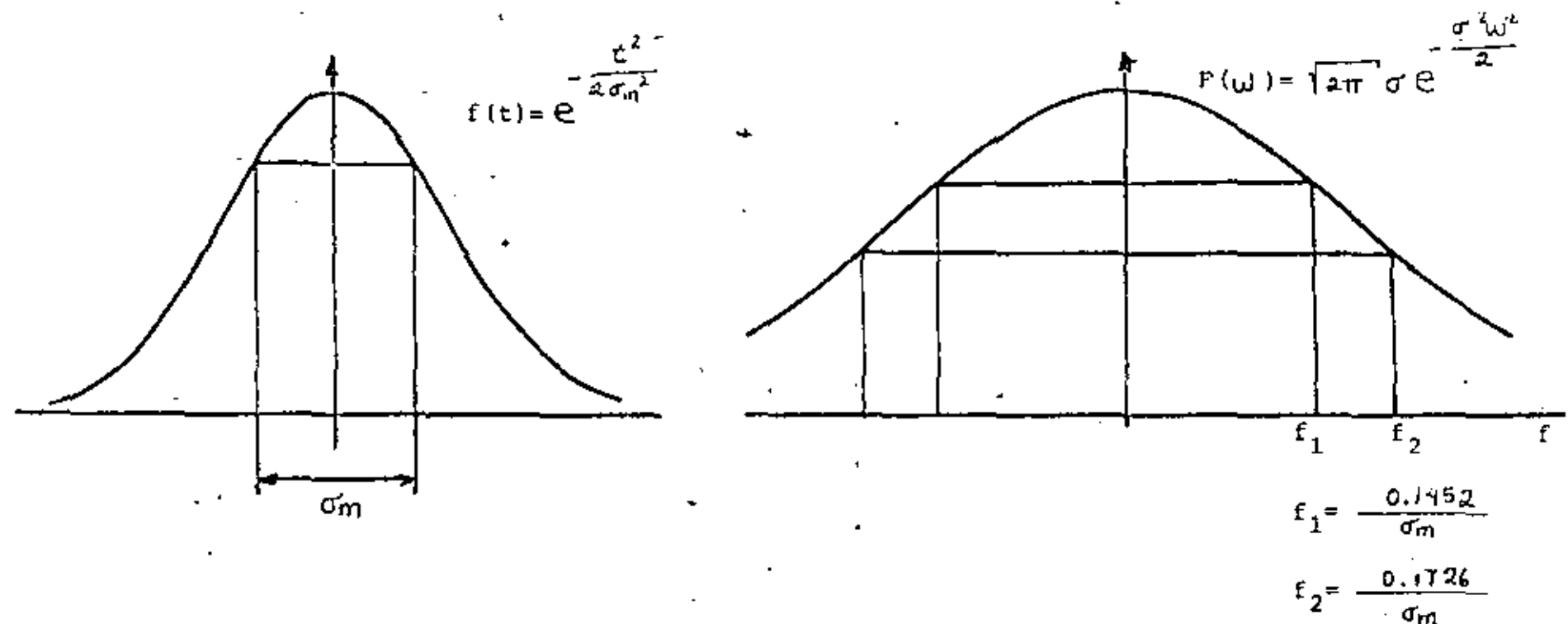


Figura (2.3.17).- Modelo Gaussiano para la dispersión intermodal.

$$\sigma_m = \frac{L n_1 \Delta}{2c \sqrt{3}}$$
 para la fibra de índice escalonado (~ 14.0 ns)

$$\sigma_m = \frac{L n_1 \Delta^2}{20c \sqrt{3}}$$
 para la fibra de índice gradual óptima (~ 0.014 ns)

2.3.3.2. Efecto de la Dispersión material

Para encontrar la respuesta al impulso $h_2(t)$ en el efecto de la forma espectral del pulso supongamos una fuente con distribución espectral $S(\lambda)$. Un impulso de luz inyectado en un solo modo se ensanchará debido a que la potencia del impulso se distribuirá de acuerdo a $S(\lambda)$ y cada longitud de onda viajará con una velocidad diferente y tendrá un tiempo de viaje $\tau(\lambda)$. La mayoría de las fuentes ópticas disponibles se pueden caracterizar por una distribución $S(\lambda)$ gaussiana centrada en la longitud nominal de emisión λ_0 ; su fórmula será:

$$S(\lambda) = S(\lambda_0) \exp\left[-\frac{1}{2} \left(\frac{\lambda - \lambda_0}{\sigma_s}\right)^2\right] \quad (2.3.28)$$

normalizando $S(\lambda)$ tenemos:

$$\int_0^{\infty} S(\lambda) d\lambda = 1 \quad (2.3.29)$$

λ_0 será

$$\lambda_0 = \int_0^{\infty} \lambda S(\lambda) d\lambda \quad (2.3.30)$$

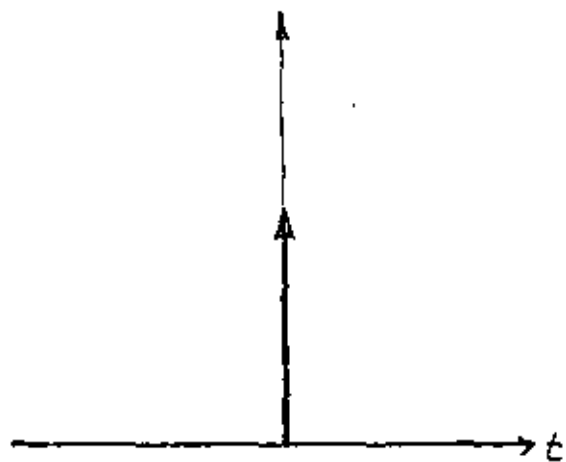
y σ_s será

$$\sigma_s = \left[\int_0^{\infty} (\lambda - \lambda_0)^2 S(\lambda) d\lambda \right]^{1/2}$$

De la teoría sabemos de un rayo de luz a una longitud de onda λ_0 y con un pequeño ancho espectral $\delta\lambda$ tendrá una dispersión alrededor de λ_0 , en la fibra dada por:

$$\tau(\lambda) = L \frac{1}{c} \frac{d^2 n}{d\lambda^2} \delta\lambda \quad (2.3.31)$$

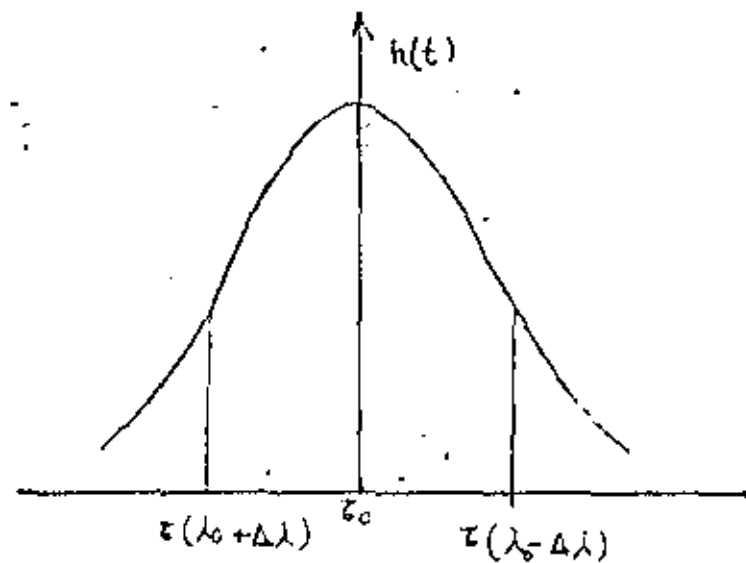
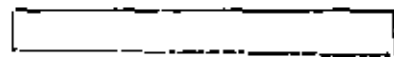
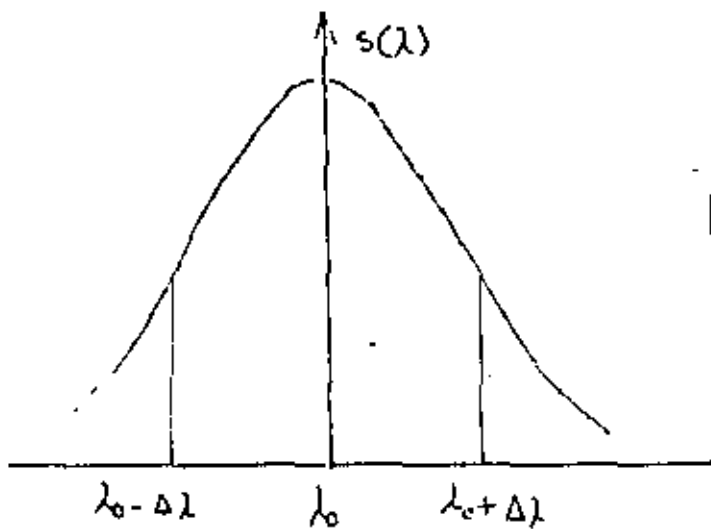
$$\tau(\lambda) = L \frac{\lambda_0}{c} n''(\lambda_0) (\lambda - \lambda_0) \quad (2.3.32)$$



$$\tau(\lambda) = L \frac{\lambda}{c} \cdot \frac{d^2 n}{d\lambda^2}$$

$$\tau(\lambda) \Delta\lambda = L \frac{\lambda_0}{c} \cdot \frac{d^2 n}{d\lambda^2} \Big|_{\lambda=\lambda_0} \Delta\lambda$$

$$\Delta\lambda = \lambda - \lambda_0$$



80

Figura (2.3.18).- Respuesta temporal de una fibra a una excitación con espectro $s(\lambda)$.

Si de acuerdo a esto distribuimos las velocidades de viaje de las diferentes longitudes de onda del emisor tendremos el efecto de la figura (2.3.12)

Por otra parte la potencia que arribará en $\tau(\lambda_0 + \Delta\lambda)$ y en $\tau(\lambda_0 - \Delta\lambda)$ serán proporcionales a $S(\lambda_0 + \Delta\lambda)$ y a $S(\lambda_0 - \Delta\lambda)$. Es por esto completamente lógico pensar que la respuesta al impulso $h_2(t)$ tendrá una forma igual a $S(\lambda)$ pero mapeada al tiempo $S(t)$. Esto se expresa de la siguiente forma .

$$h(t) = S\left(\frac{t - \Delta\lambda}{z_m}\right) \iff S(\lambda - \lambda_0) \tag{2.3.33}$$

donde

$$z_m = L \frac{\lambda_0}{c} \left. \frac{d^2 n}{d\lambda^2} \right|_{\lambda_0} \delta\lambda = L M(\lambda_0) \delta\lambda \tag{2.3.34}$$

y $\delta\lambda$ es el ancho espectral de la fuente.

Esta distribución será normalmente gaussiana.

Cuando el fabricante ofrece sus características de emisores indica generalmente el valor λ_0 en que la respuesta cae a 1/2 de su valor en λ_0 , respecto a esa medida:

$$T_s = 0.4247 \Delta\lambda_{1/2} \tag{2.3.35}$$

y para la dispersión temporal resultante T_c (c de cromática)

$$T_c = T_s M = \frac{\lambda}{c} \frac{d^2 n}{d\lambda^2} \sqrt{s} \quad ns/km. \tag{2.3.36}$$

La figura (2.3.19) muestra la respuesta al impulso y su transformada de Fourier $H_2(\omega)$ para un laser semiconductor en $0.85\mu m$. con $\Delta\lambda = 2nm$,

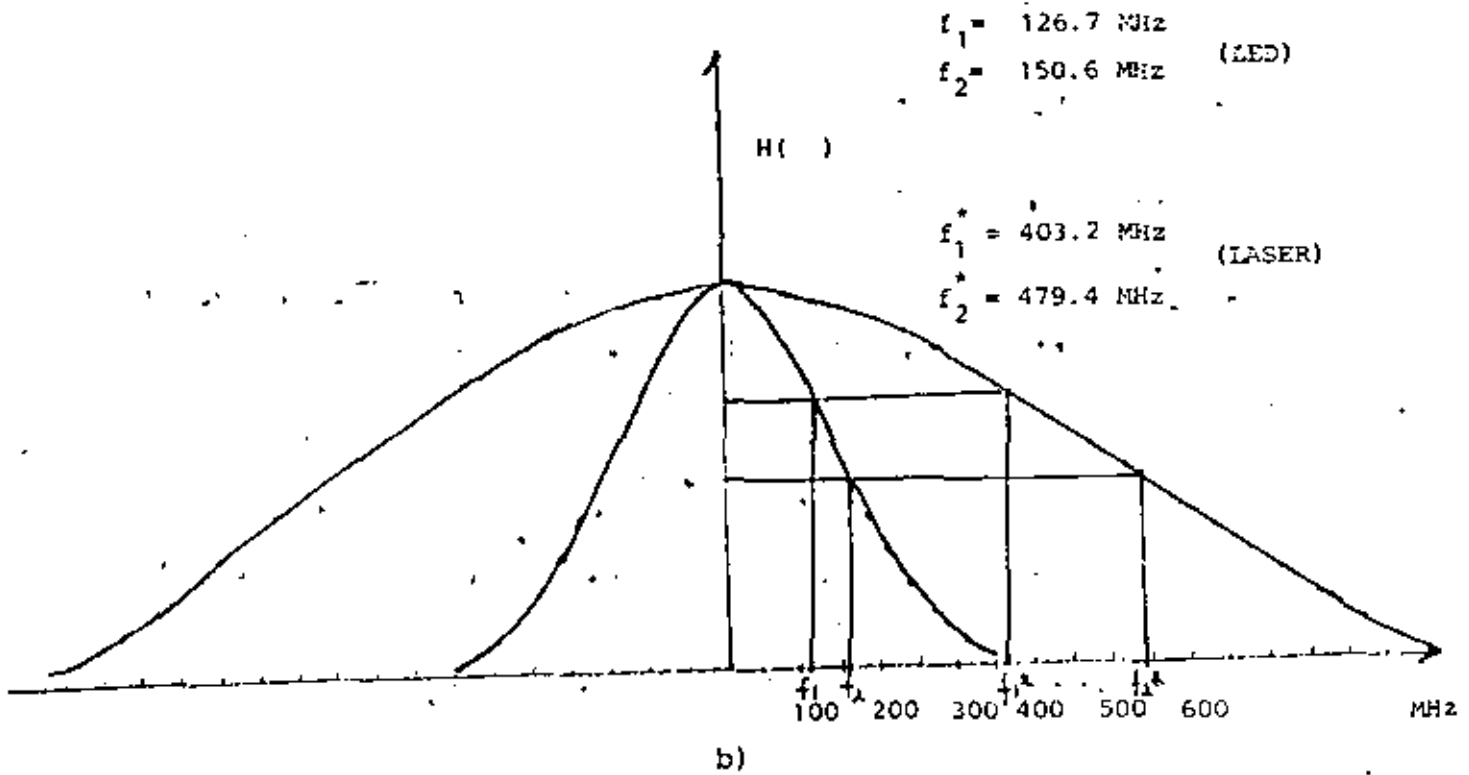
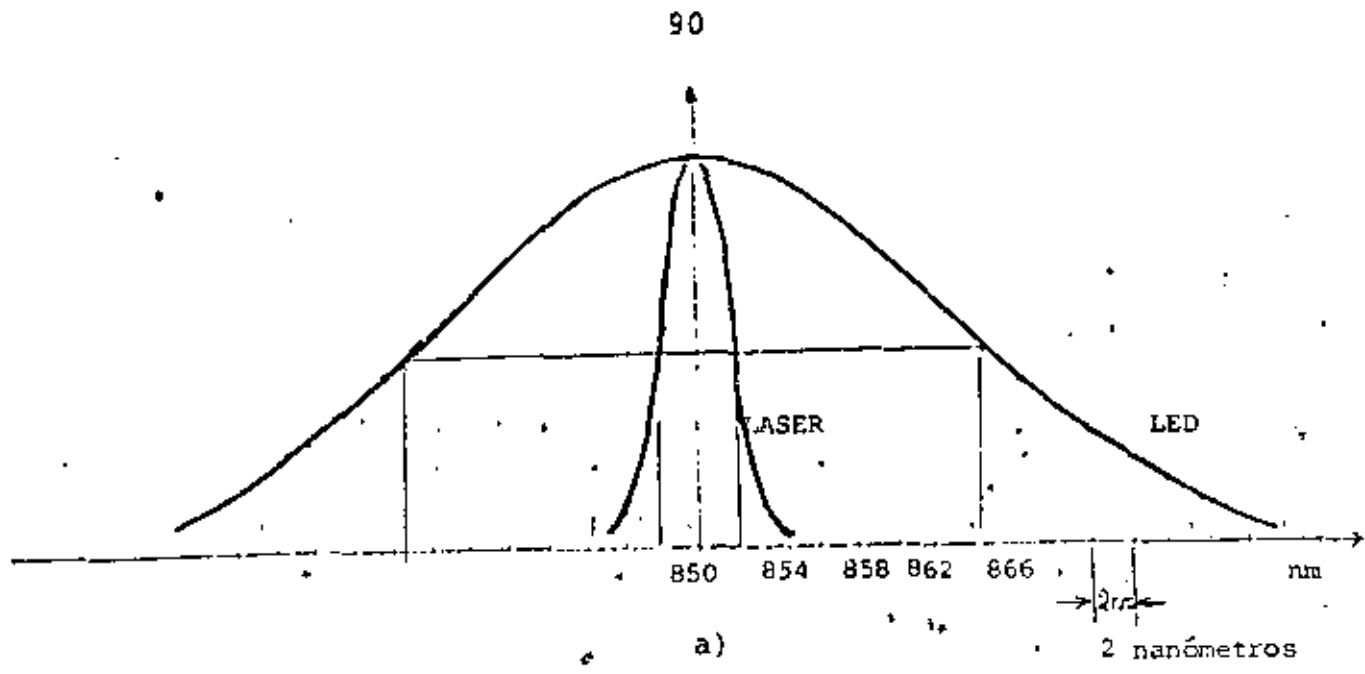


Figura (2.3.19).- Ancho espectral (a) y ancho de banda (b) para un LASER y un LED típicos.

El efecto conjunto de la dispersión material y modal es la convolución temporal $(h_1(t) * h_2(t))$ o la multiplicación en la frecuencia $H_1(\omega) H_2(\omega)$.

Si lo vemos en dispersiones cuadráticas medias se puede decir que el pulso de salida de una fibra óptica es un pulso Gaussiano con dispersión media cuadrática σ_T dada por:

$$\sigma_T = \sigma_m^2 + \sigma_c^2 \quad (2.3.37)$$

Donde

σ_m = es la dispersión modal

σ_c = es la dispersión cromática

O bien en anchos de banda de 3 o 6 dBs eléctricos.

$$\frac{1}{B_T} = \sqrt{\frac{1}{B_m^2} + \frac{1}{B_c^2}} \quad (2.3.38)$$

Donde

B_m = es el ancho de banda de 3 o 6 dBs modal

B_c = es el ancho de banda de 3 o 6 dB cromático

Ejemplo

Para una fibra de índice gradual óptica utilizada con un led de ancho espectral $\Delta\lambda = 300$ nm y utilizando los valores de ancho de banda dados por el fabricante

a 820 nm $M = 160 \frac{\text{p-seg}}{\text{nm-Km}}$

$B_m = 600 \text{ MHz} \cdot \text{km}$

para el LED $\Delta\lambda = 40$ nm

El último factor que es necesario considerar es el efecto de acoplamiento aleatorio entre modos cuyo efecto más evidente es alterar la dependencia del ancho de banda con la distancia.

El efecto es la equalización en los tiempos de viaje de los diferentes modos causada por los microdobles aleatorios a lo largo de la longitud. Esto hace que el ancho de banda no disminuya linealmente con la distancia sino de acuerdo a la relación.

$$B = B_0 L^{-\gamma} \quad (2.3.39)$$

Donde B_0 es el ancho de banda a un Km. dado por el fabricante este efecto es puramente modal y no debe mezclarse con los efectos del material, γ es una medida de la mezcla entre modos y depende de la longitud de onda de trabajo siendo aproximadamente 0.7 para 0.85 μ m y 0.85 para 1.3 μ m.

2.3.2.4.- Fibras concatenadas

Las fibras ópticas multimodales, principalmente las de índice gradual, tienen aún un problema sin resolver debido a su método de fabricación que es la variación de los anchos de banda obtenidos. Esto se debe a que desviaciones ligeras en la forma del perfil de índice de refracción causan cambios grandes en los anchos de banda. La figura (2.3.20) muestra este efecto. Al realizar longitudes de fibras mediante emplames es necesario un método para predecir el ancho de banda total.

El ancho de banda final depende de los anchos de banda individuales y la conversión de modos en las uniones.

Para fibras en que la regla de retardo es la misma en todas y no existe acoplamiento entre modos la dispersión modal se puede caracterizar como:

$$\sigma_T = \sum_{k=1}^N \sigma_k \quad (2.3.40)$$

σ_k denota la dispersión modal de cada fibra y σ_T la dispersión total. Cuando existe un acoplamiento intensivo en tres modos la dispersión total es :

$$\sigma_T^2 = \sum_{k=1}^N \sigma_k^2 \quad (2.3.41)$$

En la realidad el ancho de banda toma un valor entre los dos.

Se han obtenido diversas fórmulas para obtener un resultado apropiado entre ellas

$$\sigma_T^2 = \sum_{k=1}^N \sigma_k^2 + \sum_{\substack{p=1 \\ p \neq q}}^N \sum_{q=1}^N \sigma_p \sigma_q \gamma_{pq} \quad (2.3.42)$$

Donde

γ_{pq} es el coeficiente de correlación entre las fibras p y q y se determina por parámetros estructurales imperfecciones de empalme y acoplamiento modal

Otra fórmula es:

$$B_T^{-1/8} = \sum_{k=1}^N B_k^{-1/8} \quad (2.3.43)$$

El problema se complica cuando las fibras concatenadas han sido optimizadas a diferente longitud de onda.

La figura (2.3.21) muestra el efecto de concatenado en diferente orden para un conjunto de 6 fibras con respecto a la distancia. Como se ve, pueden existir variaciones hasta de 250 Mhz en L=3Km.

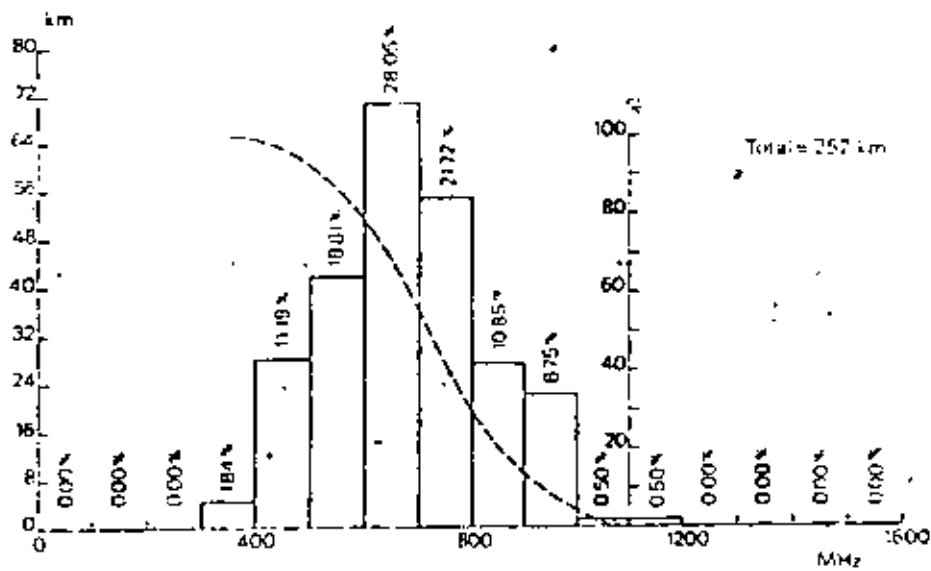


Figura (2.3.20).- Ancho de banda. Histograma.

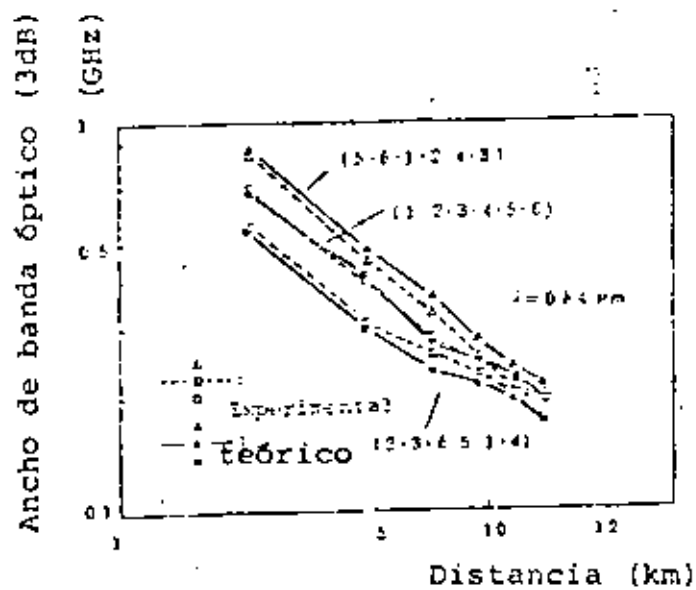


Figura (2.3.21).- Variación del ancho de banda total cuando se cambia el orden de las fibras concatenadas.

2.4.- PROCESOS DE FABRICACION

2.4.1.- Materiales

Se ha visto hasta ahora que para producir una fibra se debe hacer una estructura compuesta de dos regiones graduadas en cuanto a su índice de refracción. La cubierta ayuda a mantener la transmisión en el núcleo y algo de campo existente en ella. Sin embargo, haciendo la cubierta lo suficientemente gruesa es posible hacer que el campo de los modos guiados sea despreciable fuera de la cubierta y así el campo no se afecte por cubiertas de protección exteriores. Los gruesos de las cubiertas varían de 20 a 50 μ m variando los diámetros de núcleo de 3 a 100 μ m.

La elección de materiales se hace en base a muchos requerimientos entre los que destacan la transparencia y la facilidad del material para formar un filamento fino y disponible en dos índices de refracción por lo menos, cercanos, pero diferentes. Estos requerimientos limitan ya los materiales utilizables a unos cuantos tipos de vidrio y plástico.

Para las fibras ópticas la necesidad de tener bajas pérdidas de absorción, lo que significa una gran pureza, ha hecho que los materiales y técnicas usadas sean diferentes de los conocidos en la industria del vidrio.

Esto ha hecho que surja un gran interés en vidrios preparados por el método de deposición de fases de vapor en lugar de la simple mezcla de polvos de vidrio. La diferencia es que se puede lograr una purificación química en el material que produce el vapor a depositarse en finas capas para formar la placa de vidrio. Estos vidrios tienen un alto contenido de Silicio y se producen en la reacción del tetracloruro de Silicio (SiCl_4) usando pequeñas cantidades de contaminantes para modificar el índice de refracción.

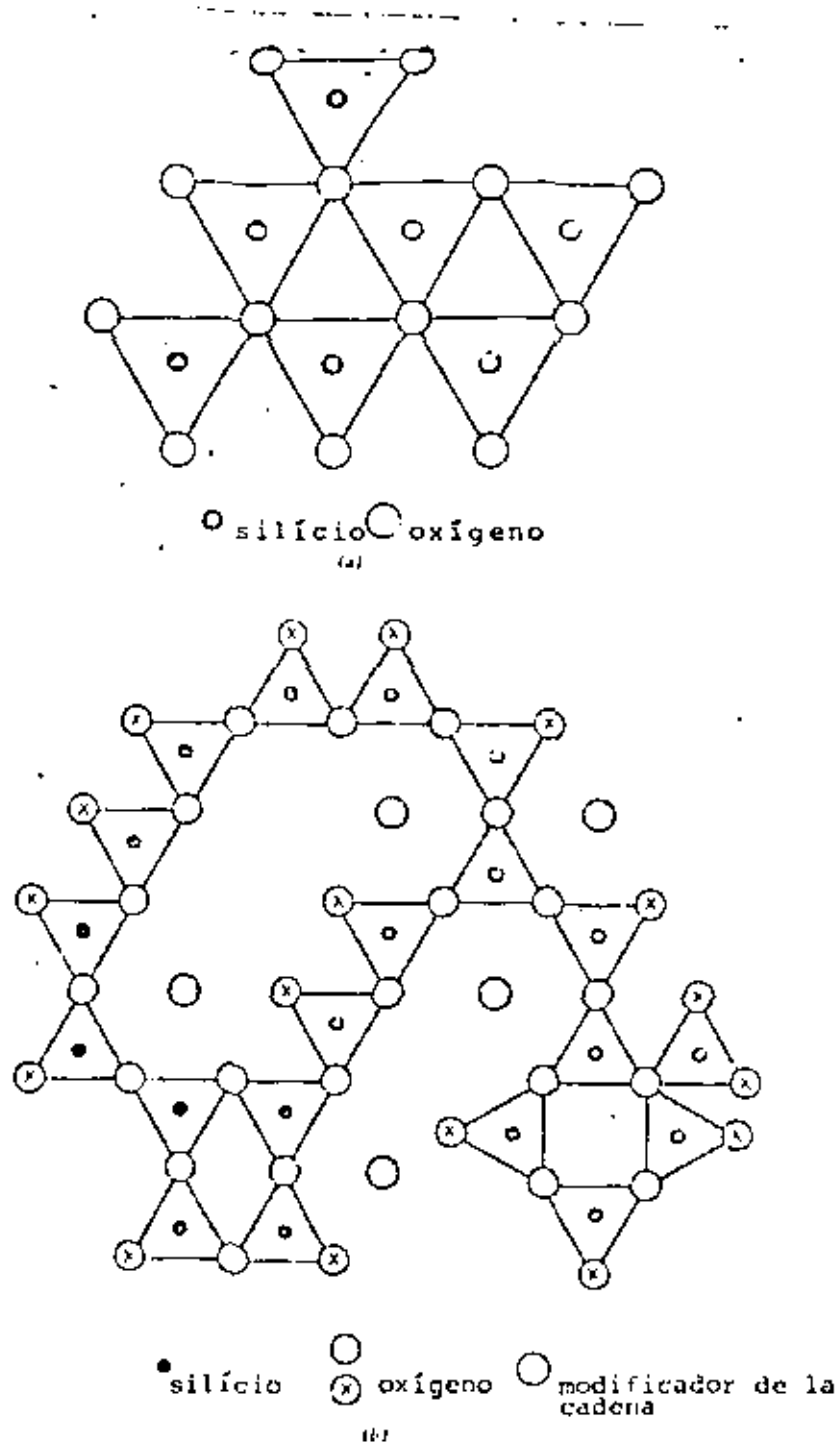


Figura (2.4.1).- Cadena de SiO_2 mostradas esquemáticamente en dos dimensiones

a) Una capa de SiO_2 regular

b) El efecto de la adición de un modificador en la cadena.

La estructura molecular de los vidrios por otra parte es notablemente diferente de los llamados cristales (semiconductores). En estos últimos los átomos individuales se definen en una cadena bien formada que crea patrones repetitivos en una estructura tridimensional. En el caso del vidrio se trata de un material amorfo en el que grupos de átomos se conectan débilmente y la estructura puede modificarse por la adición de otros componentes.

Como ejemplo la figura (2.4.1.) muestra la ruptura de la cadena SiO_2 con la adición de sodio formando un vidrio de sodio silicato.

Estas modificaciones tienden en general a reducir la cohesividad del material su temperatura de fusión y cambiar también el índice de refracción del vidrio.

Los materiales más utilizados provienen de los grupos de vidrios y silicatos (SiO_2) con adiciones de GeO_2 , P_2O_5 y B_2O_3 para cambiar el índice de refracción sin modificar en forma negativa las propiedades mecánicas y térmicas. Las figuras (2.4.2) y (2.4.3) muestran los efectos de la adición de estos y algunos otros materiales en la composición del vidrio, en las características térmicas y el índice de refracción.

2.4.2.- Preparación de la preforma

La preforma es la pieza de vidrio tratado que contiene ya la distribución de índices de refracción y la pureza requerida para fabricar de ahí la fibra óptica mediante un proceso de estirado. De una preforma típica de 80 cms. de longitud y 2 cm. de diámetro se obtendrá finalmente una fibra de $125\mu\text{m}$ de diámetro y varios kilómetros de longitud mediante el estirado.

Existen dos procesos básicos para la preparación de la preforma

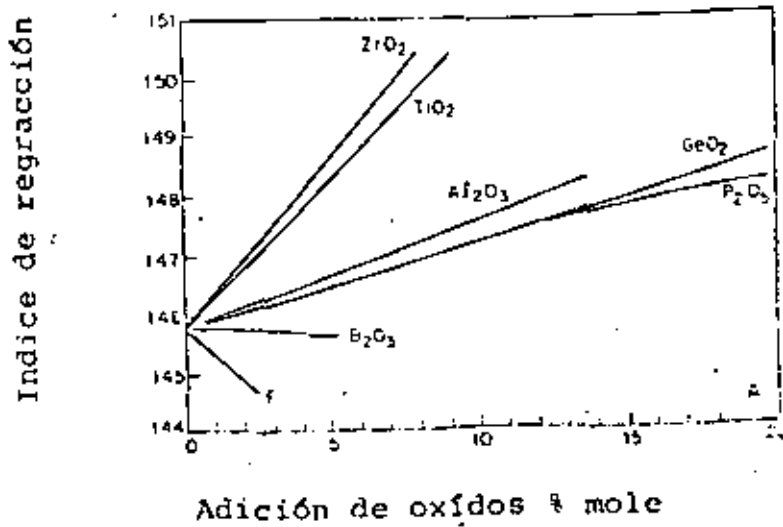


Figura (2.4.2) Índice de refracción para vidrios de sílice con contaminantes ZrO_2 TiO_2 Al_2O_3 GeO_2 P_2O_5 y B_2O_3

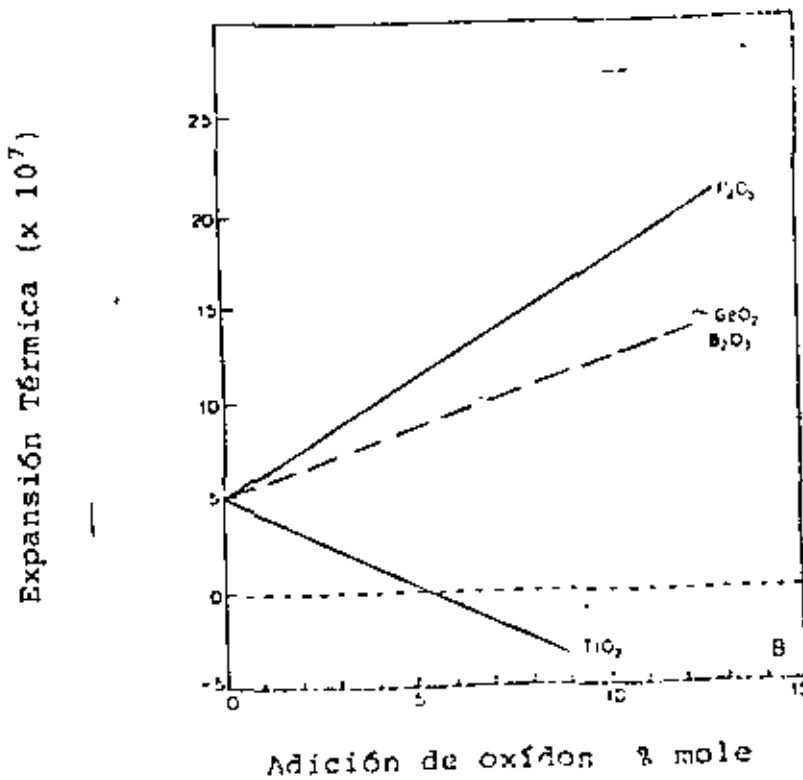


Figura (2.4.3) Coeficiente de expansión térmica (α) para vidrios de sílice con contaminante P_2O_5 .

de fibras de baja pérdida en cualquier cantidad. En uno de los procesos en que intervienen vidrios multicomponentes de baja temperatura de fusión el vidrio es preparado en una fundición, relativamente grande de la que se forma la fibra en un segundo paso. El segundo proceso se basa en el óxido de silicio y usa una preforma en la que se fabrican simultáneamente el núcleo y la cubierta.

En el primer método denominado crisol doble (double crucible) se funden dos tipos de vidrio uno para el núcleo y otro para la cubierta, para el estirado se colocan en horno con dos receptáculos como lo muestra la figura (2.4.4.).

La técnica más sencilla para el fundido de vidrio en la fabricación de fibras ópticas, es fundir los polvos vitreos en un crisol de silicio en un horno eléctrico alineado con silicio. El aparato es económico y puede lograrse un buen ambiente libre de contaminación. Si se desea control atmosférico el horno puede aislarse del ambiente del laboratorio, sin embargo varios pasos de purificación y homogenización de la mezcla de vidrio se necesitarán antes de tener un vidrio adecuado para el estirado de la fibra óptica. Se puede utilizar también calentamiento por radio frecuencia. Las figuras (2.4.5) y (2.4.6) muestran estos procesos.

Las técnicas de deposición química de vapor han sido las más exitosas en la formación de preformas de alta calidad y con graduación del índice de refracción. Estos métodos no sufren de los problemas de contaminación de los métodos de fundido y no se límitan a fibras de índice escalonado. Existen tres tipos básicos de deposición de vapor para fabricación de preformas:

- 1) Deposición química interna de vapor
- 2) Deposición externa de vapor
- 3) Deposición axial de vapor

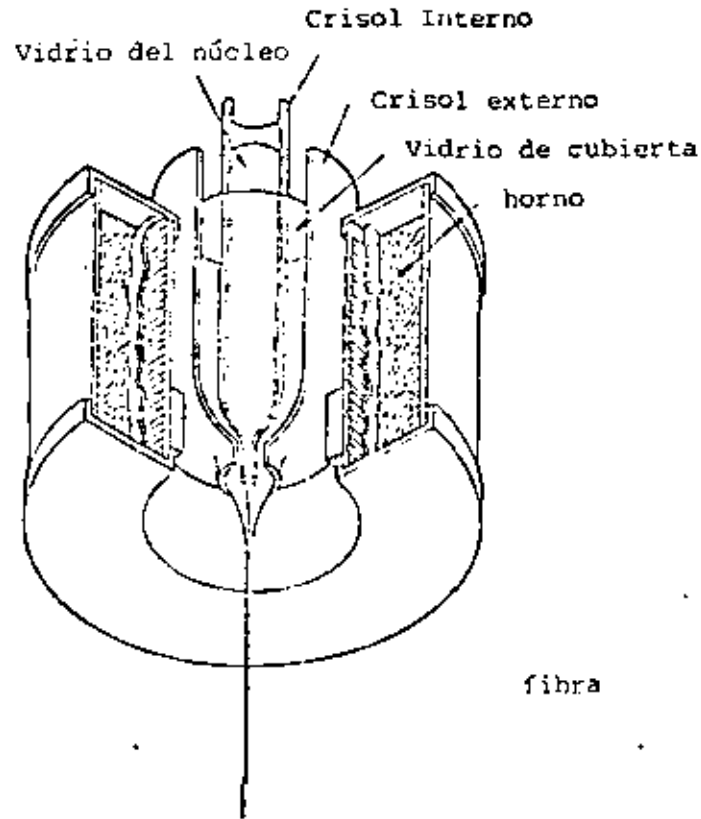


Figura 2.4.4) Crisol doble para el fundido de vidrios en la fabricación de fibras ópticas.

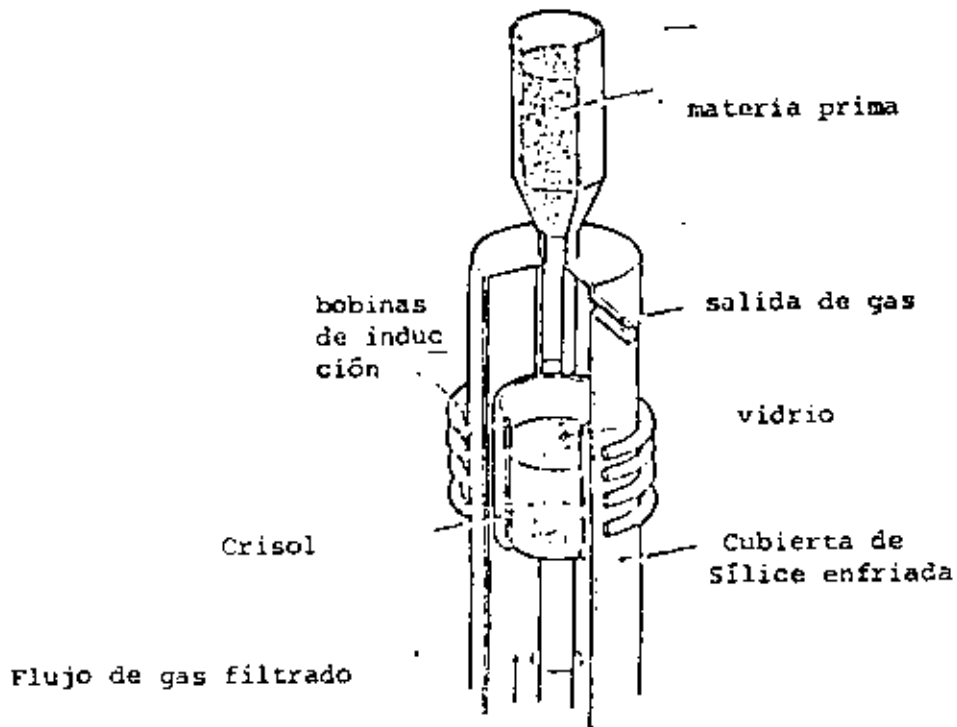
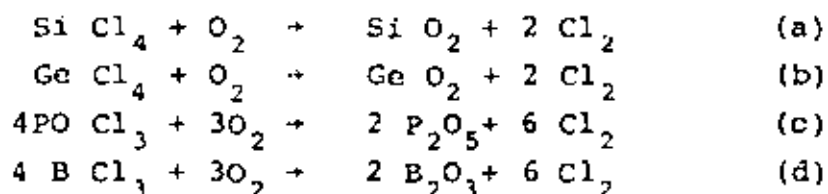


Figura (2.4.5) Calentamiento por radiofrecuencia de un crisol de platino para el fundido del vi

Otra modificación de estos métodos desarrollada por Phillips da lugar a un cuarto método denominado deposición química de vapor inducida por plasma.

Para explicar estos procesos nos basaremos en el más sencillo de ellos, desarrollado por Corning Glass Works conocido como deposición química de vapor (Chemical Vapor deposition) o Deposition interna de vapor. La esencia del método se ilustra en la figura (2.4.7). Un tubo de cuarzo fundido se rota en una máquina del tipo de torneado y se calienta a una temperatura de 1600°C por medio de una flama múltipe que barre continuamente la longitud del tubo.

Se hace que un afluente de oxígeno desarrolle un burbujeo en los reactantes y esta mezcla es inyectada en la parte interior del tubo donde se oxida de acuerdo a las siguientes reacciones:



En estas reacciones los óxidos aparecen como finas partículas de vidrio llamadas "soot". Este "soot" se puede recolectar como polvo o bien se adhiere, como en este caso, a una superficie caliente para formar un sólido poroso dando lugar a capas de vidrio transparente.

La reacción (a) da capas de sílice puros mientras que las otras reacciones se usan para umentar o disminuir el índice de refracción de acuerdo a la figura (2.4.7). La rotación del tubo se hace para evitar que la zona de reacción presente inhomogeneidades de temperatura lo que causaría grosores variantes en las capas.

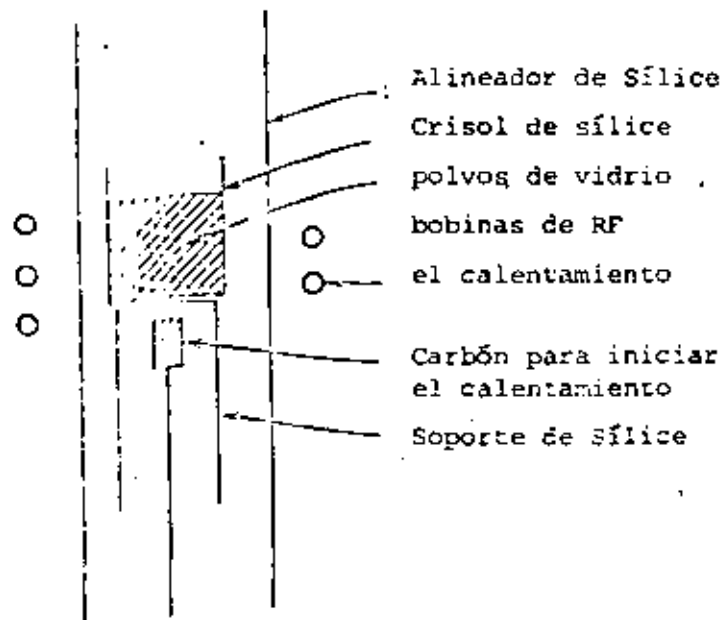
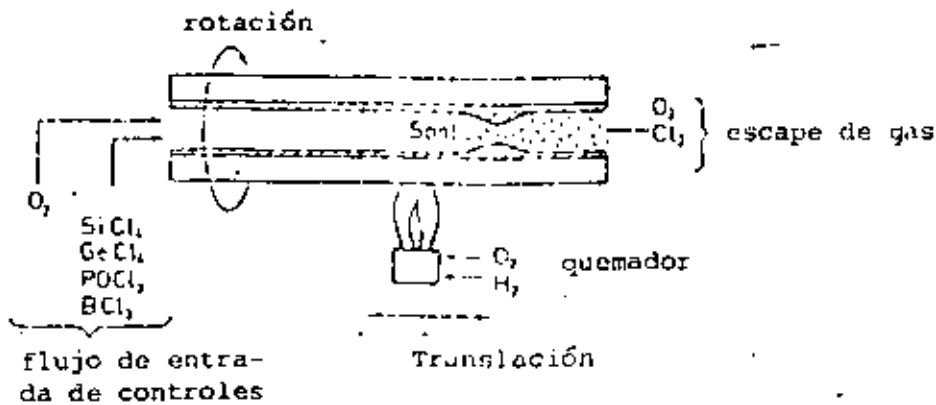


Figura (2.4.6) Aparato para el calentamiento directo del material de vidrio



Figura(2.4.7) Diagrama simplificado del proceso C.V.D

Finalmente, después de lograr las capas requeridas la temperatura se eleva y el tubo se colapsa en una preforma sólida.

La principal desventaja de este método es la relativa corta longitud lograda y el número limitado de capas que pueden depositarse (típicamente 50-60).

Esta dificultad se reduce en el proceso de deposición inducido por plasma (PCVD) desarrollado en Phillips. Usando este proceso se pueden depositar varios miles de capas. El método se ilustra en la figura (2.4. 8) donde se ve que el tubo de sílice es precalentado en un horno estacionario (a 1000°C), bajo el estímulo de plasma; los gases reaccionan en forma heterogénea en las paredes del tubo para producir una capa sólida de vidrio, el plasma recorre el tubo muy rápidamente (8cm/s) depositando continuamente más capas.

Otro método que permite el depósito de un gran número de capas es la deposición externa de vapor (OVDO) u oxidación externa de fases de vapor, la cual se muestra esquemáticamente en la figura (2.4. 9). En este caso, los materiales necesarios para la formación del vidrio se inyectan a través del quemador sobre un cilindro base donde se depositan. Después se elimina el cilindro base y se realiza la compactación de la preforma en un horno (a 1500°C) donde se efectúa un proceso de deshumidificación mediante helio y cloro. Las ventajas de este proceso son un control preciso del índice de refracción ($1.2 \text{ GHz} \cdot \text{Km}$) y la facilidad con que se obtienen preformas relativamente grandes ($<10 \text{ Km}$ para un diámetro de $125 \mu\text{m}$). Entre sus ventajas están: 1) La existencia de un hoyo central al eliminar el cilindro base y 2) La introducción de las impurezas de hidróxidos en la combustión de la flama, lo que obliga el proceso de secado.

Otra técnica que evita por completo la existencia de la depresión central es la llamada deposición axial de vapor cuyo diagrama

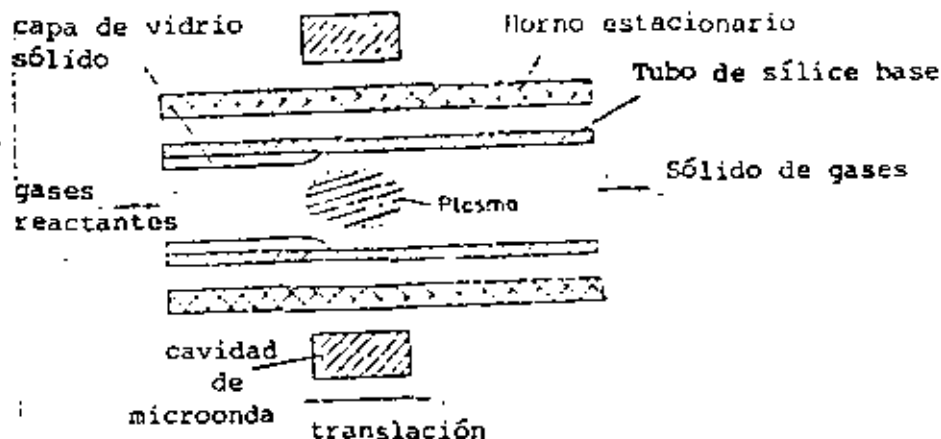


Figura (2.4.8) Descripción esquemático del proceso C.V.D. inducido por plasma

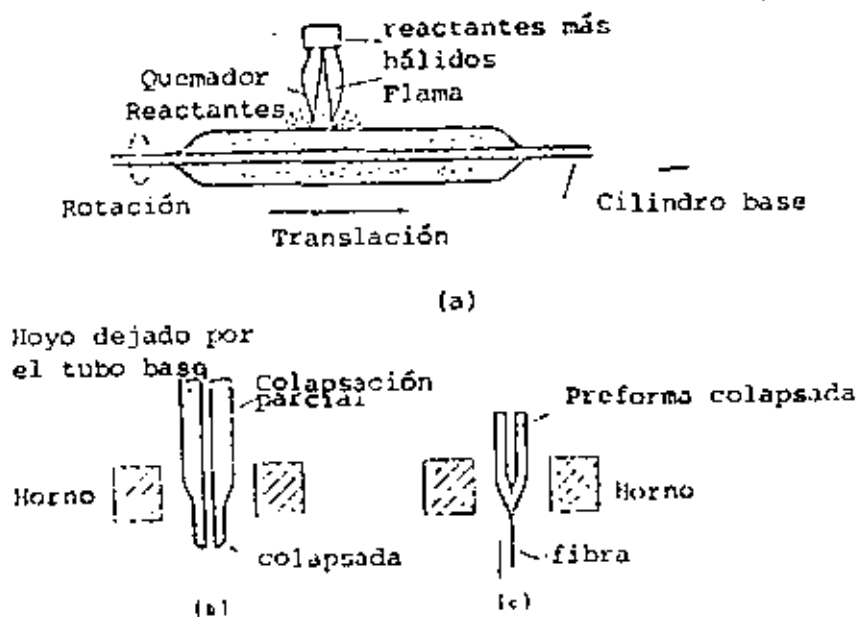


Figura (2.4.9) Proceso de deposición externa de fases de vapor (OVDP)

- a) Deposición
- b) Colapsado de la preforma
- c) Estirado

aparece en la figura (2.4.10) (VAD). En este caso, los gases se inyectan en el quemador de oxí-hidrógeno. En este caso el "soot" es dirigido hacia el final de una varilla que comienza. Un segundo quemador puede agregar partículas de boro de bajo índice de refracción ($2 B_2O_3$) para con la combinación lograr el perfil deseado. La varilla así generada es rotada continuamente y se mueve hacia arriba a una velocidad consistente con la rapidez de formación de la preforma las ventajas del método son:

- 1) La potencialidad de fabricar grandes preformas en manera continua.
- 2) Supresión completa de la depresión central del índice.

La desventaja principal es el difícil control del perfil del índice.

2.4.3.- Estirado final de la fibra

El proceso de estirado es necesario para obtener la fibra en las longitudes y diámetros deseados.

Examinemos primero el caso de estirado a partir de doble crisol. La figura (2.4.11) presenta un aparato para el estirado. Los dos crisoles concéntricos deben estar perfectamente alineados y el interior debe estar ligeramente más alto (1cm) que el exterior. En la práctica, la producción de fibras de baja pérdida requiere una atención cuidadosa en los detalles de cada etapa: preparación del vidrio, limpieza de los crisoles, ensamble del aparato, carga del vidrio, control de la atmósfera, etc.

La figura (2.4.12) muestra un tipo especial de crisol que mediante el detallado dimensionamiento de los parámetros l , R y h y utilizando dos tipos de vidrio que se interfundan puede producir fibras de índice gradual, en estos casos la difusión ocurre

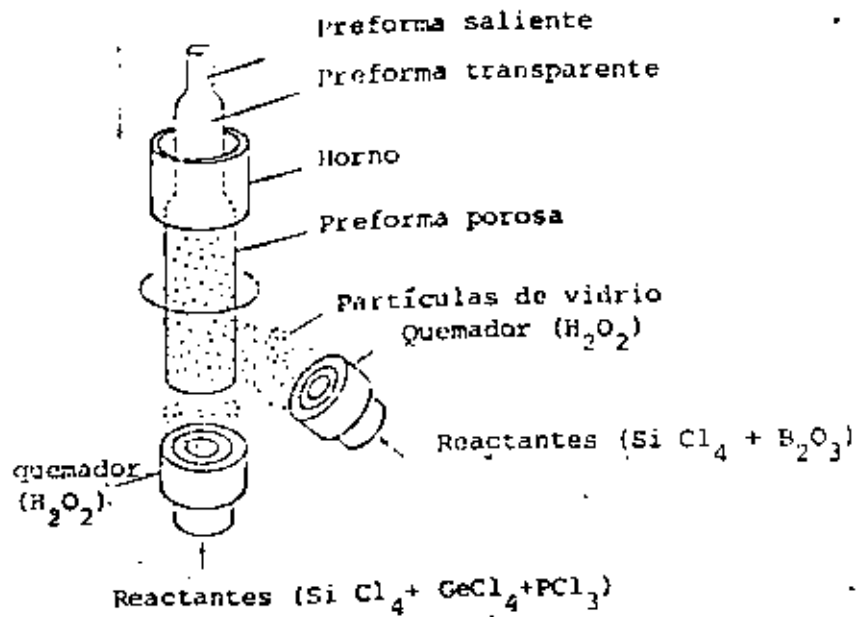


Figura (2.4.10) Método de Deposición Axial de Vapor

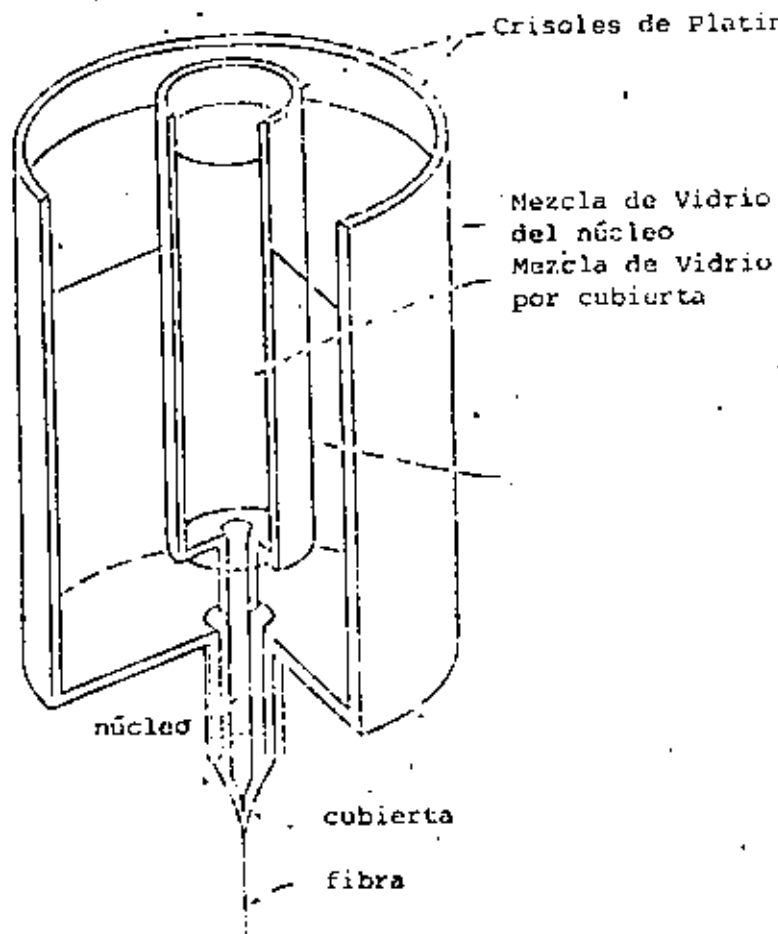


Figura (2.4.11) Aparato para el estirado de la fibra a partir del cable crisol

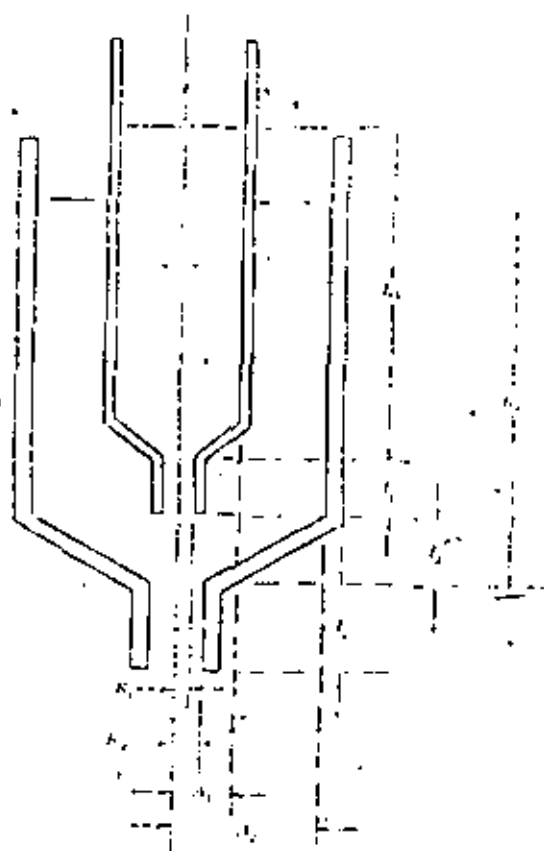


Figura (2.4.12) Crisol doble para fabricación de fibras graduadas (SELFOC). Las dimensiones determinan el perfil

en la región 1₃ de la figura, sin embargo, el método es muy poco exacto en comparación con la preforma lograda por deposición de vapor. Por otra parte, por este método los japoneses obtuvieron la primera fibra de índice gradual denominada selfoc.

La figura (2.4.13) muestra una estiradora para preformas obtenidas por deposición de vapor. Una simple inspección nos advierte de la necesidad de controlar dos parámetros vitales. La velocidad de embobinado de la fibra y la velocidad de alimentación de la preforma. Evidentemente en promedio el material no se puede acumular en la región caliente del estirado así si R_f y R_p y V_f y V_p son los radios y velocidades de flujo y preforma teóricos .

$$\langle R_f^2 V_f \rangle = \langle R_p^2 V_p \rangle \quad (2.41.)$$

Sin embargo en un análisis instantáneo esto no se cumple y puede haber variaciones lentas del diámetro de la fibra. Estas inestabilidades se evitan mediante el control de velocidad de embobinado en base al diámetro de la fibra medido por un equipo de medición laser que es disponible comercialmente. La figura (2.4.14) muestra un record de diámetro de la fibra a lo largo del estirado.

A fin de proteger a la fibra contra toda abrasión o ataque químico se aplica inmediatamente una protección primaria generalmente polimérica o siliconada que tiene además la función de aumentar la resistencia mecánica del conjunto.

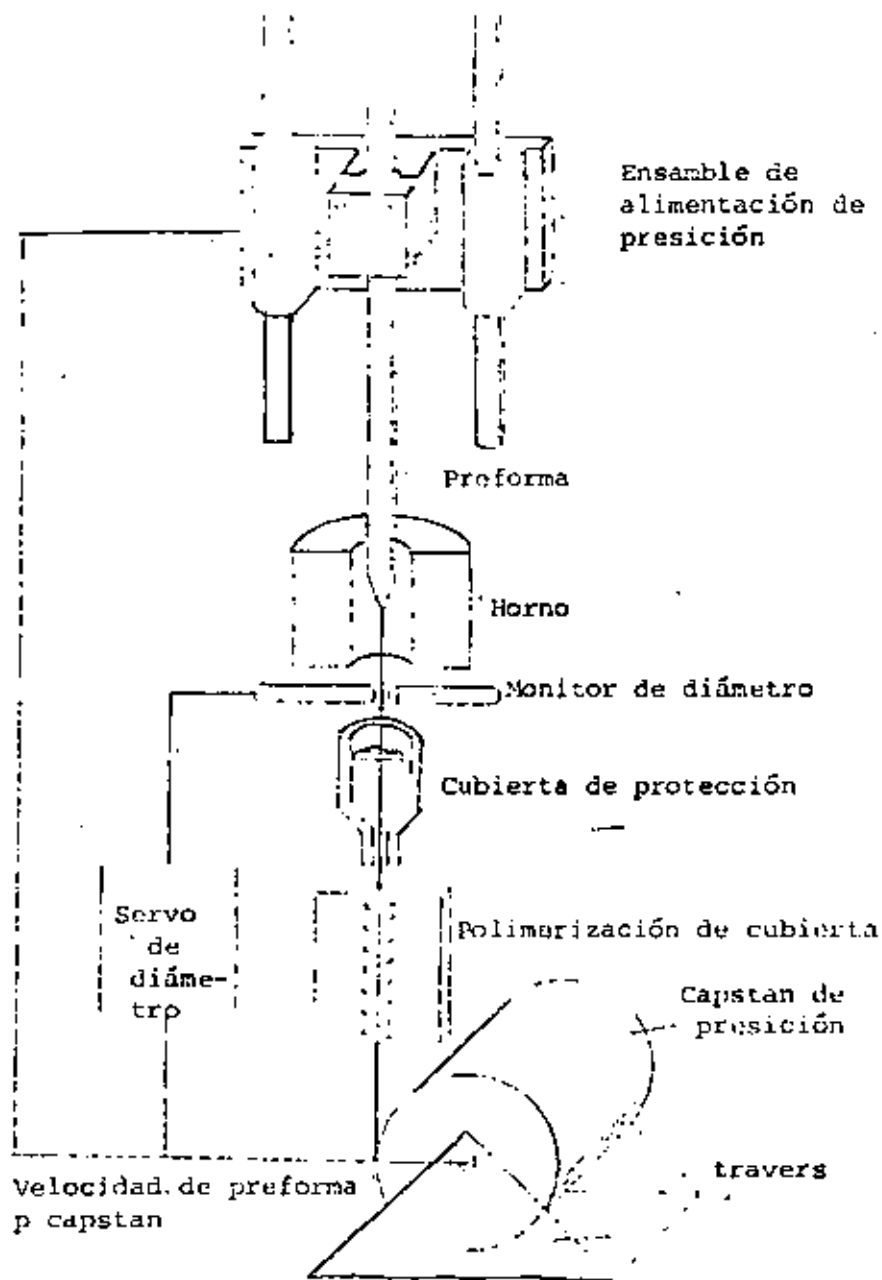


Figura (2.4.13) Diagrama esquemático de una estira dura a partir de la preforma

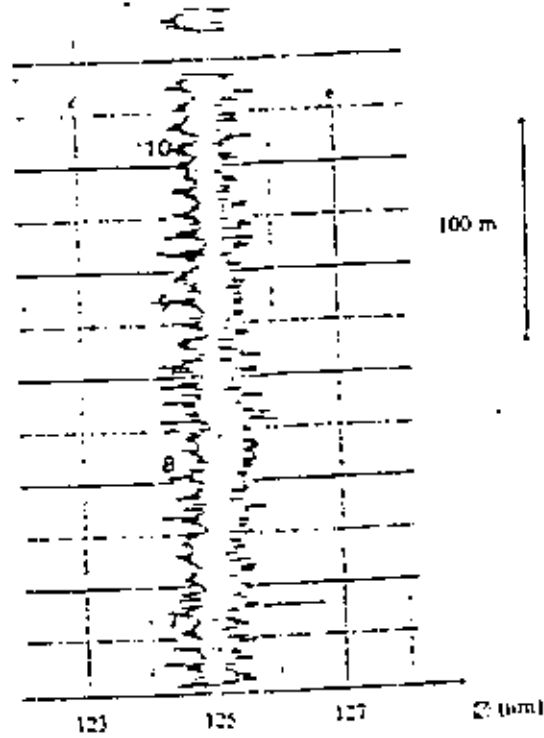


Figura (2.4.14) Record de variación de diámetro de la fibra para un controlador usando medición laser.

2.5.- TECNICAS DE EMPALME Y CONEXION

2.5.1.- Generalidades

Existen básicamente dos técnicas que han sido desarrolladas con el propósito de conectar dos secciones de fibras óptica: el empalme y el conector óptico.

El empalme consiste en la unión permanente entre dos secciones de fibra óptica; para lo cual existen varios métodos que incluyen técnicas de alineamiento mecánico y unión.

Los principales objetivos de éstos métodos son los siguientes:

- Reducir las pérdidas introducidas por el empalme.
- Alta confiabilidad mecánica y durabilidad.
- Facilidad de realización en el campo de aplicación.

El conector óptico se utiliza cuando por requerimientos del sistema de comunicación es necesario conectar y desconectar dos secciones de fibra óptica o una fibra al equipo terminal o de medición tantas veces como sea necesario sin incrementar las pérdidas ocasionadas por los acoplamientos. Los conectores ópticos hacen al sistema más versátil, sin embargo las pérdidas típicas son de aproximadamente de 1 dB

Las pérdidas debidas a una interconexión pueden ser clasificadas en intrínsecas y extrínsecas. Las pérdidas intrínsecas se deben a la variación en las características de las fibras y no pueden ser eliminadas por las características del proceso de interconexión.

Las pérdidas extrínsecas están asociadas a la preparación de las superficies en los extremos de las fibras (pérdidas por rugosidades) y tolerancias mecánicas en los alineamientos. Estas pérdidas por lo tanto, están sujetas al adecuado control de las operaciones de interconexión y diseño de los conectores.

Pérdidas intrínsecas

Existen dos fuentes de atenuación inherentes a la fabricación de las fibras, una de ellas es la variación en el diámetro del núcleo donde la atenuación en dB está dada por:

$$P_{dB} = 10 \log (D_r / D_t)^2 \quad (2.5.1)$$

$$D_t > D_r$$

Donde:

D_t es el diámetro del núcleo de la fibra transmisora.

D_r es el diámetro del núcleo de la fibra receptora.

La gráfica de la figura (2.5.1) muestra la variación de la pérdida en dB como función de la variación en porcentaje del diámetro de los núcleos.

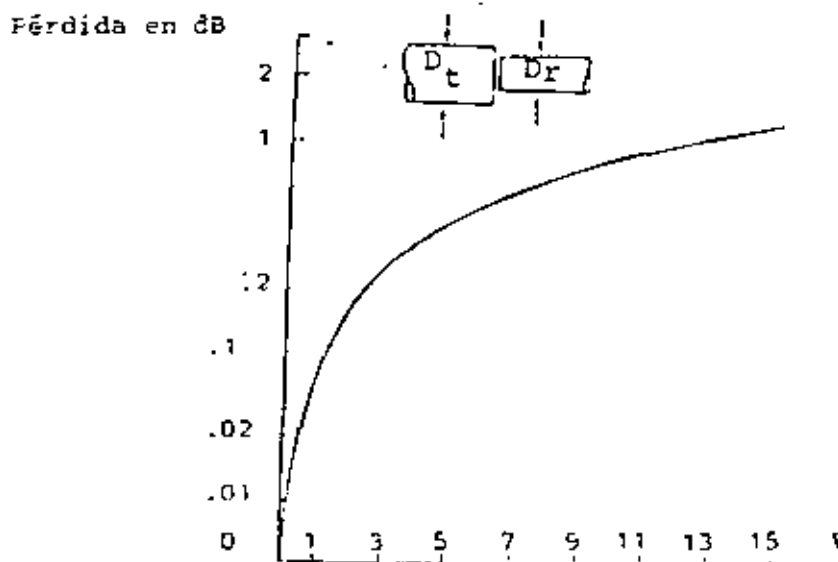


Figura (2.5.1).- Variación de la pérdida de potencia en dB como función de las discrepancias de los diámetros de los núcleos (en porciento).

Otra fuente de pérdida intrínseca es la variación en la apertura numérica de las fibras, sin embargo ésta fuente de pérdida es menor debido a que las variaciones en la apertura numérica son pequeñas. Por ejemplo una variación del 1% produce un nivel de atenuación de 1.17 dB. En el caso de las fibras de índice gradual, una variación en el coeficiente de graduación (α) del 10% causa un nivel de atenuación de solamente 0.2 dB.

Estas fuentes de pérdida son importantes cuando las fibras proceden de diferentes lotes de fabricación, ya que éstas son acumulativas y los procesos de empalme pueden causar un nivel de pérdida intrínseca de 1 dB.

Pérdidas extrínsecas

Este tipo de pérdida produce atenuaciones que son independientes de las características de las fibras ópticas y son función del diseño del conector y de los métodos de alineamiento en los empalmes.

Una fuente de pérdida es la separación entre los extremos de las fibras, cuando se realiza una interconexión, ésta atenuación se debe a la presencia de una interfase de aire entre ambos extremos (reflexiones de Fresnel), donde la pérdida en potencia por acoplamiento depende de los índices de refracción del vidrio y del aire, Figura (2).

Estas reflexiones causan atenuaciones de 0.32 dB y pueden ser reducidas si entre los extremos de las fibras existe una sustancia con un índice de refracción n_m tal que $n_m = n_g$.

Esta fuente de atenuación está dada por:

$$P_{dB} = -10 \text{ Log} \left\{ 1 - \left(\frac{n_1 - n_0}{n_1 + n_0} \right)^2 \right\} \dots (2.5.2)$$

Donde:

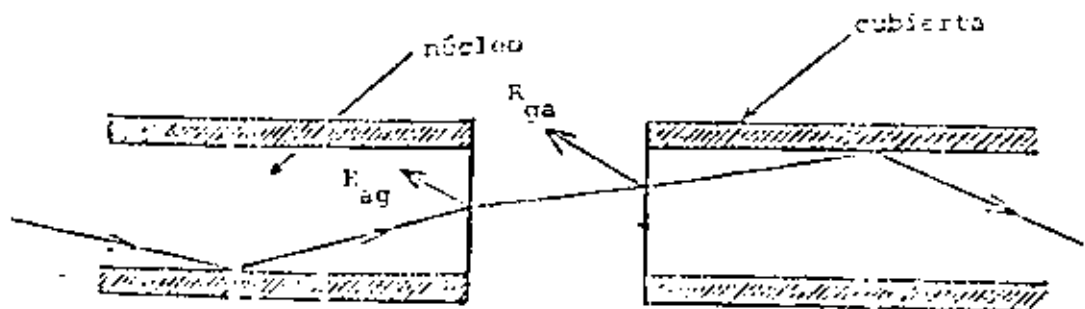
- P_{dB} Es el nivel de atenuación en dB.
 n_1 Es el índice de refracción del vidrio.
 n_0 Es el índice de refracción del aire.

La separación entre dos tramos de fibra óptica causa pérdidas que dependen de la apertura numérica, donde la pérdida en dB está dada por (2.5.3).

$$P_{dB} = -10 \text{ Log} \left\{ \frac{D/2}{D/2 + \left[\tan(\text{sen}^{-1} \frac{N.A.}{n}) \right]^2} \right\}^2 \quad (2.5.3)$$

Donde:

- P_{dB} Es la pérdida debida a la separación en dB.
 D Es el diámetro del núcleo de la fibra en μm .
 ℓ Es la separación en μm .
 NA Es la apertura numérica.
 n Es el índice de refracción del medio.



- R_{ag} Reflexión debida a la interfase aire-vidrio
 R_{ga} Reflexión debida a la interfase vidrio-aire

FIGURA (2.5.2)- Pérdida en potencia por reflexiones en el acoplamiento

La gráfica de la figura (2.5.3) muestra una relación entre las dimensiones del núcleo y la separación entre las fibras como función de la atenuación en dB para varias aperturas numéricas.

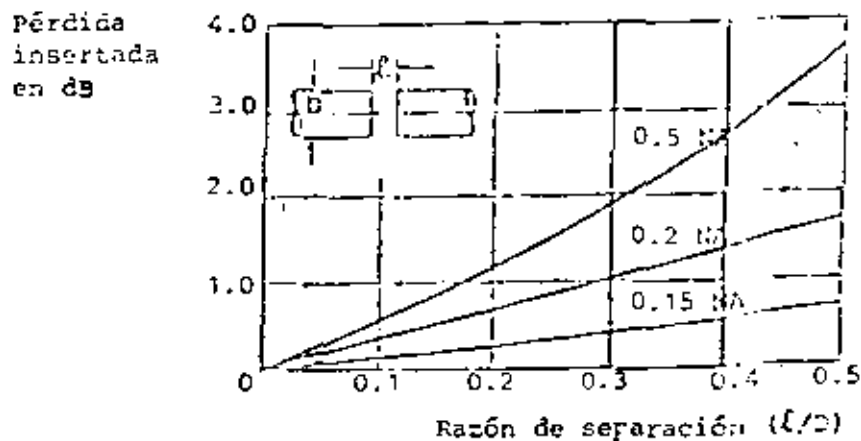


FIGURA (2.5.3).- Pérdidas de potencia en dB en función de la relación (l/D) para varias aperturas numéricas

Cuando los extremos de las fibras no son concéntricos una con la otra, existe una atenuación por desplazamiento lateral. La pérdida en dB está dada por :

$$P_{dB} = -10 \log \left\{ 1 - \left(\frac{2}{r} \right) \left(\frac{l}{D} \right) \left(1 - \frac{l^2}{D^2} \right)^{1/2} - \frac{2}{r} \operatorname{Sen}^{-1} \left(\frac{l}{D} \right) \right\} \quad (2.5.4)$$

Donde:

D Es el diámetro del núcleo de la fibra.

L Es la separación lateral.

La gráfica de la figura (2.5.4) muestra la relación del despla-

zamiento lateral y el diámetro del núcleo como función de la atenuación en dB.

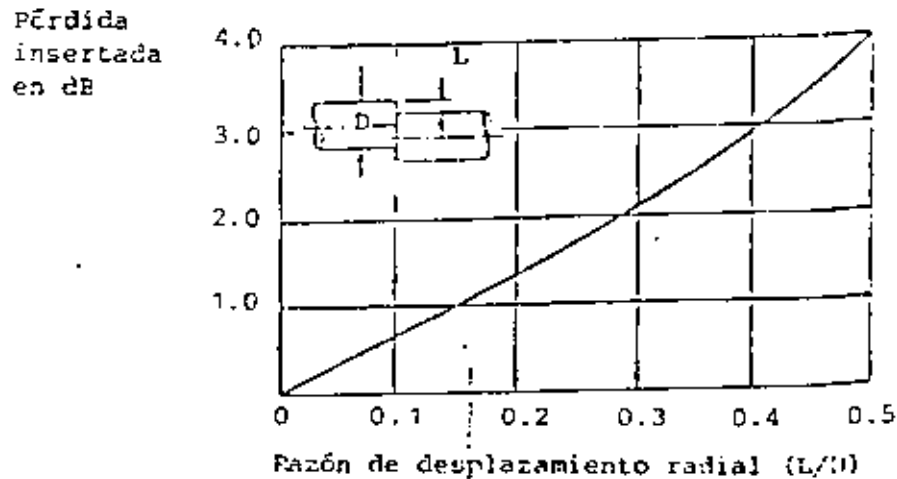


FIGURA (2.5.4).- Pérdidas de potencia en dB, como una función del desplazamiento radial (L/D)

La cuarta fuente de atenuación es el desplazamiento axial o desigualamiento angular entre las caras de las fibras en el punto de interconexión. Esta atenuación depende de la apertura numérica y puede ser reducida usando fibras de pequeña apertura numérica. La gráfica de la figura (2.5.5) muestra las pérdidas por desplazamiento axial contra el ángulo de desplazamiento para diferentes aperturas numéricas.

Existen otras fuentes de atenuación que se refieren a la calidad de las superficies en contacto y se deben a pérdidas por rugosidades, el ángulo de inclinación y la presencia de partículas extrañas.

La gráfica de la figura (2.5.6) muestra el nivel de atenuación en dB debidas al ángulo de inclinación para tres diferentes re-

laciones de los índices de refracción entre el núcleo y el aire.

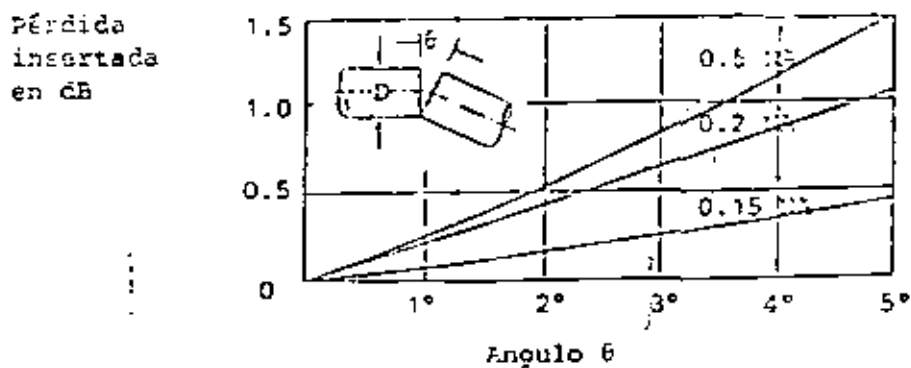


FIGURA (2.5.5) - Pérdidas de potencia en dB, como función del desplazamiento axial

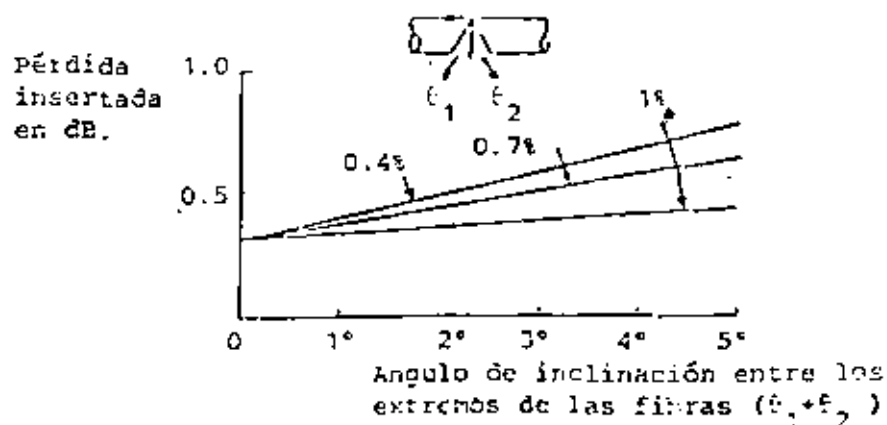


FIGURA (2.5.6) - Nivel de atenuación en dB contra el ángulo de inclinación para diferentes relaciones entre índices de refracción del núcleo de la fibra óptica y el aire

2.5.2.- Sistemas de empalmes

Los sistemas de empalme se pueden clasificar básicamente en tres tipos:

- Empalme por fusión por arco eléctrico
- Empalme por fusión por combustión de gases
- Empalme por acoplamiento mecánico.

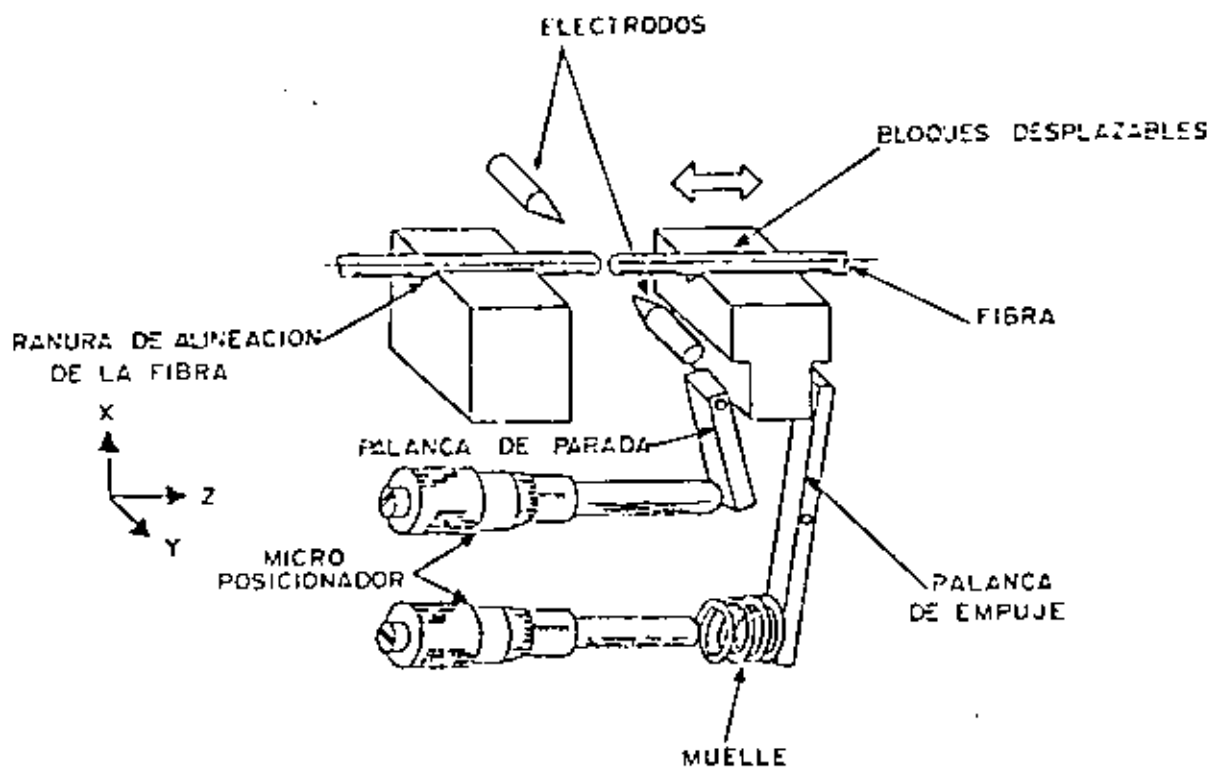
Las principales características de cada uno de ellos es presentada a continuación:

Empalme por fusión por arco eléctrico.

Esta técnica consiste en unir bajo el microscopio dos secciones de fibra óptica y aplicarles una descarga por arco eléctrico durante un intervalo determinado de tiempo. Esto hace que las fibras se fundan, uniéndose en sus extremos y debido a que se produce el fenómeno de auto alineamiento, el empalme resultante presenta una atenuación muy reducida, del orden de 0.14 dB o menos.

Este empalmador puede estar contenido en una maleta y ser completamente portátil, lo que es una ventaja para trabajos de campo, sin embargo requiere de fuente de alimentación por lo que su autonomía se ve limitada por este factor. En general, y de la misma manera que en los otros tipos de empalme, la realización del empalme depende de la habilidad del operador, por lo que se requiere cierto entrenamiento.

En la figura (2.5.7), se muestra el diagrama esquemático de un aparato de empalme por fusión y en la figura b, el proceso de empalme. Un detalle importante que debe tomarse en cuenta, es el uso de una bomba de vacío para sujetar las fibras ópticas en los canales en "V" que permiten su posicionamiento.



REPRESENTACION ESQUEMATICA DE UN
EMPALME POR FUSION MEDIANTE UN
ARCO ELECTRICO.

FIGURA (2.5.7)

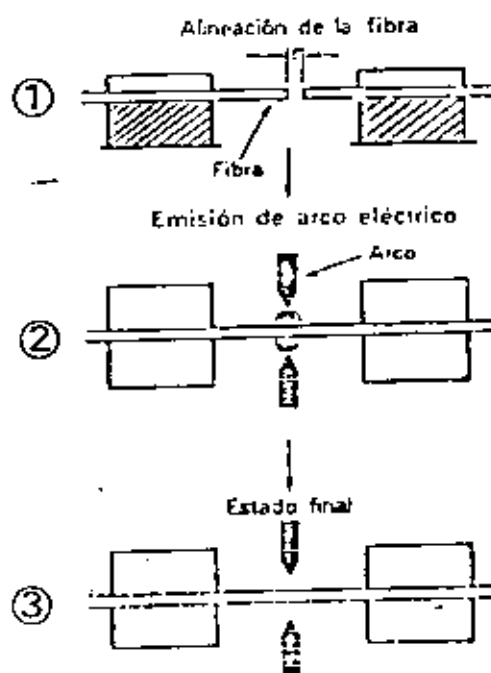
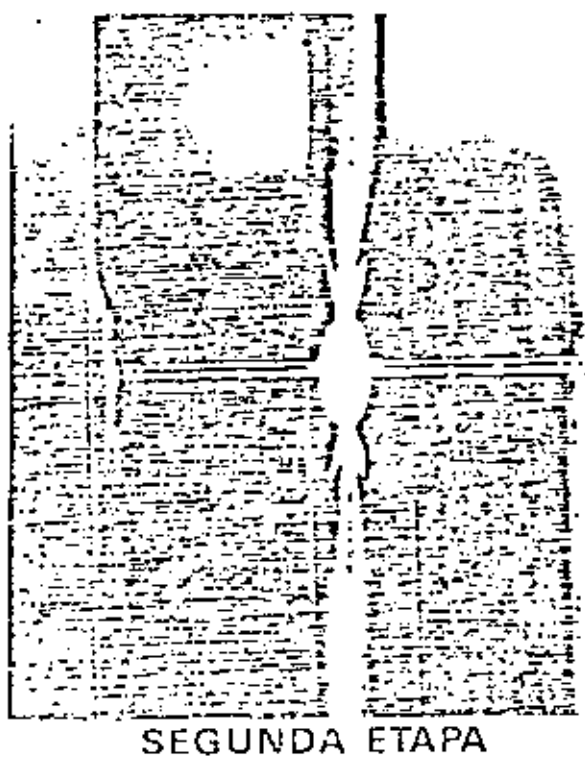


Figura (2.5.8) Proceso de empalme

Es necesario, además, brindar una protección adecuada en la región del empalme tal como un refuerzo mecánico y una envolvente plástica.

Empalme por fusión por combustión de gases.

El empalme de fusión puede también realizarse a partir de la combustión de gases: oxígeno y propano, en un proceso controlado. La microflama producida se aplica a la unión de los dos extremos de fibra óptica con la consecuente fusión y autoalineamiento. La pérdida por inserción con este tipo de empalme es similar al efectuado por arco eléctrico: ~ 0.1 dB.

Este equipo de empalme presenta una gran portabilidad teniendo como principal desventaja la adquisición de los gases, los cuales deben tener una pureza mayor al 99.5%.

Un equipo comercial típico consta de dos maletas, una de alimentación y otra de trabajo. En la primera de ellas se transporta principalmente una batería recargable y equipo accesorio. En la segunda, el microposicionador para las fibras, y los mecanismos y circuitos de control para la intensidad y duración de la flama. En la figura (2.5.9) se muestran las dos maletas.

Debe tenerse presente que ambos tipos de empalme requieren de trabajo previo y posterior al proceso de fusión, como la preparación de los extremos de las fibras removiendo las cubiertas plásticas y de silicona y la protección final del empalme.

Empalme por acoplamiento mecánico

Es posible, también, acoplar mecánicamente dos tramos de fibra óptica, siendo este el método que se sugiere en cables de gran capacidad (10 o más fibras).

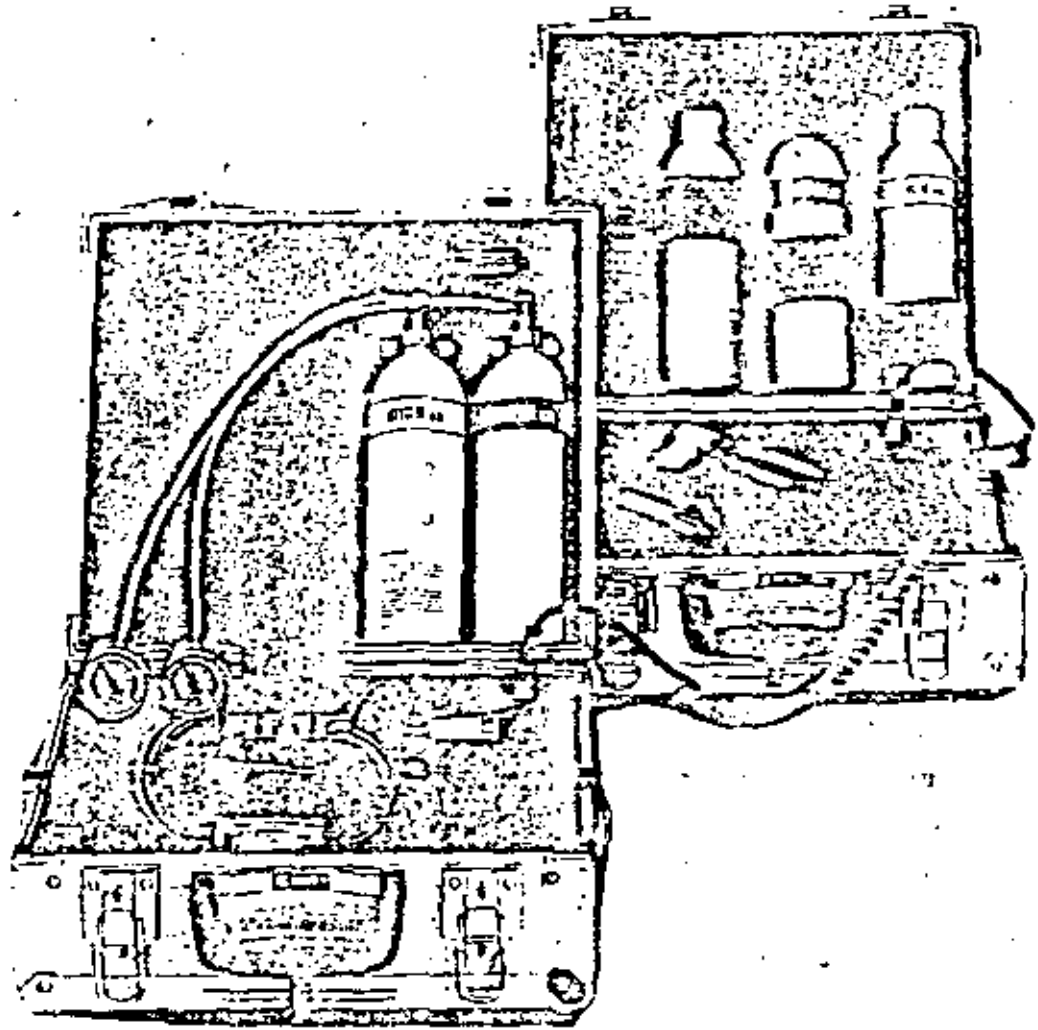


Figura (2.5.9) Equipo de empalme por fusión
por combustión de gases
(microflama)

El método de acoplamiento mecánico ha sido desarrollado especialmente para cables con elemento cilíndrico ranurado, este principio consiste en reproducir una pieza de precisión a la estructura geométrica del elemento central del cable, figura (2.5.10). Por lo tanto, se requiere de la preparación de ambos extremos del cable óptico. Las fibras son colocadas en las guías de precisión y sujetadas a las ranuras por medio de cintas elásticas; posteriormente las fibras son pegadas y cortadas. Estas piezas se juntan utilizando un sistema mecánico de posicionamiento que impide la posibilidad de rotación de las extremidades.

Como puede verse, este procedimiento de empalme es laborioso y no se recomienda para efectuarse, por ejemplo, en lo alto de una torre de la línea de alta tensión.

Caja de empalme.

En una instalación subterránea de un cable de fibra óptica, los empalmes se realizan en registros adecuados. Sin embargo, es factible que éstos se inunden por lo que se necesita de una protección que aisle completamente de la humedad a dichos empalmes. Esta protección es una caja de empalme que se tiene desarrollada y disponible comercialmente.

En la aplicación de los cables de fibra óptica a sistemas de potencia se tienen dos casos: la instalación de cables subterráneos, en el interior, de una subestación, por ejemplo, y la instalación de cables aéreos soportados por las torres de las líneas de alta tensión - para comunicación entre subestaciones eléctricas-. En empalmes para cables subterráneos puede emplearse la caja descrita y no se esperan problemas significativos. Sin embargo, para el cable aéreo, el emplame deberá estar localizado en una torre para lo cual es necesario diseñar una caja de empalme especial.

Existen ya algunos diseños propuestos para esta caja de empalme

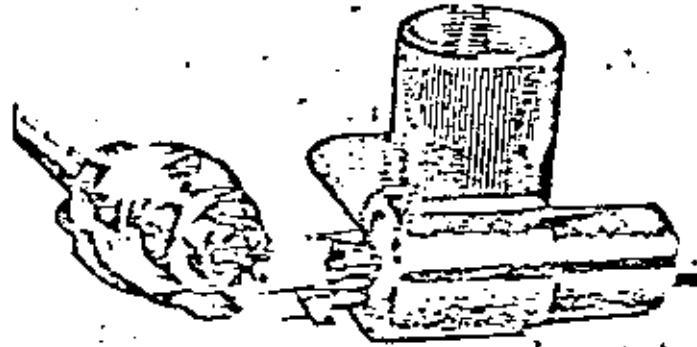
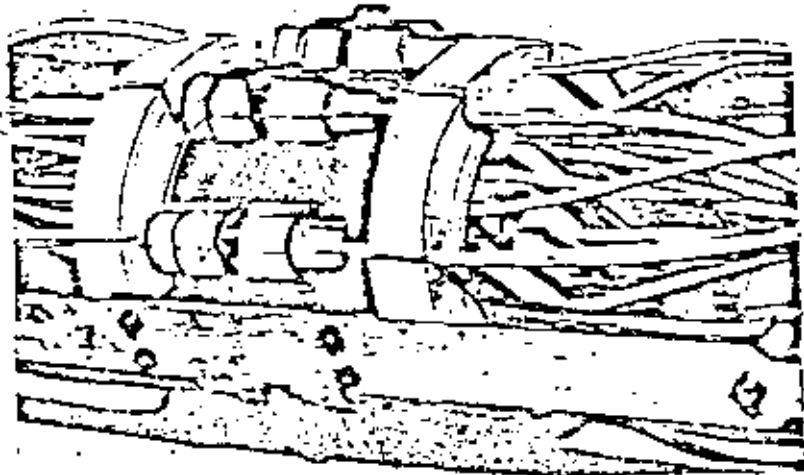


Figura (2.5.10.) a) Empalme por acoplamiento mecánico



b) Empalmado de un cable de 7 elementos
70 fibras

en las torres. La estructura básica puede ser la de la figura (2.5.11). Debe recordarse que el cable aéreo es un cable óptico interconstruido en el hilo de guarda. El objetivo final será aislar de tensión y humedad el empalme.

2.5.3.- Conectores

En este punto se describen los principales tipos de conectores para fibra óptica disponibles en el mercado, tomando en cuenta que los factores que influyen en la atenuación óptica por conexión han sido ya estudiados.

En general, los parámetros importantes para evaluar la calidad de un conector son:

- Baja pérdida por inserción
- Facilidad de construcción y montaje
- Compatibilidad con diferentes muestras del mismo conector
- Pequeña variación en la pérdida por inserción después de un gran número de conexiones y desconexiones.
- Insensibilidad a factores ambientales (temperatura, polvo, etc).
- Bajo costo
- Baja diafonía en conectores múltiples.

Los conectores pueden dividirse en diferentes categorías de acuerdo a su principio de operación: 1) Conectores de guía metálica con joya de reloj, 2) Conectores ranurados y 3) Otros tipos de conectores. A continuación se explica brevemente en que consiste cada uno de ellos.

1).- Conectores de guía metálica con joya de reloj

Este es uno de los tipos más generalizados de conector óptico y

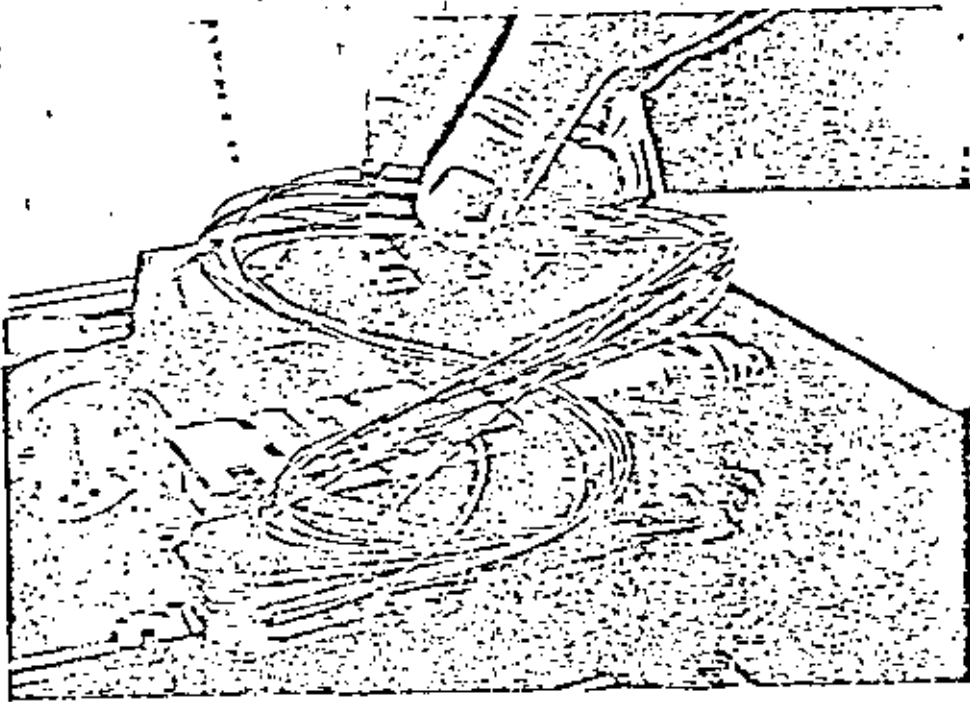


Figura (2.5.11) Caja de empalmes de fibras ópticas

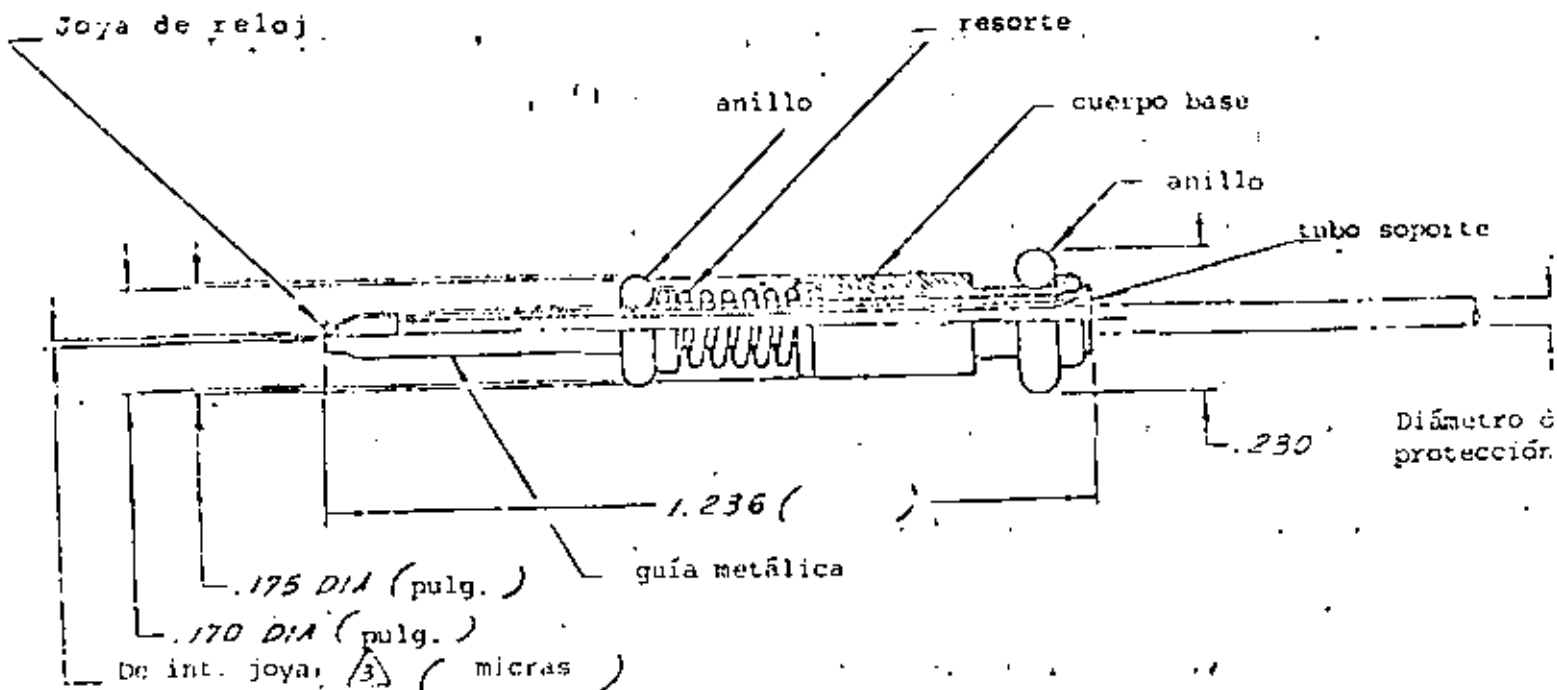


Figura (2.5.12) Conector con terminación en guía metálica y joya de reloj.

su principio de funcionamiento es sencillo: consiste de una joya de reloj montada en el extremo de una guía metálica. Su precisión depende de aquella con la cual el orificio de la joya de reloj haya sido centrada con respecto a la guía. En la figura 2.5.12, se muestra una vista esquemática de una terminación en este conector.

El proceso de conexión, puede resumirse de la siguiente manera:

- a) Colocación de la fibra óptica en la guía metálica.- En una sección de longitud específica, se desprenden las cubiertas plásticas del extremo de una fibra óptica. La capa plástica externa de la fibra se pega en el interior de la guía metálica y la fibra desnuda se introduce en el orificio de la joya de reloj y se une a ella con resina epóxica.
- b) Pulido.- La fibra es cortada dejando un pequeño remanente, el cual es pulido en abrasiones sucesivas que van de grueso (30µm) a fino (0.3µm).
- c) Las dos terminaciones se introducen en una guía externa para alineación en un procedimiento manual que permite la conexión y desconexión.

Las características típicas de este tipo de conectores son:

pérdida por inserción

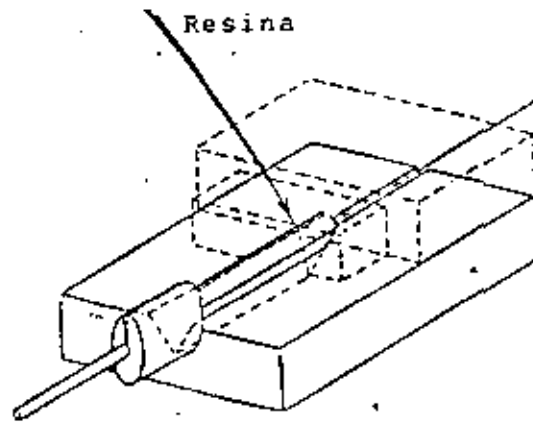
Conector de baja pérdida < 1 dB (0.5 dB valor típico)

Conector de alta pérdida < 4 dB (2 dB valor típico)

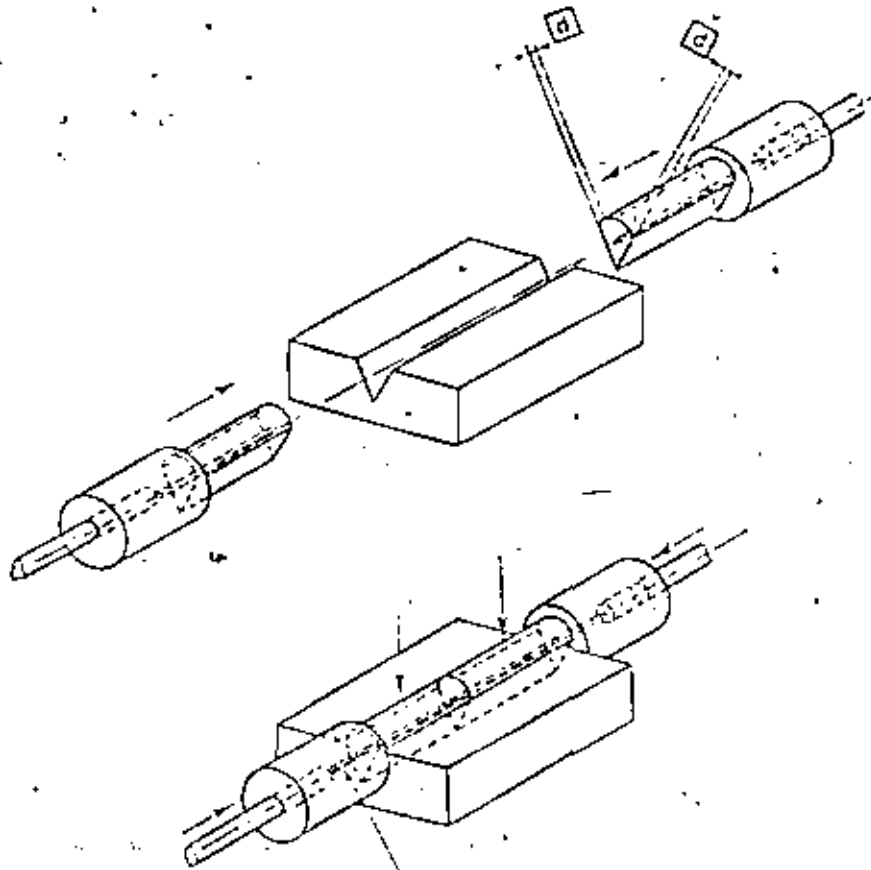
Capacidad de conexión y desconexión: 500 maniobras

Rango de utilización: -10°C a + 70°C

Finalmente debe mencionarse que se tienen diferentes diámetros para la joya de reloj por lo que debe elegirse el más adecuado



a) Premoldeado



b) acoplamiento

Figura (2.5.13) Proceso conector ranurado en V.

a la fibra a utilizar. (50/125 μ m, 100/140 μ m, 200/280 μ m).

2).- Conectores ranurados

Otro método de conexión y que permite un excelente posicionamiento (con una precisión de 1 μ m) es el ranurado en "V". Como se muestra en la figura (2.5.13), la fibra óptica es contenida en su extremo en una pieza en forma de cuña. La fijación se realiza por medio de resina epóxica. El extremo de la fibra óptica se pule de la misma manera que en el conector anterior. Las dos piezas terminadas se unen en una tercera que está ranurada en "V" y permite finalmente la conexión. La característica principal de este conector es el mecanismo de transferencia de precisión que da como resultado pérdidas por inserción pequeñas, <0.7 dB.

Los valores típicos de este conector son:

Pérdida por inserción	
Conector de baja pérdida	< 0.5 dB
Conector de alta pérdida	< 0.7 dB

Capacidad de conexión y desconexión: 500 maniobras

Rango de utilización: - 20 a + 80°C.

3).- Otro tipo de conectores

Existe además de los ya descritos, una gran variedad de tipos de conectores ópticos de entre los cuales se pueden mencionar:

- tubos en guía de presión
- esfera de alineamiento
- moldeado
- lentes interpuestos
- esfera triple
- tubos excéntricos

Enseguida se presente una breve descripción de los dos primeros, con el objeto de dar una idea más completa respecto a mecanismos de conexión óptica.

- tubos en guía de presión

El esquema básico de este conector se muestra en la figura (2.5.14). Esencialmente, se tiene un adaptador formado por una guía metálica que puede ejercer presión sobre dos tubos (de diámetro ligeramente distinto) permitiendo de esta manera su fijación y alineamiento. Las fibras ópticas han sido montadas en estos tubos y terminadas de manera similar a lo efectuado en el conector 1. Las ventajas de este conector son su rapidez de montaje y su reducida atenuación, del orden de 0.4 dB.

- Esfera de alineamiento.

Este conector óptico es de diseño muy reciente y se ilustra en la figura (2.5.15). Su funcionamiento está basado en la unión de los extremos de las fibras ópticas en el interior de una pequeña esfera que es la única pieza que requiere de gran precisión. Sin embargo, es necesario el uso de un instrumento óptico adecuado para centrar el eje de la fibra con el eje de la esfera, mediante un ajuste mecánico, y lograr así la menor pérdida por inserción posible (menor a 0.5 dB).

Observaciones.

En cualquier instalación de un sistema de comunicación por fibra óptica debe contarse con la facilidad de realizar conexiones óptica. A diferencia de los empalmes, los conectores son necesarios más bien en el extremo terminal para acoplar las fibras óptica ya sea con el equipo de comunicación o con el equipo de medición.

La conexión fuente - fibra y fibra -detector no representa problemas desde el punto de vista del usuario ya que las componentes optoelectrónicas de los equipos se proveen con una terminal de conexión. El único punto de consideración es asegurar la compatibilidad de los diversos conectores utilizados.

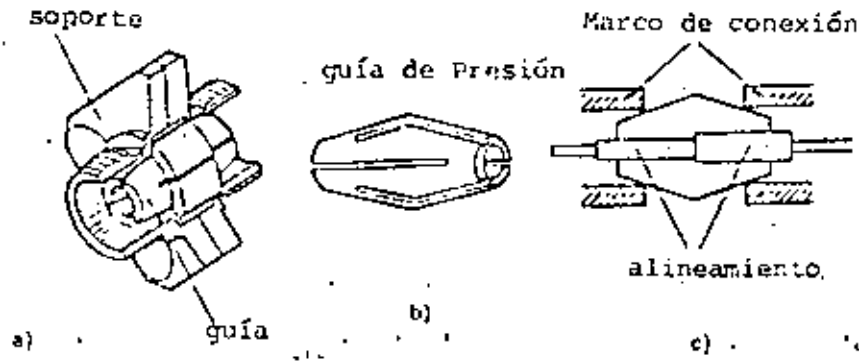


Figura (2.514) Conector de tubos en guía de presión

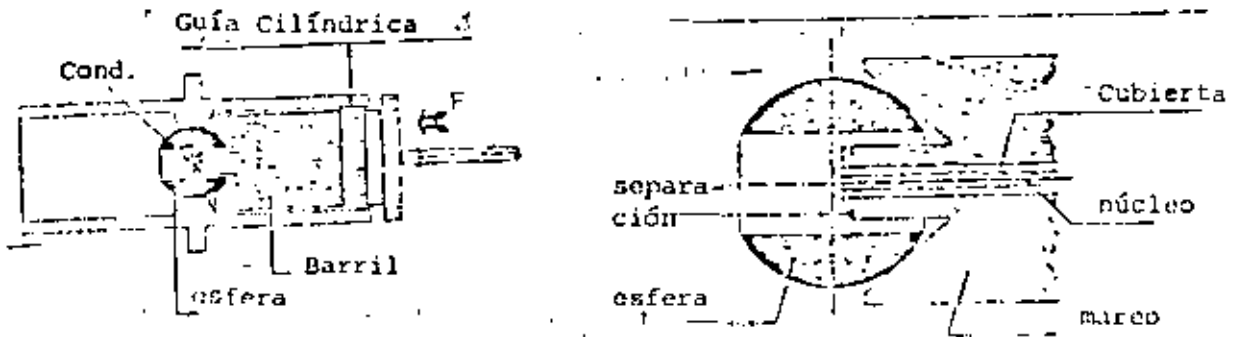


Figura (2.5.15) Conector con esfera de alineamiento

2.6.- ESTADO ACTUAL Y TENDENCIAS DE DESARROLLO

Desde un punto de vista comercial tenemos actualmente en el mercado de fibras ópticas una gama amplia de fibras. En general podemos clasificarlos como:

- a) Fibra óptica de índice escalonado y núcleo grande (100 μ m. núcleo, 140 μ m cubierta) para transmisión de datos y en distancias medias y T.V. en corta distancia.
- b) Fibra óptica multimodal de índice gradual para telecomunicaciones normalizada por CITT (50 μ m. núcleo, 125 μ m cubierta) con anchos de banda entre 200 y 100 Mh · Km. Optimizadas en $\lambda=0.85\mu$ m, $\lambda=1.3\mu$ m y $\lambda=1.5\mu$ m.
- c) Fibra óptica multimodal de baja pérdida de índice escalonado y núcleo muy grande (> 200 μ m) para usos militares y especiales
- d) Fibra óptica de plástico para transmisión en el espectro visible con altas pérdidas y bajo ancho de banda. En general para uso en muy cortas distancias.

Algunas fibras monomodales han empezado a aparecer en el mercado como es el caso de la figura (2.3.13) sin embargo es aún un desarrollo de laboratorio.

Podemos evaluar el desarrollo de estas fibras comerciales basándonos en dos parámetros, pérdidas y dispersión.

En lo referente a pérdidas el problema parece estar muy controlado y los resultados de fabricación en fibras de baja pérdida dan

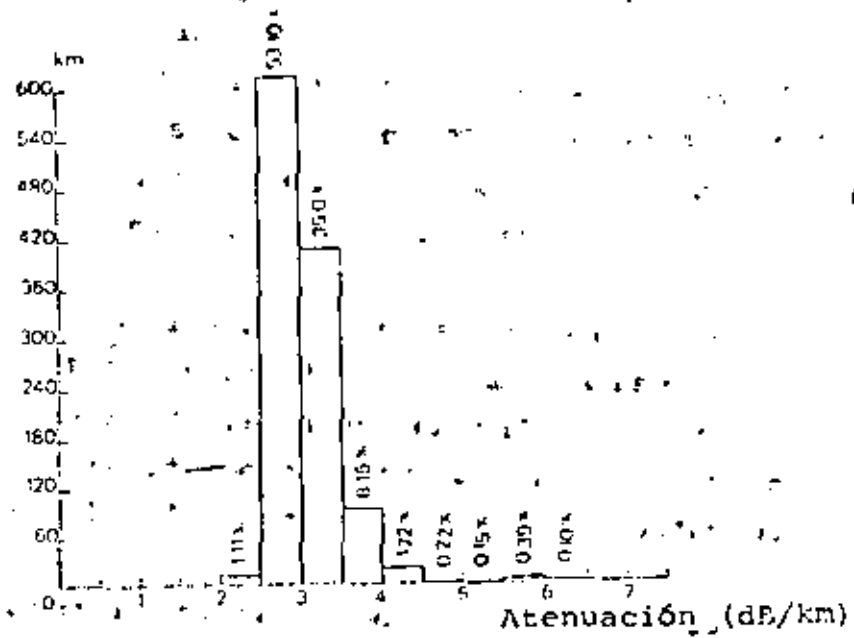


Figura (2.6.1).- Histograma: Atenuación espectral.

un flujo (yield) alto de fibras aceptables con respecto al lote producido. La figura (2.6.1) presenta una distribución típica.

En síntesis hoy en día, el factor de pérdidas no debe representar un peso grande en el costo de la fibra.

Al contrario de las pérdidas las dispersiones obtenidas en ancho de banda confirman la dificultad del fabricante para lograr anchos de banda adecuados en gran escala. En fibras multimodo esto es particularmente crítico en el caso de sistemas de 140 Mb/s. trabajando en $\lambda = 1.3 \mu$ donde anchos de banda de más de $\text{Ghz} \cdot \text{Km}$ se requieran. La figura (2.3.20) muestra una distribución típica.

En fibras monomodo esto es mucho más crítico ya que muy ligeras desviaciones pueden cambiar una fibra de $100 \text{Ghz} \cdot \text{Km}$ a 1 Gh/Km . En teoría fibras de $100 \text{ Ghz} \cdot \text{Km}$ son realizables sin embargo a la fecha el enlace monomodo con mayor producto distancia ancho de banda fue presentado por NTT de Japón con $130 (\text{Gb/s}) \cdot \text{Km}$.

Así, el costo de fibras de índice gradual o monomodo está grandemente afectado por el ancho de banda reportado de la fibra y hasta el momento esa parece ser la tendencia.



**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

TELECOMUNICACIONES VIA FIBRAS OPTICAS

EMPALME DE FIBRAS OPTICAS POR EL METODO DE
FUSION DE ARCO
MEDICION DE ATENUACION EN FIBRAS OPTICAS

MARZO, 1984.

EMPALME DE FIBRAS OPTICAS POR EL METODO DE FUSION DE ARCO

En este trabajo se describe un método para empalmar fibras ópticas por fusión de arco. Los pasos a seguir son: descubrimiento, corte y fusión de la fibra, finalizando con la protección del empalme. La pérdida promedio por empalme es de 0.25 dB aproximadamente, realizable en unos 8 minutos. Las características del método, lo hacen recomendable tanto en el campo como en el laboratorio.

1. INTRODUCCIÓN.

La conexión de los elementos que integran un sistema de comunicación por fibra óptica, es una de las consideraciones importantes para una realización teórico-práctica del sistema de manera adecuada. Básicamente, la conexión se puede realizar entre fibras y entre dispositivos activos y fibras, pudiéndose realizar por medio de dos componentes pasivos: conectores ópticos y empalmes. El conector es una unión móvil que se usa cuando es necesario conectar y desconectar fibras más de una vez. Su aplicación principal es el equipo de oficina (transmisor, receptor). El empalme se usa en la planta externa, aunque también encuentra aplicación en el equipo de oficina.

La pérdida de inserción promedio que introduce el empalme es pequeña, inferior a 0.3 dB, (para fibras de 50 μ m de diámetro en el núcleo, 125 μ m de diámetro en el revestimiento e índice graduado); sin embargo, debe considerarse sobretodo en enlaces de gran longitud. La British Telecom ha realizado uno de 100 km¹.

Por conveniencia en la instalación de la fibra en ductos², su longitud máxima de fabricación, es comúnmente de 1 km. Considerando un enlace de 5 km con una fibra cuya atenuación es de 3 dB/km, se usarían 4 empalmes que dan una pérdida acumulada alrededor de 1.2 dB. Esta pérdida equivale a una reducción de 400 m en la longitud del enlace. Esto hace necesario lograr empalmes de pérdidas reducidas y consistentes, además que no se requiera mucho tiempo en realizarlo, alta confiabilidad mecánica, duración y que se adapten a las diferentes condiciones de aplicación sobretodo en el campo. Las características requeridas las ofrece el método de empalme por fu-

si3n de arco que se describe en detalle en 3ste trabajo y que se usa en fibras individuales.

El objetivo principal de acoplamiento del empalme es el alineamiento preciso de los dos n3cleos de las fibras por unir, en tal forma, que la energ3a 3ptica se propague con un m3nimo de p3rdidas a trav3s del empalme. Las p3rdidas en el empalme, se pueden dividir en intr3nsecas y extr3nsecas. Las primeras se deben a la variaci3n de las caracter3sticas propias de la fibra como: di3metro del n3cleo, apertura num3rica, 3ndice de refracci3n, concentricidad, etc.; que dependen del proceso de fabricaci3n. Para una fibra t3pica multimodo de 3ndice graduado³, el desacoplamiento entre la apertura num3rica es lo que produce el mayor grado de p3rdidas, seguido por el desacoplamiento entre n3cleos y despu3s el 3ndice de refracci3n⁴. Si la apertura num3rica var3a de 0.18 a 0.16, el peor caso de desacoplamiento (transmisi3n de una apertura num3rica mayor a otra menor), puede producir p3rdidas de 1 dB⁵. Cuando se fabrican fibras para que tengan las mismas caracter3sticas, el hecho de pertenecer a lotes diferentes puede producir diferencias que suelen alcanzar 1 dB de p3rdidas intr3nsecas⁶.

Las p3rdidas extr3nsecas se deben a la t3cnica de uni3n empleada. Se producen por terminaciones defectuosas en el extremo de la fibra, reflexiones de Fresnel, y por desalineamientos. Los desplazamientos entre n3cleos de la fibra es lo que produce los desalineamientos, que pueden ser: longitudinal, transversal y angular (inclinaci3n transversal).

Los tres tipos de desplazamiento y las reflexiones de Fresnel, introducen p3rdidas que son acumulativas. Aunque estas fuentes de p3rdida son algo interdependientes, sin embargo, para el mejor entendimiento de su efecto, se pueden considerar independientes. El desalineamiento transversal es m3s severo que el longitudinal, y el desalineamiento angular es menos cr3tico que los dos anteriores.

Para empalmar fibras individuales, se sugiere el procedimiento de la figura 1.

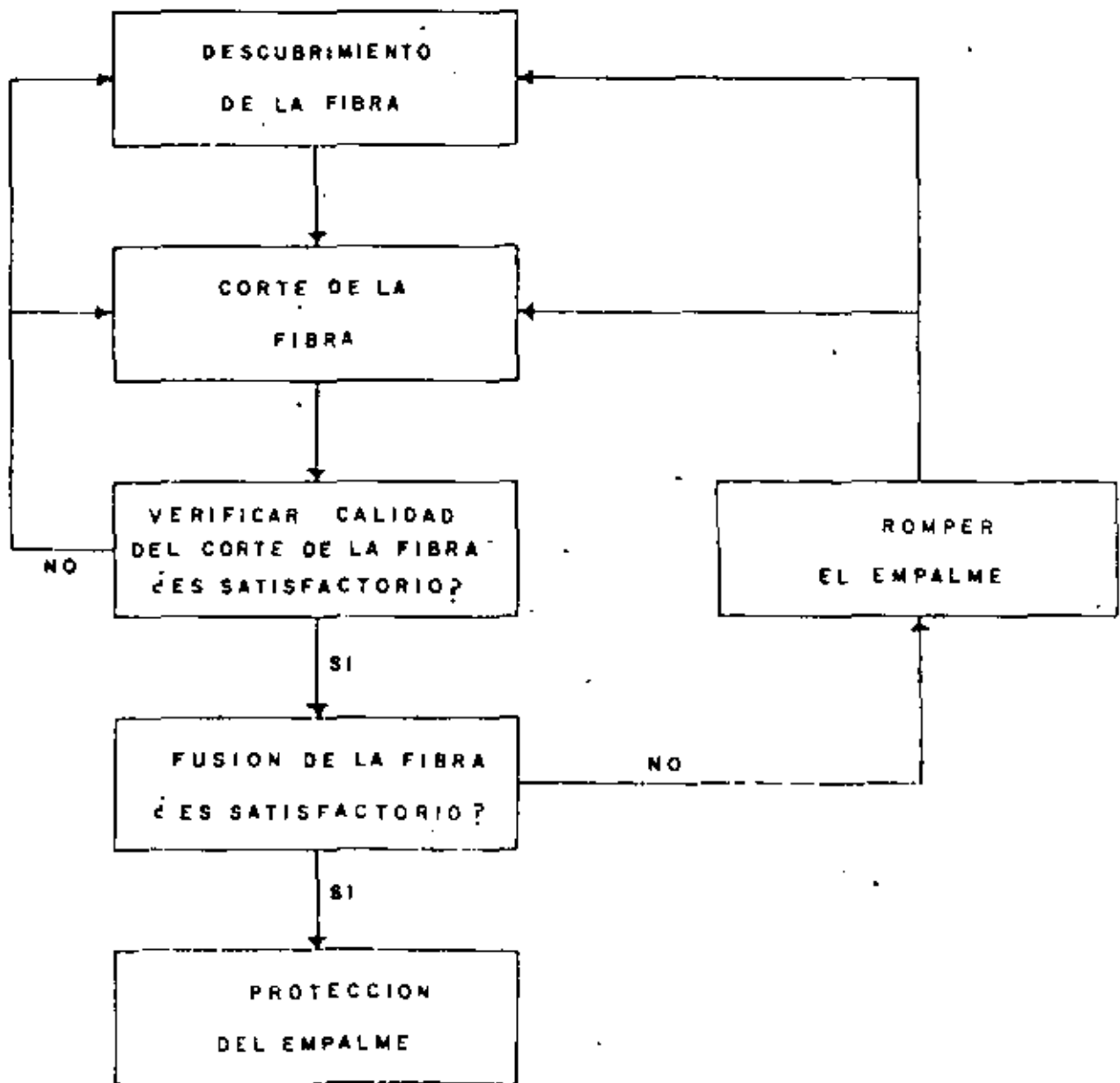


FIG. 1.- PROCEDIMIENTO PARA EMPALMAR FIBRAS OPTICAS POR FUSION DE ARCO.

II. CORTE DE LA FIBRA.

En el procedimiento para empalmar fibras ópticas por fusión de arco, destaca por su importancia el corte de la fibra; de esto depende la preparación de los extremos de la fibra, para obtener una fusión satisfactoria. Un corte inadecuado, comúnmente aumenta las pérdidas en el empalme y demerita su integridad mecánica.

Previo el corte, la fibra se marca con un rayador, con el que se ejerce cierta presión que inicia la fractura de la fibra. De aquí la necesidad, de tener un adecuado control de la distribución del esfuerzo en la zona de fractura, a fin de obtener en el corte extremos de la fibra libre de disturbios indeseables (ondulaciones pronunciadas, astillas y labios grandes, etc).

Las fibras de vidrio⁸ se tienden a romper formando una zona de fractura compuesta de 3 regiones, que se conocen como las zonas de espejo, opaca y fragmentada, figura 2.

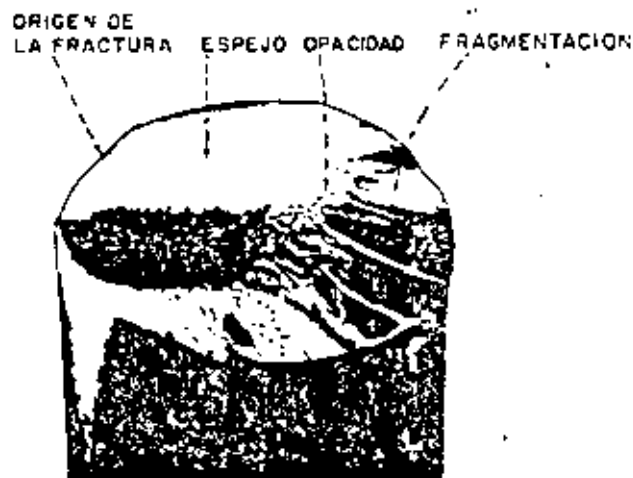


FIGURA.2.* FRACTURA TIPICA EN UNA FIBRA

La zona de espejo es un área lisa adyacente al origen de la fractura, la zona fragmentada es un área donde la fractura se bifurca formando pequeñas áreas, y la zona opaca es un área de transición entre las dos anteriores.

Experimentalmente se ha encontrado que la distancia x desde el origen de la fractura a la frontera entre la zona opaca y la región de espejo está dada por:

$$x = \frac{k^2}{z^2} \quad \dots (1)$$

donde z es el esfuerzo local en el punto en cuestión y k es una constante para material dado. En forma práctica se ha determinado que k vale $7.5 \text{ kg/mm}^{3/2}$ para sílica fusionada.

Idealmente, la zona de fractura estaría formada solamente por la zona de espejo, para lo que es necesario tener en todos los puntos de la fibra un esfuerzo que cumpla la condición $z\sqrt{x} < k$. Evidentemente se requiere un determinado valor de z en el origen de la fractura, que se obtiene al graduar la presión del rayador sobre la fibra.

III. PROCEDIMIENTO DE EMPALME.

1. Descubrimiento de la fibra. El descubrimiento de la fibra consiste en quitarle la cubierta plástica, dejando sólo el núcleo y revestimiento. Se sugiere usar la pinza Miller 101-5, figura 3. Quitar aproximadamente 40 mm de la cubierta a partir del extremo de la fibra. Debe quedar libre de los residuos de la cubierta plástica, para lo cual se puede limpiar con etanol desnaturalizado. En algún tipo de fibra el procedimiento anterior tal vez no sea efectivo. En tales circunstancias, el extremo de la fibra, se sumerge unos 40 mm en una solución de tetrametilguanidín durante 20 segundos aproximadamente. Después se sumerge en agua y se agita por unos 20 segundos. Finalmente se quita la cubierta, cuidando que no existan sus residuos.

2. Corte de la fibra. Antes de realizar el corte, se marca la fibra, lo que se puede hacer con un rayador Fisher 11-347A, figura 4. Tiene un eje fino de 25 mm, de carburo de tungsteno anticorrosivo, soldado a un soporte de acero inoxidable que va unido a un mango de madera.

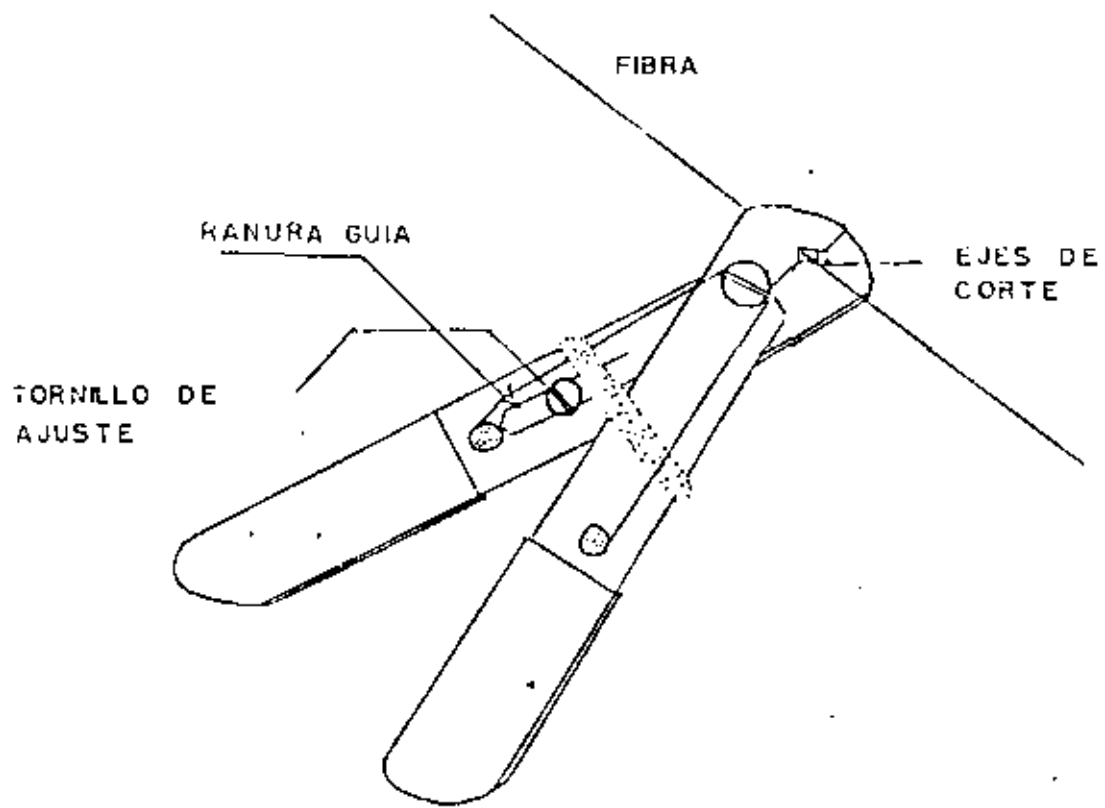


FIG. 3 PINZAS PARA DESCUBRIR LA FIBRA

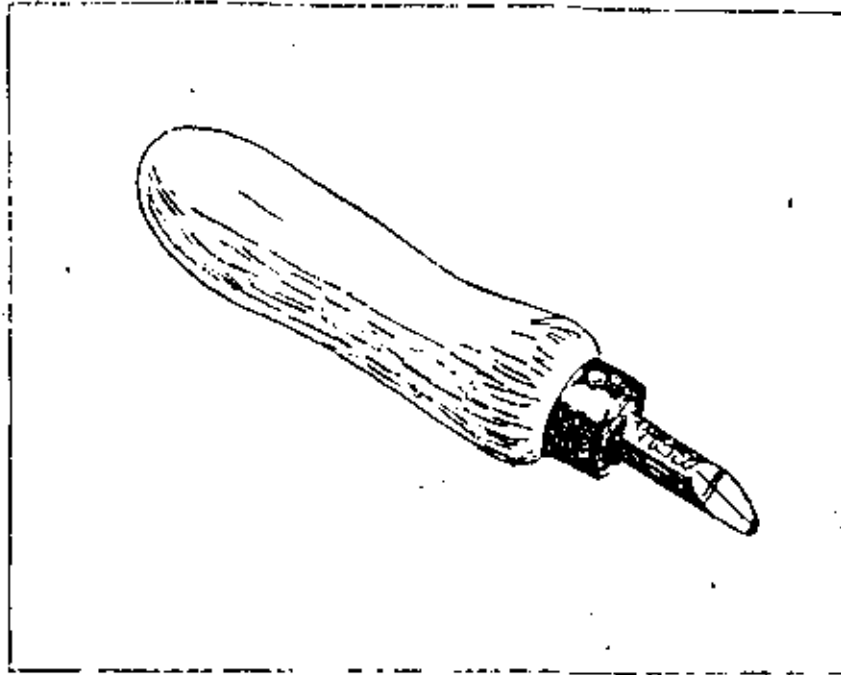
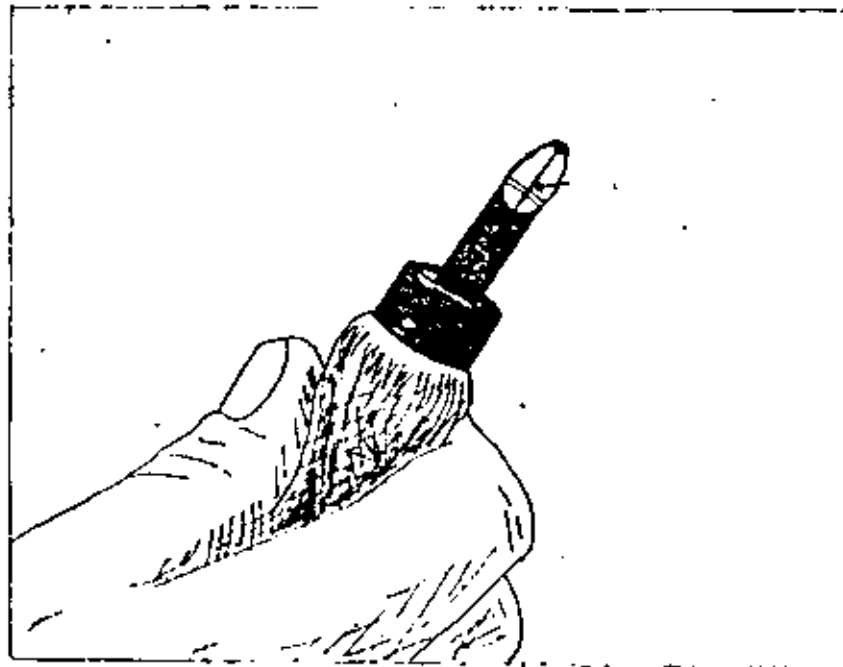


FIG. 4 RAYADOR PARA MARCAR LA FIBRA



Mantenga la parte descubierta de la fibra sobre el dedo índice y coloque el rayador sobre la fibra como se muestra en la figura 5. Alinee la línea de calibración del rayador con la fibra, figura 6, en tal forma que el filo del rayador quede a 3.5 mm, tanto de la cubierta de la fibra, como de la línea central del rayador. Con esto al hacer el corte, quedarán 7 mm de fibra descubierta. Aplique ligera presión al rayador y con el eje marque la fibra una sola vez. Evite que se rompa la fibra.

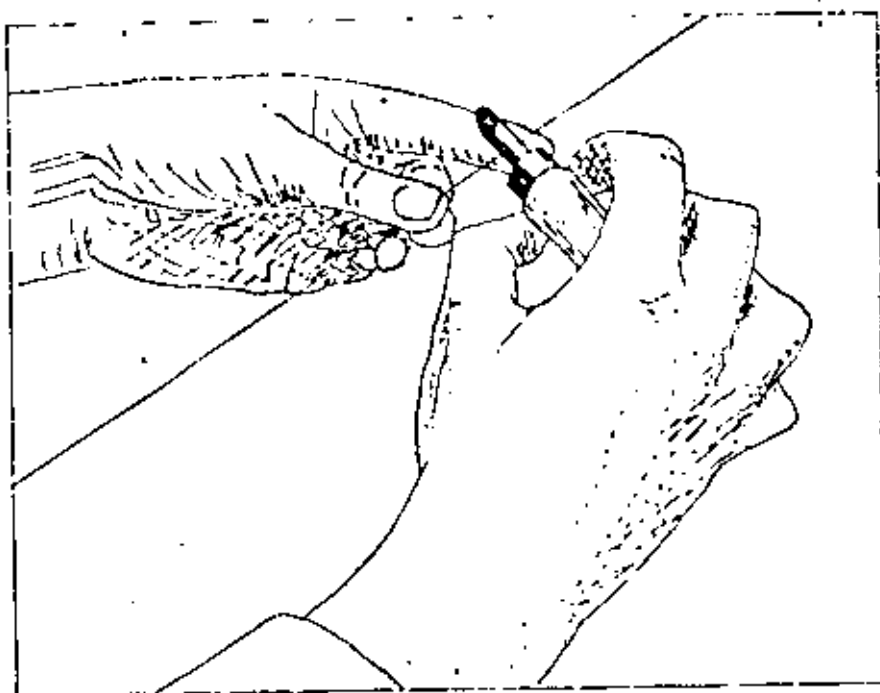


FIG. 5 FORMA DE MARCAR LA FIBRA

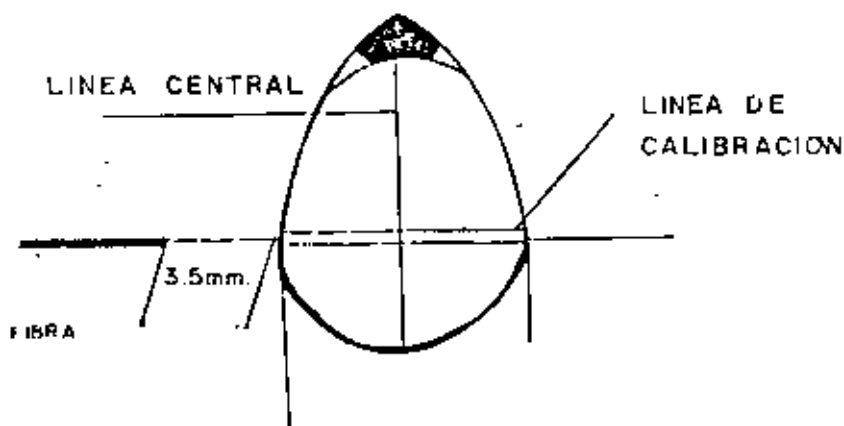


FIG. 6 ALINEAMIENTO DEL RAYADOR CON LA FIBRA

Para el corte, sostenga la fibra como se muestra en la figura 7 y aplique una ligera tensión entre los extremos. Con el dedo índice de la mano izquierda, levante la fibra para producir una curvatura ligera en el punto donde se hizo la marca con el rayador. La fibra debe romperse en este punto, quedando completa la operación de corte de la fibra.

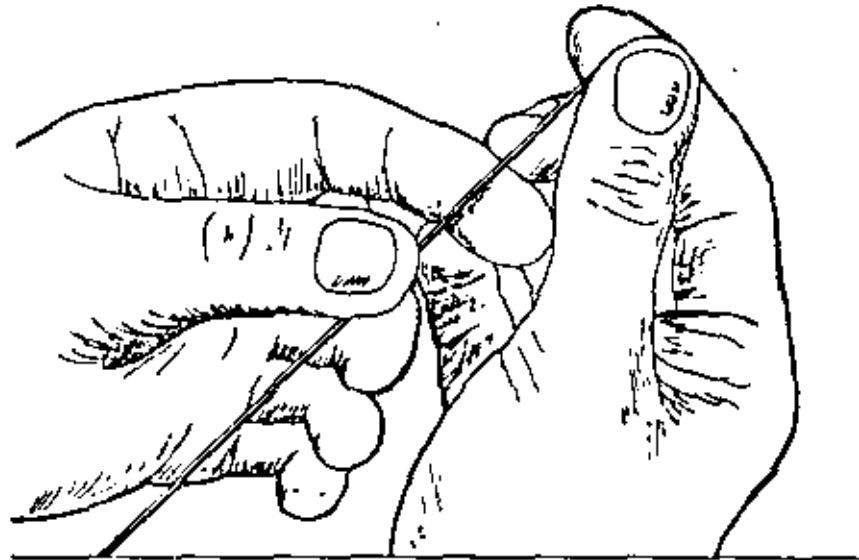


FIG.7 CORTE DE LA FIBRA

El procedimiento de corte descrito es manual. También se puede realizar por medio de un cortador de fibra (figura 8) que fabrica la Sumitomo Electric IND. Con el cortador se realizan las operaciones de rayado y corte de la fibra, es de fácil aplicación. Se realiza en menos tiempo y los resultados son mejores que el método manual.

3. Verificación de la calidad del corte. Colocar los dos extremos de las fibras por empalmar en la ranura en V de la máquina empalmadora, rotando la fibra, observar con el microscopio la calidad del corte, figura 9a. En la figura 10, se da una guía para la calidad del corte⁹.

4. Fusión de la fibra. Observando con el microscopio, se deslizan las fibras sobre la ranura en V hasta que sus extremos casi se toquen y quedan alineados con los electrodos. Deslizándose se retira una de las fibras del área de los electrodos, figura 9b y se aplica prefusión (arco de duración corta) a la otra fibra. La prefusión sirve para prevenir el efecto dañino de la formación de burbujas de aire al realizar la fusión.

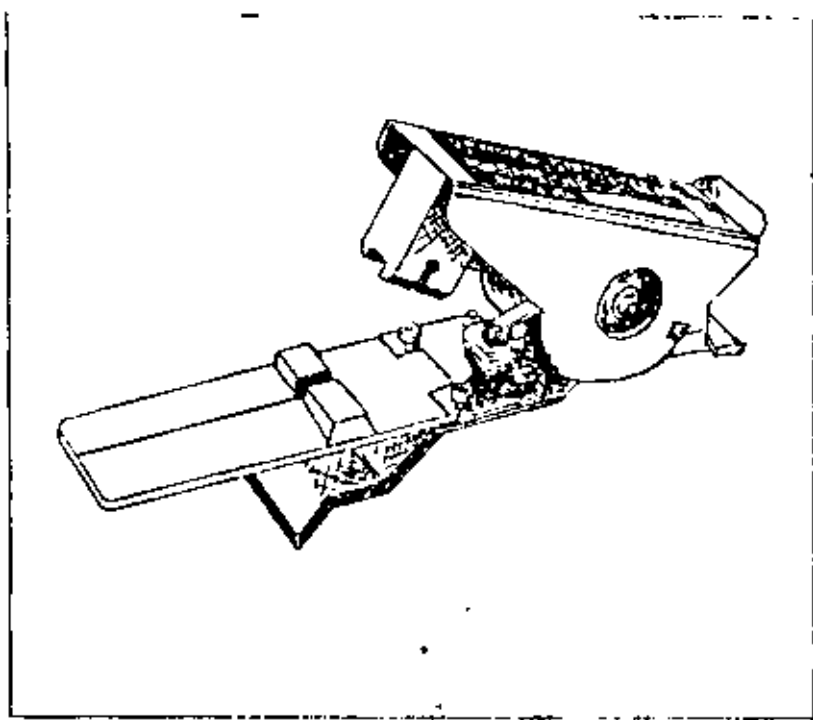


FIG. 8 CORTADOR DE FIBRA

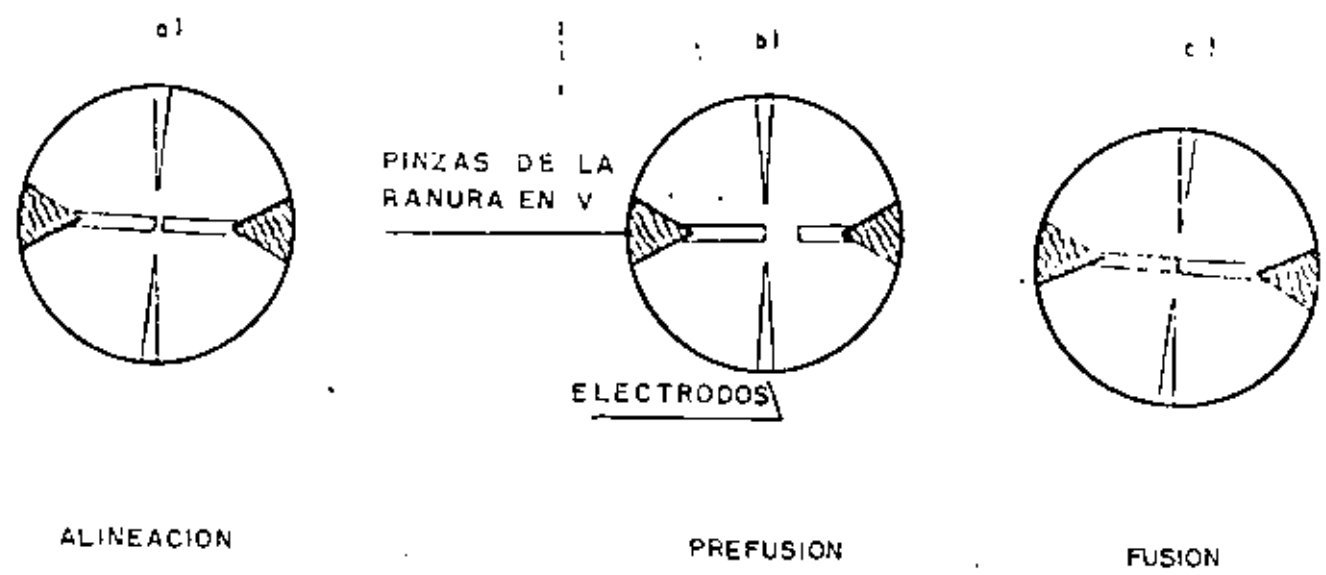
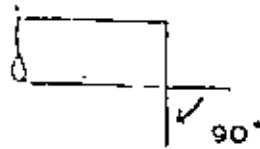
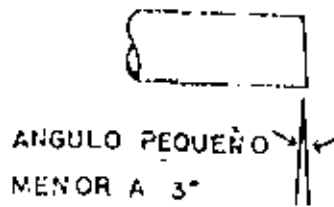


FIG. 9 EMPALME POR FUSION

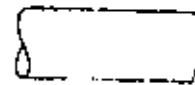
EXCELENTE



ACEPTABLE

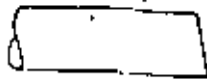


ASTILLA
PEQUEÑA

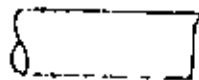


LIGERA
ONDULACION

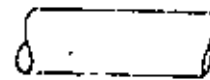
INACEPTABLE



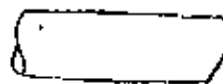
ANGULO
GRANDE



LABIO



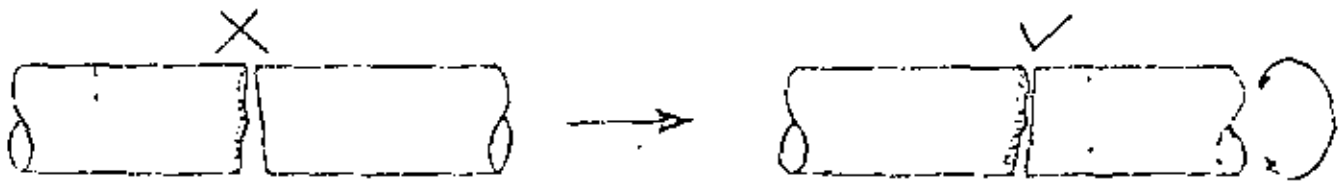
ONDULACION
EXCESIVA



ASTILLA GRANDE

FIG. 10 GUIA PARA LA CALIDAD DEL CORTE

ALINEAMIENTO



ROTAR FIBRAS PARA MINIMIZAR EL ESPACIO

PREFUSION

EXCELENTE



ACEPTABLE



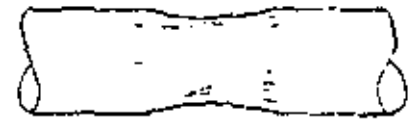
INACEPTABLE



o



o



FUSION

IDEAL



ACEPTABLE



INACEPTABLE



LOS CENTROS DEBEN TOCARSE

PREFUSION EXCESIVA, PRODUCE DEMASIADO CUELLO (ESTRANGULAMIENTO)



LA FORMACION DE UN LIGERO CUELLO ES NORMAL NO DEBE HABER BURBUJAS DENTRO DE LA FIBRA

FIG. 11 GUIA PARA LA FUSION

Sin embargo, la profusión excesiva causará durante la fusión que la fibra tenga un cuello excesivo (estrangulamiento). La fibra retirada, deslizarla hasta tocar la fibra profusionada. Rotar las fibras para minimizar el espacio entre ellas figura 11. Finalmente se aplica la fusión (arco de duración más grande) para ablandar los extremos de la fibra, la tensión superficial hará que la fibra fundida produzca una unión uniforme casi invisible. Con esto concluye el empalme que debe estar libre de: cuello excesivo, burbujas de aire y fisuras. En la figura 11 se da una gufa para la calidad de fusión¹⁶.

5. Protección del empalme. Después de la fusión, la resistencia de la fibra a la tensión disminuye. También la presencia de humedad puede provocar una disminución adicional. Para mantener la integridad mecánica del empalme y protegerlo del medio ambiente, se usa un protector del empalme, que es propiamente un encapsulado. Se han ensayado diversas formas de encapsulado, una que ha dado resultados satisfactorios, se muestra en la figura 12. Después de colocar la fibra como se indica, la mitad superior del protector se cierra y el empalme queda protegido en una estructura tipo emparedado.

CONCLUSIONES.

Con el procedimiento de empalme descrito y empleando el equipo mencionado, se realizan empalmes con pérdidas promedio de 0.25 dB, para fibras iguales. Sin embargo, cuando existe variación en las características intrínsecas de la fibra, las pérdidas se incrementan notoriamente. Un operario con habilidad normal, hace el empalme en 8 minutos aproximadamente. La capacitación de personal requiere de un promedio de 16 horas, incluyendo descubrimiento, corte y fusión de la fibra, además de la protección del empalme. De estas operaciones el corte de la fibra en forma manual es lo que resulta más difícil, ya que la fibra se marca con la presión del rayador que se controla únicamente con la mano.

Este método puede modificarse por condiciones prácticas como es la escasez de fibra, en cuyo caso, el corte se hace a unos cuantos milímetros del extremo, a fin de conservar la mayor longitud de fibra posible, la experiencia ha demostrado que el método de empalme presentado, funciona

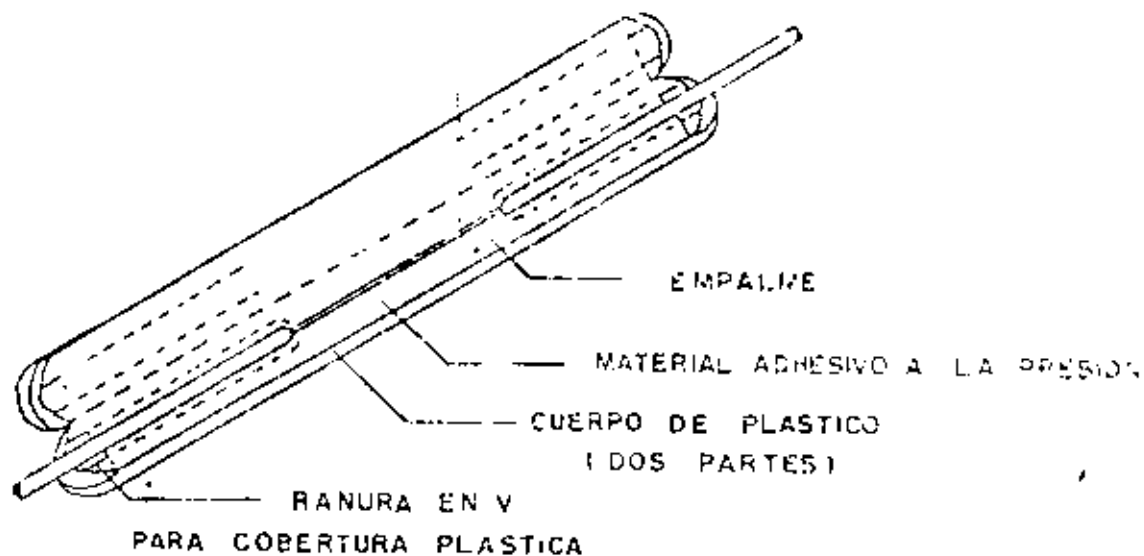


FIG. 12 PROTECTOR DEL EMPALME

na satisfactoriamente en el laboratorio y en las diferentes aplicaciones de campo.

REFERENCIAS.

1. John Williamson, "Optical Comms.: Systems element reviewed". Communication Engineering International, April 1983.
2. Helmut F. Wolf, Handbook of Fiber Optics: Theory and Applications, Granada Publishing 1979 page 123.
3. F. L. Thiel and D. H. Davis, "Contribution of Optical Waveguides Manufacturing Variation to Join Loss". Electronic Letters, Vol. 12, No. 13, 24 June 1976, p. 340.
4. S.C. Mettler, "A General Characterization of Splice Loss for multimode Optical Fibers", BSTJ, Vol. 58 No. 10, December 1979, p. 524.
5. D.R. Briggs and L. M. Jayne, "Splice losses in Fusion Splice Optical Waveguide Fibers with Different Core Diameter and Numerical Apertures", Proceedings of the 27th Annual Wire and cable Symposium, Nov. 1978, p. 356.
6. J. D. Chipman, "Fiber Optics Connectors", International Fiber Optics and Communications, Vol. 2, No. 2, March 1981, p. 45-57.

7. J.D. Chipman, "Fiber Conectors, Splices and Couplers" ITT Electro-Optical Products Division, Roanoke Virginia.
8. D. Gleoge, P. W. Smith, D. L. Bisbee and E. L. Chinnock, "Optical Fiber End Preparation for Low Loss Splices", Bell Syst. Tech. J. Vol. 52 pp 1579-1588, Nov. 1973.
9. Optical Fiber Cleaving, Practice 081-4301-202.
Issued 81 04 13, Northern Telecom.
10. Cable Splicing, Practice 632-4361-200, Issued 81 11 30,
Northern Telecom.

MEDICIÓN DE ATENUACIÓN EN FIBRAS ÓPTICAS.

La atenuación en una fibra óptica se puede medir manualmente por dos métodos, el de Pérdida por Inserción y el de Corte Regresivo. Para que la medición sea aceptable, en el caso de fibra de modo múltiple, se debe tener distribución de potencia en el estado estable y propagación de luz solamente en el núcleo. Para ésto se puede usar la propia fibra, o un Simulador de Modos Equilibrados y un extractor de luz del revestimiento, se describe la forma práctica de hacerlo. De las características propias de cada método de medición se recomienda su aplicación idónea.

1. INTRODUCCIÓN

Los sistemas de comunicación por fibra óptica, tienen dos características básicas que son la atenuación y la dispersión. Ambas limitan la separación entre transmisor y receptor; la longitud máxima del enlace será función de la limitante que primero ocurra. En la práctica, después que se ha instalado la fibra, es recomendable hacer mediciones de atenuación y dispersión, con el objeto de garantizar que se cubran satisfactoriamente los objetivos previstos en el cálculo teórico.

La medición de atenuación incluye las pérdidas en la fibra, empalmes y conectores, y sirven para preveer el funcionamiento de los equipos terminales, así como una referencia para el mantenimiento del enlace.

Básicamente existen dos métodos para medir la atenuación en forma manual y son: Pérdida por Inserción y Corte Regresivo. Los dos métodos utilizan para medir la potencia un receptor óptico (multímetro óptico). Cualquiera que sea el método utilizado se deben cumplir ciertos requisitos como son:

- a) Simple y rápido sobretodo si se realiza en el campo donde las condiciones suelen ser adversas.
- b) Versátil con objeto de facilitar la interconexión con la fibra bajo prueba y al equipo asociado.
- c) Suficientemente preciso para que sea confiable.
- d) La técnica de medición empleada debe ser equivalente a la del fa-

bricante para poder contrastar ambos resultados.

En este trabajo se presenta la técnica para medir correctamente la atenuación. Se describen los dos métodos mencionados y se recomienda su aplicación idónea.

Inyección de la luz en la fibra.

La potencia óptica al propagarse en la fibra, experimenta una disminución por los diferentes mecanismos de pérdida existentes. Para una fibra de modo único, la potencia $P(x)$ para cualquier longitud se puede expresar como:

$$P(x) = P_0 e^{-2\alpha x} \quad \dots (1)$$

donde P_0 es la potencia a la entrada, 2α es el coeficiente de atenuación por unidad de longitud y x es la distancia considerada con respecto a la entrada. Esto supone que la sección transversal de la fibra y el material son uniformes en toda su longitud.

En la fibra de modo múltiple, aparece la atenuación diferencial de modo que hace que cada uno de sus modos tenga un coeficiente de atenuación distinto siempre que no exista acoplamiento de modos. Así que no puede haber un solo valor del coeficiente de atenuación, por lo que la disminución de potencia no se puede calcular con la ecuación (1), y la descripción del coeficiente de atenuación depende del concepto distribución de potencia en el estado estable.¹

Cuando la fuente de luz ilumina la fibra, tiende a excitar distintos modos y en un grado diferente, dependiendo de las características de a fuente-fibra e interface de acoplamiento entre ambos. Los diferentes modos que se excitan pueden ser de orden bajo y de orden alto, provocando que la luz se propague tanto en el núcleo como en el revestimiento.

II. MEZCLA DE MODOS Y EXTRACCIÓN DE LUZ DEL REVESTIMIENTO.

La mezcla de modos ocurre en función a la apertura numérica, la dispersión de modo y a las pérdidas diferentes que sufren los modos. Los mo-

dos de orden alto pierden más rápidamente la energía que los de orden bajo. Las diversas formas de pérdidas por dispersión que existen en la fibra, causarán que un fotón escape de un modo a otro modo vecino. Este acoplamiento de modos produce conversión de modos de orden alto en modos de orden bajo y viceversa². El intercambio de energía entre modos hace que la energía se redistribuya con más uniformidad en los diferentes modos. Cuando el acoplamiento de modos es fuerte, nulifica el efecto de la atenuación diferencial de modo, y la potencia transportada por los diferentes modos será la misma, tendiendo a establecer una distribución de potencia en el estado estable.

Cuando no hay acoplamiento de modos, el estado estable se alcanza si sólo existen los modos (o modo) de atenuación más baja. Los modos de atenuación grande no tienen potencia significativa y se puede considerar que no existen.

A partir que se ha alcanzado la distribución de potencia en el estado estable, la razón de potencia de los modos con relación a la potencia de un modo de referencia, será independiente de la distancia longitudinal. Lo importante es que se puede asignar un coeficiente de atenuación por unidad de longitud que obedece a una ley exponencial de decaimiento como la ecuación (1). Antes del estado estable, no se puede hacer la consideración anterior ya que existe un transitorio².

La luz que se inyecta a la fibra, se propaga tanto en el núcleo como en el revestimiento. La parte que se propaga en el núcleo tiene una atenuación menor que la del revestimiento, por lo que en el extremo de salida de la fibra, existirá generalmente sólo propagación en el núcleo. Los métodos de medición comprenden una medición en la entrada y otra en la salida de la fibra bajo prueba. Al medir la potencia de entrada se incluye la luz del núcleo y del revestimiento, sin embargo, la medición de la potencia de salida sólo contiene la luz del núcleo, ya que la atenuación grande del revestimiento no permite que llegue energía al extremo de salida. La diferencia entre los valores obtenidos dará la atenuación en la fibra, que resultará en estas condiciones superior a la atenuación real de la fibra.

Para que la medición de atenuación sea precisa, contrastable con las

especificaciones del fabricante e independiente del tipo de fuente de luz, debe existir en la fibra distribución de potencia en el estado estable y propagación sólo en el núcleo. La primer condición se obtiene de dos maneras: a) en forma natural al propagarse la luz y alcanzar la longitud de equilibrio, que varía de centenas de metro a varios kilómetros, dependiendo de la fibra; para la fibra empleada comúnmente en telecomunicaciones se logra a los 2 km aproximadamente², b) en forma artificial o inducida usando un Simulador de Modos Equilibrados (SME) o Mezclador de Modos (MM).

Para que la luz se propague únicamente en el núcleo, se requiere hacer la extracción de luz del revestimiento o que la fibra tenga aproximadamente más de 1 km de longitud. La extracción de luz se debe realizar cuando la longitud de la fibra es aproximadamente < 1 km. Esto se obtiene usando sustancias con índice de refracción mayor al del revestimiento (aceite de índice de máquina, epoxy, etc.). La sustancia se coloca a la entrada (o a la salida) de la fibra bajo prueba, cubriendo el revestimiento de 4-6 cm. Cuando la fibra tiene aproximadamente más de 1 km, en el extremo de salida prácticamente sólo habrá luz en el núcleo. En este caso no es necesario aplicar sustancia alguna.

Para obtener la distribución de potencia estable la forma ideal es el uso de la propia fibra³. Para lo cual se inyecta la luz a través de un tramo de fibra conectado a la entrada de la fibra bajo prueba (figura 1). El tramo de fibra debe ser igual o semejante al tipo de fibra bajo prueba, y de longitud suficiente para asegurar que se obtenga la distribución de potencia en el estado estable.

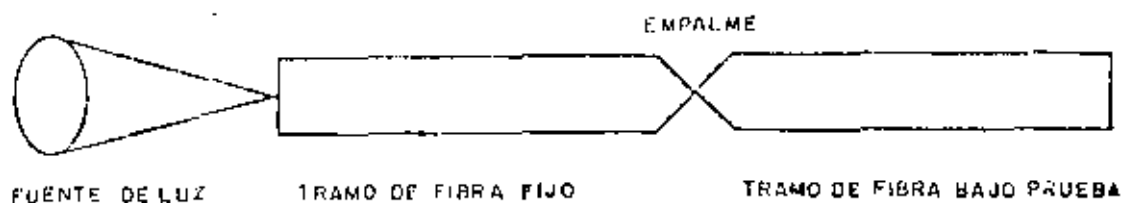


FIGURA 1.- OBTENCION DE DISTRIBUCION DE POTENCIA ESTABLE USANDO UN TRAMO DE FIBRA FIJO.

Para lograr el SME, Love⁴ propone un mezclador de modos como se muestra en la figura 2. Se construye empalmado 3 tramos de fibra de longitud aproximada de 1 metro cada tramo. El primer y tercer tramo son de índice de paso, el tramo intermedio es de índice gradual. Se reporta que el mezclador de modos tiene una pérdida aproximada de 1.5 dB.

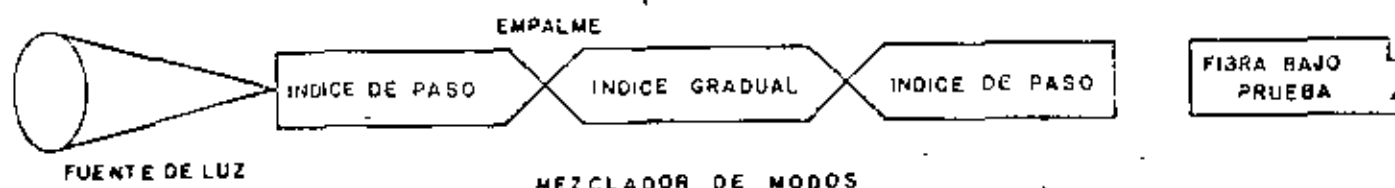


FIGURA 2.- MEZCLADOR DE MODOS FORMADO POR DOS TRAMOS DE FIBRA DE INDICE DE PASO Y UNA DE INDICE GRADUAL.

Se puede usar una forma alternativa del mezclador de Love que consiste en empalmar tres tramos de fibra de longitud aproximada de 1 metro cada tramo. El primer y tercer tramo son de índice gradual y el de en medio de índice de paso (figura 3). Cuando este mezclador se conecta con fibras de índice gradual que es el caso común en telecomunicaciones, las pérdidas de inserción serán menores al de la figura 2. Se sugiere que los 3 tramos de fibra empleada tengan 50 μm de diámetro en el núcleo, 125 μm de diámetro en el revestimiento y 0.18 de apertura numérica.

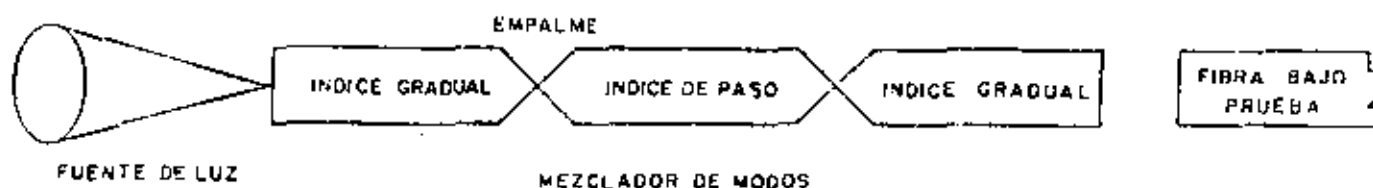


FIGURA 3.- MEZCLADOR DE MODOS DE PERDIDA BAJA FORMADO POR DOS TRAMOS DE FIBRA DE INDICE GRADUAL Y UN TRAMO DE INDICE DE PASO

III. MÉTODO DE PÉRDIDAS POR INSERCIÓN.

El método consiste en dos mediciones, la primera en el extremo cercano que sirve de referencia y la segunda en el extremo lejano. La diferencia entre las dos mediciones da la atenuación de la fibra bajo prueba.

Medición en el extremo cercano.

Conectar a la fuente de luz el mezclador de modos. El otro extremo del mezclador se empalma a 1 metro de fibra semejante a la fibra de prueba. Aproximadamente de 15-20 cm del extremo de la fibra empalmada, realizar la extracción de modos. El tramo extra de fibra que se empalma tiene dos razones: la primera es para prevenir que se haga uso excesivo de la fibra del mezclador para la extracción de luz; la segunda es tener un empalme adicional, que igualará el número de empalmes en las dos mediciones dando mayor precisión al resultado. Conectar el tramo de fibra de 1 metro al receptor y obtener la medición del extremo cercano (figura 4a).

Medición en el extremo lejano.

Para esta medición se abre el punto A de la medición en el extremo cercano y se empalma el extremo del mezclador a la entrada de la fibra bajo prueba. En el extremo de salida de la fibra bajo prueba se realiza la extracción de luz del revestimiento y se conecta al receptor (figura 4b). En estas condiciones se obtiene la medición en el extremo lejano.

El método en sí introduce un pequeño error, que consiste en la diferencia de atenuaciones entre los empalmes de la medición en extremo cercano y la del extremo lejano. Comúnmente es inferior a una decima de dB.

En el método de pérdida por inserción, es importante tener presente que la conexión más sensible es en el transmisor. No debe perturbarse en el lapso de tiempo que se realiza la medición de extremo cercano y extremo lejano. En caso contrario, se debe efectuar nuevamente la medición en el extremo cercano que sirve de referencia.

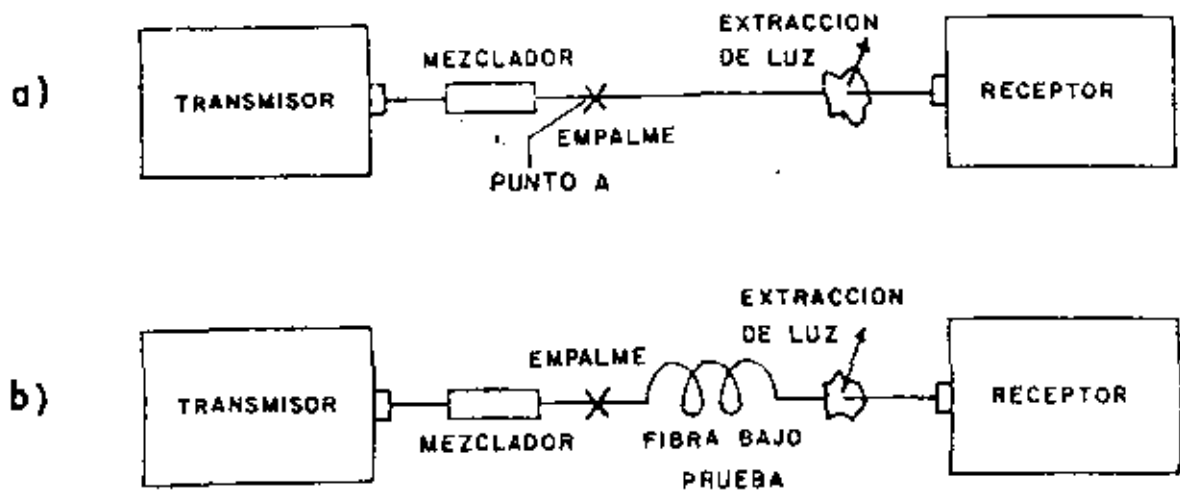


FIG. 4 .- MEDICION DE ATENUACION POR EL METODO DE PERDIDA DE INSERCIÓN a) PARA EXTREMO CERCANO
b) PARA EXTREMO LEJANO

IV. MÉTODO DE CORTE REGRESIVO.

En el método de corte regresivo se realizan dos mediciones, la primera en el extremo lejano y la segunda en el extremo cercano. La diferencia entre las dos mediciones da la atenuación de la fibra bajo prueba. Comparando con el método de pérdidas por inserción el orden de las mediciones se invierte.

Medición en el extremo lejano.

Uno de los extremos del mezclador se conecta al transmisor, y el otro se empalma a la entrada de la fibra bajo prueba. En el extremo de salida de la fibra bajo prueba se realiza la extracción de luz del revestimiento, conectándose posteriormente al receptor y se obtiene la medición en el extremo lejano (figura 5a).

Medición en el extremo cercano.

En este caso se corta la fibra en el punto A. Se realiza la extracción de luz y se conecta al receptor para efectuar la medición en el extremo cercano (figura 5b).

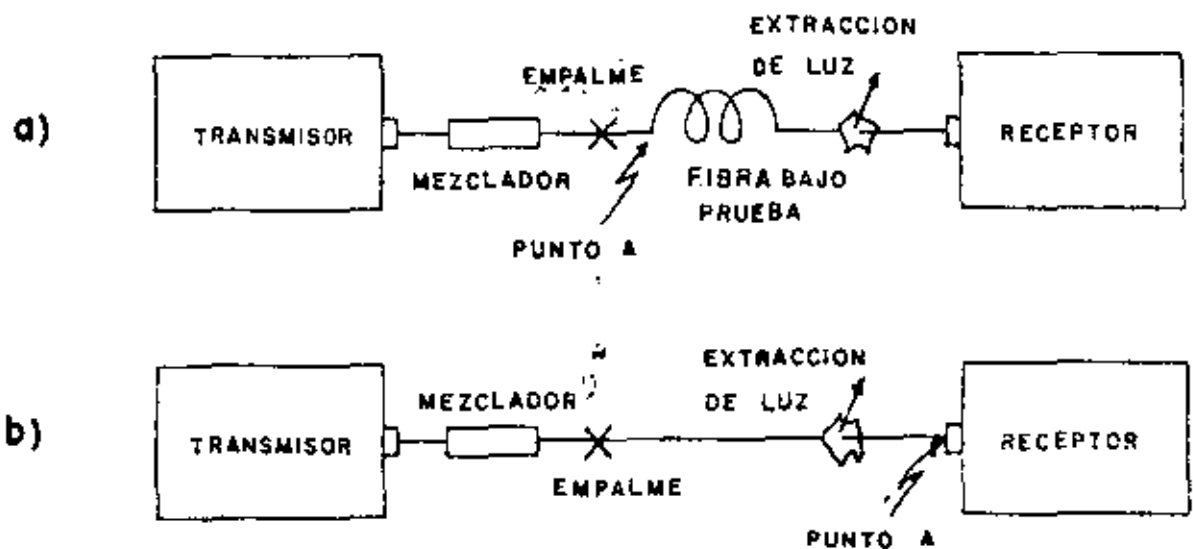


FIG. 5 .- MEDICION DE ATENUACION POR EL METODO DE CORTE REGRESIVO a) PARA EXTREMO LEJANO b) PARA EXTREMO CERCANO

La técnica de corte regresivo es más precisa que la de pérdida por inserción. Tiene el inconveniente que al hacer el corte en la medición de extremo cercano, se pierden aproximadamente 30 cm de la fibra bajo prueba, esto puede llegar a ser un problema cuando la fibra no tiene suficiente longitud.

CONCLUSIONES.

Para realizar mediciones de atenuación en una fibra óptica, es necesario que la fibra tenga una distribución de potencia en el estado estable y que exista propagación de luz sólo en el núcleo. Esto se logra respectivamente usando un Simulador de Modos Equilibrados (Mezclador de Modos) y extrayendo la luz del revestimiento. En enlaces mayores a 1 km, el error por no realizar la extracción de luz del revestimiento es del orden de decimas de dB, pero para enlaces menores a 1 km, puede ser de varios dB.

De los métodos de medición descritos, el de corte regresivo es el más preciso. Sus desventajas son que se pierde un tramo de la fibra bajo prueba cada vez que se mide, y cuando la fibra está conectorizada se destruye un conector en la medición de extremo cercano. Cuando se tiene más

de una fibra se realizan $2n$ mediciones, donde n es el número de fibras.

La técnica de pérdida por inserción se adapta mejor a fibras conectorizadas, ya que no se tiene que destruir ningún conector, y tampoco se pierde longitud de la fibra bajo prueba. Cuando hay varias fibras, se realizan $n + 1$ mediciones y el número de viajes entre el extremo cercano y el lejano es menor que en el método de corte regresivo.

Por las características propias de cada método, el de pérdidas por inserción se recomienda para aplicaciones de campo y el de corte regresivo para laboratorio.

REFERENCIAS.

1. D. Marcuse, "Theory of Dielectric Optical Waveguides" Academic Press, New York, 1974.
2. F. Kapron, J. Dymont, J. Conradi, C. Anderson, "Fiber Optics Communication Course", Bell Northern Research, 1981.
3. M. Takeda, T. Horiguchi, M. Tokuda and N. Uchida, "Optical loss measurement in graded index fiber using a dummy fiber", Appl. Opt. 18, 3273 (1979).
4. W.F. Love, "Novel Mode Scrambler for use in optical fiber bandwidth measurements", Conf. Opt. Fiber Commun. Washington, D.C., March 6-8, 1979. Conf. Digest p. 188 paper THG2.



**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

TELECOMUNICACIONES VIA FIBRAS OPTICAS
TEORIA Y APLICACIONES

FOTODISPOSITIVOS PARA COMUNICACIONES POR FIBRA OPTICA

MARZO, 1984.

3. FOTOEMISORES PARA COMUNICACIONES POR FIBRA OPTICA.

3.1 Principios de funcionamiento y clasificación de las fuentes ópticas.

En los sistemas de comunicación por fibra óptica, el elemento principal del transmisor es la fuente electroluminiscente. Esta fuente es un diodo semiconductor constituido por un sistema químico de GaAs - Al GaAs cuya longitud de onda de emisión se encuentra en el rango de 0.8 a 0.9 μm . Sin embargo, se espera el perfeccionamiento de los emisores en las longitudes de onda donde la atenuación y dispersión de la fibra óptica son mínimas: 1.2 a 1.6 μm , utilizando sistemas tales como el InP- InGaAsP^(3.1).

Algunos de los requisitos que deben cumplir los emisores de luz son: compatibilidad de dimensiones con las fibras ópticas, alta eficiencia de conversión de la potencia eléctrica de entrada a la potencia óptica acoplada en la fibra, facilidad de modulación y costo reducido^(3.2). Los dos tipos de fuentes ópticas utilizadas en los sistemas de comunicación por fibra óptica son:

1. Diodo Emisor de luz (LED)
2. Diodo LASER de inyección (ILD)

Cada uno presenta ventajas y desventajas para una aplicación particular. Puede decirse, en general, que los diodos LED se utilizan en velocidades de transmisión bajas y/o enlaces cortos (<50 Mb/s Km) y los diodos LASER en velocidades de transmisión altas y/o enlaces largos (>50 Mb/s. Km)^(3.1). En este punto se discutirán los principios físicos de funcionamiento, así como las características principales de estos diodos emisores de luz.

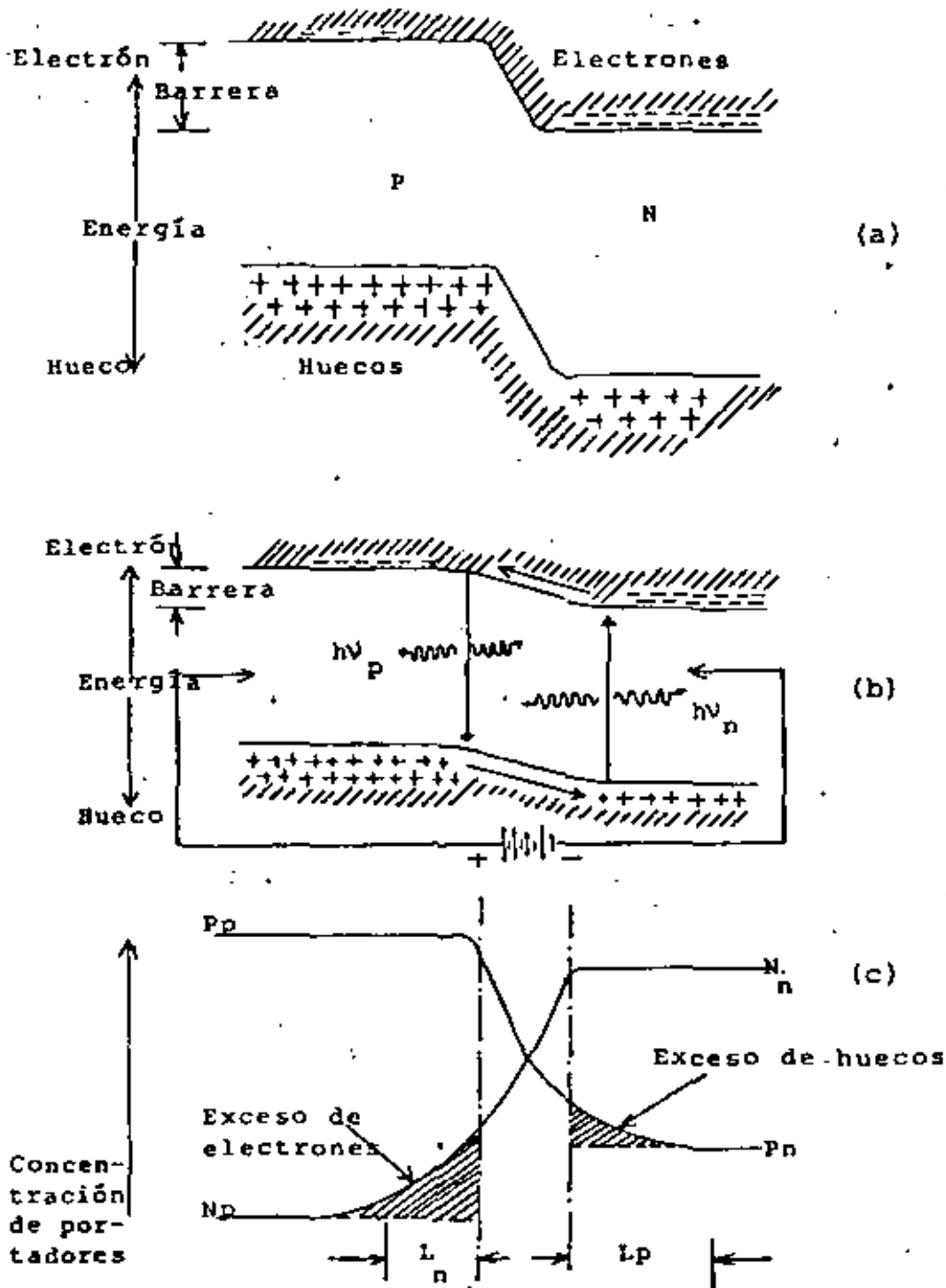


Figura (3.1).- Operación de la unión p-n electroluminiscente (a) Polarización cero, (b) Polarización directa. El cambio de un electrón de la banda de conducción a la banda de valencia emite un fotón. (c) Concentración de portadores mayoritarios y minoritarios en la unión polarizada directamente [3.6].

Emisión espontánea.

Cuando una unión semiconductor p-n es polarizada directamente se origina un proceso de recombinación electrón-hueco. El exceso de energía se libera en forma radiativa emitiendo un fotón, o no radiativa, transformándose en calor. Este proceso se ilustra en la figura (3.1).

La forma más simple de un diodo emisor de luz se presenta en la figura (3.2). El material semiconductor utilizado es el GaAs y los niveles de contaminación se escogen de tal manera que el tiempo de vida de los portadores en la unión sea pequeño. Esto asegura que la densidad de portadores, y por lo tanto la salida de luz emitida responderá rápidamente a las variaciones de la corriente inyectada. De esta manera, la salida de luz del dispositivo puede ser modulada simplemente variando la intensidad de la corriente.

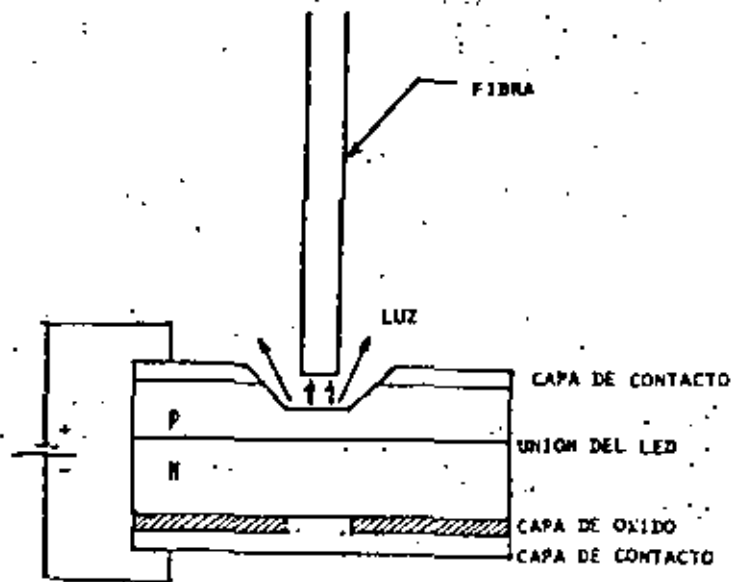


Figura (3.2).- Diodo LED de monounión.

Dos conceptos útiles para el estudio de los fotoemisores son:

Eficiencia cuántica.- La razón del número de fotones emitidos al número de pares hueco-electrón inyectados.

Radianza.- Potencia radiante electromagnética por unidad de ángulo sólido y unidad de superficie, normal a la dirección considerada. La unidad de medida está dada en Watts/(Sterad. m^2)^(3.3).

Con el objeto de incrementar la potencia óptica acoplada a la fibra óptica es necesario aumentar la radianza del diodo emisor de luz, esto se logra creando una área de emisión muy pequeña confinando la corriente a una columna estrecha bajo el núcleo de la fibra por medio de una capa de óxido (figura 3.2) y además, formando dispositivos semiconductores de doble heterounión.

Doble Heterounión.

El esquema básico de una doble heterounión en un diodo emisor de luz se muestra en la fig. (3.3). El objetivo de formar heterouniones o heteroestructuras, es confinar la luz, debido a la diferencia de índices de refracción entre las capas, en este caso N-p-P y confinar también la región de tránsito de los portadores inyectados a una región muy angosta. Esto último debido a la diferencia de bandas de energía entre los materiales semiconductores.^(3.4)

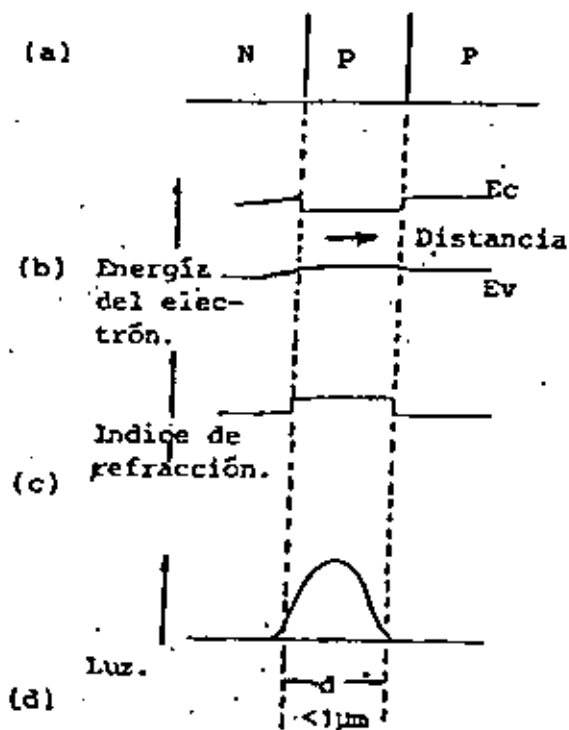


Figura (3.3).- a) Representación esquemática de una doble heterounión de GaAs-Al_{0.3}Ga_{0.7}As N-p-P.
b) Diagrama de bandas de energía en polarización directa.
c) Perfil del índice de refracción.
d) Distribución del campo óptico^(3.4).

3.2 Diodo emisor de luz (LED).

Existen dos tipos básicos de diodos emisores de luz: Diodo emisor de superficie y diodo emisor lateral, los cuales se describen a continuación junto con sus características de emisión más importantes.

Diodo emisor de superficie.

La estructura del diodo emisor de superficie se muestra en la fig. (3.4). En este diseño se tiene una área de emisión relativamente pequeña (15 a 100 μm de diámetro) sumergida en una gran cantidad de material semiconductor, lo que ayuda a disipar el calor de manera eficiente; además, la separación de la unión semiconductor respecto de la superficie emisora se hace muy angosta para minimizar las pérdidas por absorción^(3.4)

El tipo de emisión de luz en los diodos emisores de superficie es aproximadamente lambertiano, es decir, la radianza es constante en todas direcciones (aunque en este caso están contenidas en un rango cercano a 120°).

Diodo emisor lateral

En el emisor lateral, se emplea la doble heterounión semiconductor para confinar los portadores y los fotones en una capa activa muy angosta, del orden de 500 Å, figura (3.5)^(3.5). Estos dispositivos utilizan un espejo en una cara y una cubierta antireflejante en la otra, con el objeto de aumentar la eficiencia de emisión. La radianza en este LED es varias veces mayor que la del diodo emisor de superficie, pero lo complicado de su geometría hace más difícil la disipación del calor^(3.4).

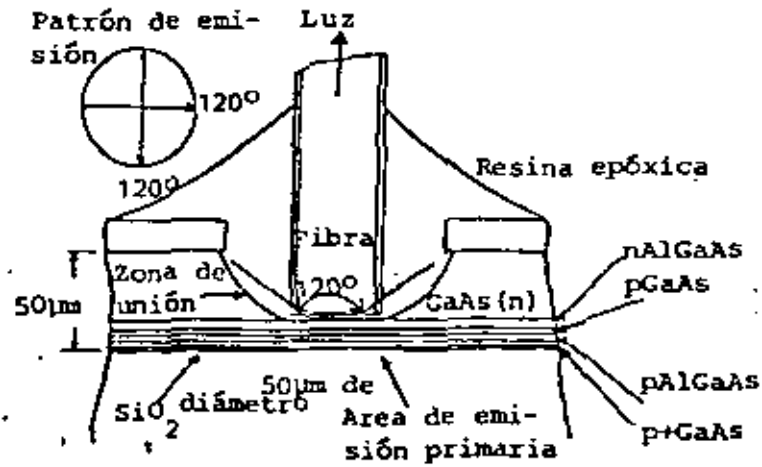


Figura (3.4) .- Diodo Emisor de Superficie (3.4)

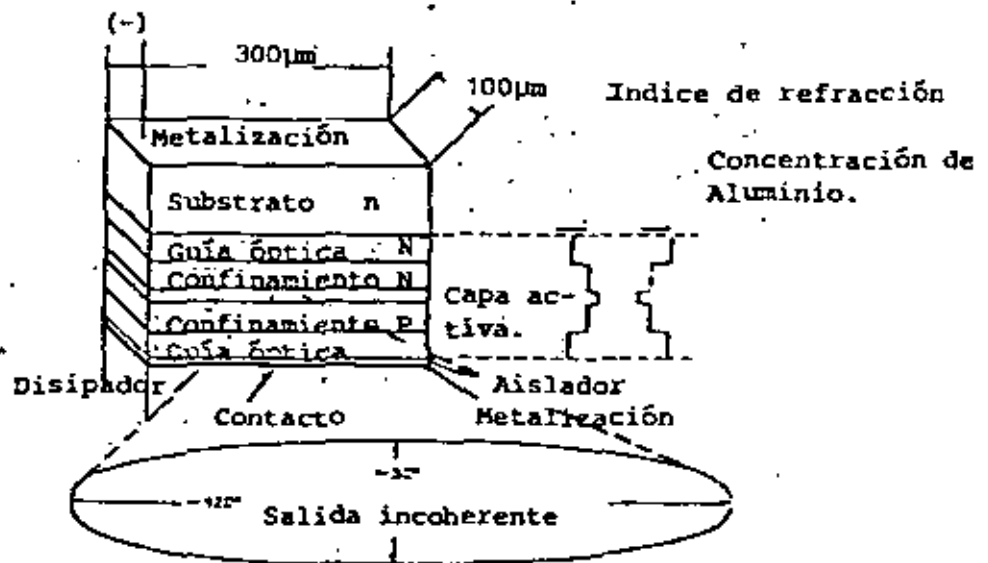


Figura (3.5) .- Diodo LED emisor lateral de doble heteroestructura con capas separadas de confinamiento óptico y de portadores para proporcionar una salida semidireccional (3.4)

Características de los LEDES.

Salida espectral

El ancho espectral de la salida de un LED a temperatura ambiente en la región de 0.8 - 0.9 μm es generalmente de 350 a 500 \AA , figura (3.6), en los puntos de 3 dB's. Cabe mencionar que la salida de un LED puede ser considerada como un proceso aleatorio gaussiano, es decir, de tipo ruidoso: incoherente. Por otro lado, el corrimiento de la longitud de onda pico con respecto a la temperatura es del orden de 3 a 4 $\text{\AA}/^{\circ}\text{C}$ ^(3.1).

Potencia óptica vs corriente de entrada.

En la fig. (3.7), se muestra la potencia óptica de salida acoplada contra la corriente aplicada a un diodo LED de alta radianza. La característica es bastante lineal hasta un punto en el cual se produce la saturación por efecto de calentamiento. Como se muestra, la corriente está típicamente en el rango de 100 mA para máxima salida ^(3.2).

Eficiencia y ancho de banda de modulación.

La velocidad a la cual la salida de un diodo emisor de luz puede responder a cambios en la corriente inyectada en el dispositivo está gobernada por los tiempos de vida de recombinación de los portadores en la unión. La relación entre la potencia óptica de salida de un LED y la frecuencia de modulación está dada por ^(3.3).

$$\frac{P(\omega)}{P(0)} = \frac{1}{\{1+(\omega\tau)^2\}^{1/2}}$$

donde: $P(\omega)$ Es la potencia óptica de salida

$P(0)$ Es la potencia óptica de salida a corriente directa.

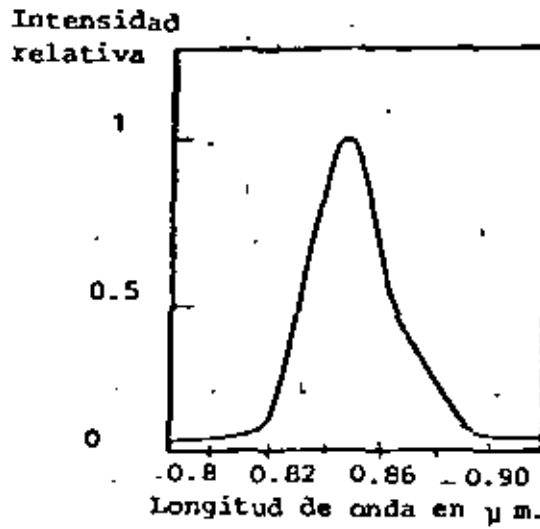


Figura (3.6).- Ancho espectral de un LED.

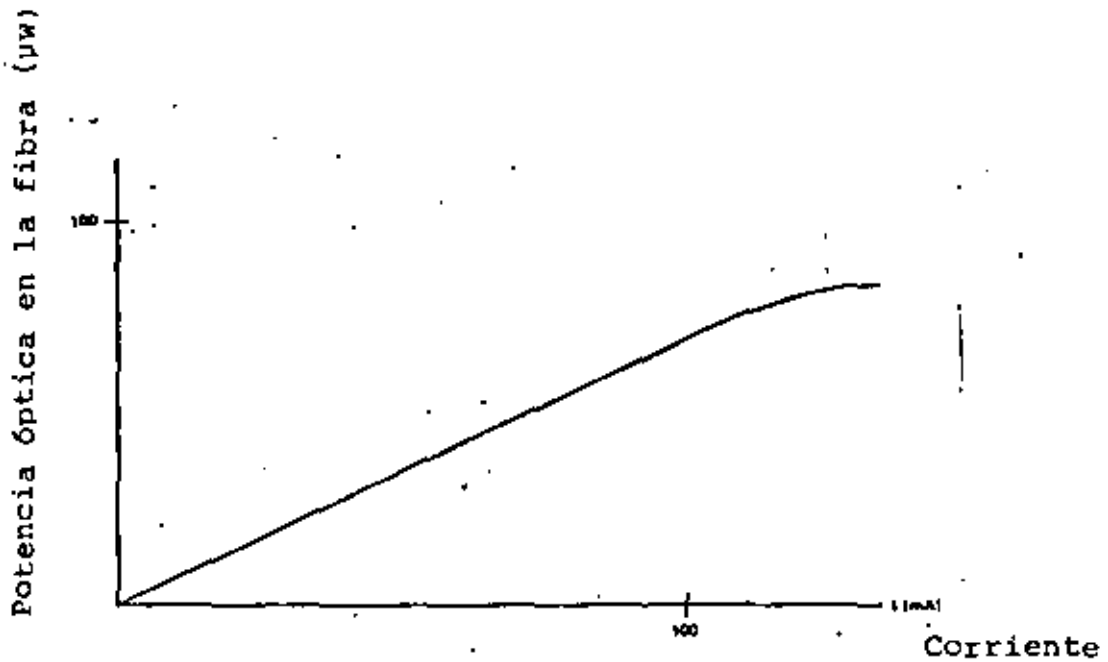


Figura (3.7).- Potencia óptica acoplada en la fibra vs. la corriente aplicada en un LED.

- ω Es la frecuencia de modulación
- τ Es el tiempo de vida de los portadores inyectados en la región de recombinación.

Debe tenerse en cuenta que la capacitancia parásita del diodo (10 a 20pF) introduce un retardo entre la señal de excitación y la respuesta de la unión emisora.

En la gráfica de la figura (3.8) se muestran los resultados para emisores de superficie de doble heterounión de AlGaAs en donde se observa que existe un compromiso entre velocidad de respuesta y potencia óptica. El ancho de banda de modulación se da en términos eléctricos, es decir, el ancho de banda de 3 dBs de la potencia eléctrica detectada. (El ancho de banda óptico es mejor en 3 dB's que el ancho de banda eléctrico)

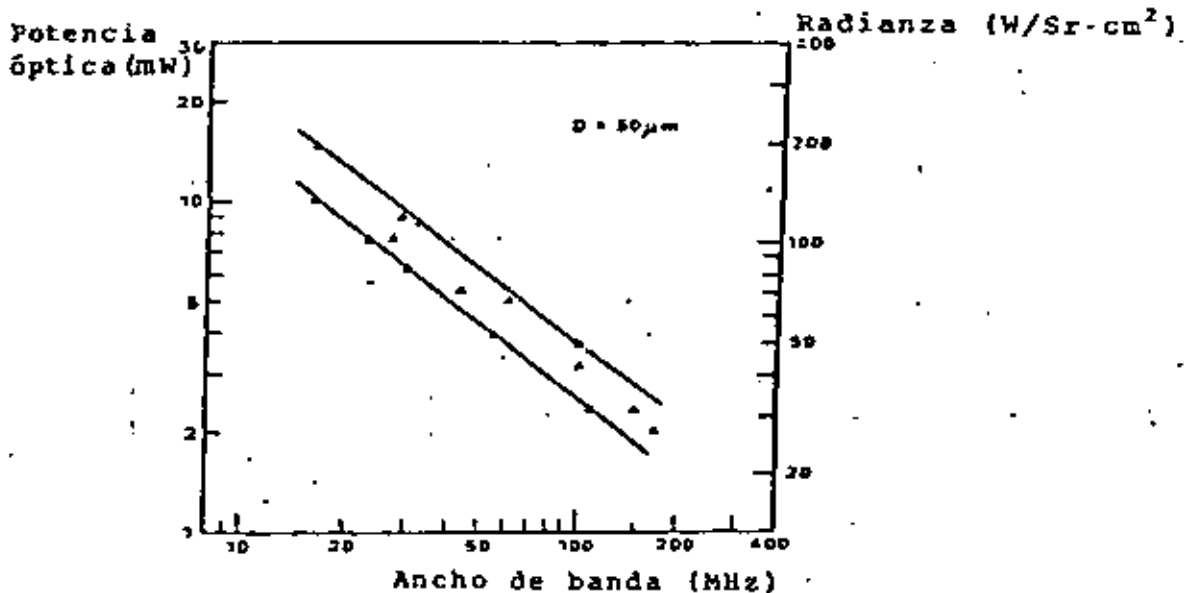


Figura (3.8).- Variación experimental de la salida de potencia óptica y la radianza con el ancho de banda de modulación (3.4).

3.3 Diodo Laser de inyección (ILD).

El fenómeno básico para la emisión de luz LASER es la emisión estimulada, el cual se describe a continuación así como el funcionamiento y características principales de un diodo LASER de inyección.

Emisión estimulada.

La emisión estimulada se logra por medio de la inversión de población de portadores, una condición en la cual, el nivel superior de dos niveles electrónicos separados una energía $E=E_2-E_1$ tiene una probabilidad más alta de ser ocupada por un electrón que el nivel inferior y la probabilidad de que un fotón (con energía $E=h\nu$) induzca una transición electrónica hacia abajo, excederá a la probabilidad de una transición electrónica hacia abajo, excederá a la probabilidad de una transición electrónica hacia arriba, figura (3.9). En este caso, la amplificación de luz es posible cuando un fotón incidente estimula la emisión de un segundo fotón con una energía aproximadamente igual a la separación de energía entre los dos niveles electrónicos^(3.6).

Para aumentar la densidad óptica en la región donde se produce el efecto LASER, (amplificación de luz por emisión estimulada de radiación) se introduce una retroalimentación mediante dos espejos, planos y paralelos, formándose de esta manera una cavidad llamada interferómetro Fabry-Perto. Uno de los espejos se hace totalmente reflejante y el otro solo parcialmente, figura (3.10), y es a través de éste último por el cual se obtiene la salida de potencia óptica, cuyas características son coherencia, alta direccionalidad y alta radianza.

El diodo LASER semiconductor, también llamado diodo LASER de inyección debido a que su funcionamiento es posible gracias a la inyección de portadores en una unión semiconductor, emplea la doble heterounión o doble heteroestructura. Esta última juega un papel muy importante, ya que permite utilizar bajas densidades de corriente y producir un efecto LASER en operación continua a temperatura ambiente y con tiempos de vida útiles.

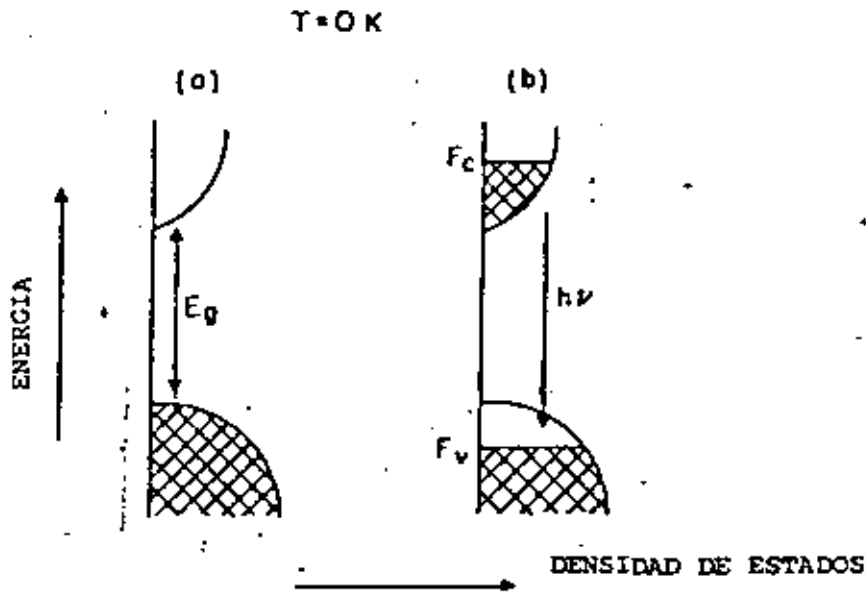


Figura (3.9).- Energía del electrón como una función de la densidad de estados en un semiconductor. a) en equilibrio y b) bajo condiciones de alta inyección^(3.6).

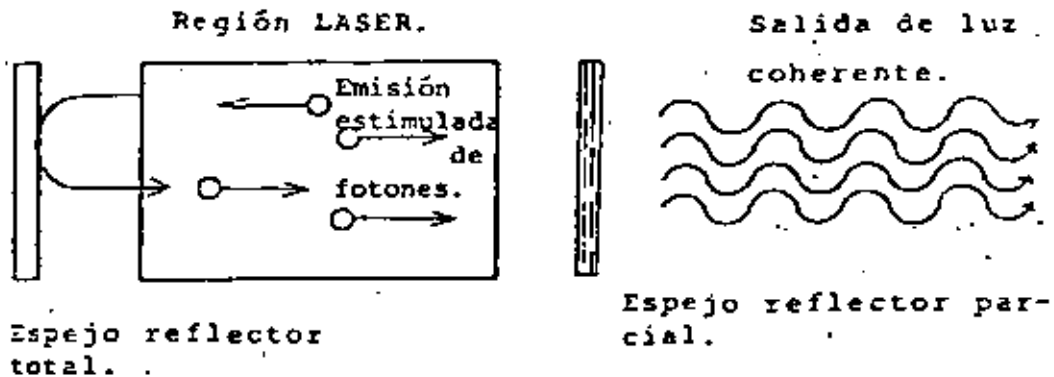


Figura (3.10).- Cavidad óptica resonante.

Diodo LASER de Doble Heteroestructura de Geometría de Cinta

En la figura (3.11), puede observarse la configuración de un diodo LASER de Doble Heteroestructura de $\text{GaAsAl}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ con geometría de cinta. La x se refiere a la proporción de la aleación -un valor que está entre 0 y 0.3-. La región activa es una cinta de $400 \mu\text{m} \times 13 \mu\text{m} \times 0.1 \mu\text{m}$ de $\text{Al}_{0.05} \text{Ga}_{0.95} \text{As}$ que forma dos heteroestructuras y una cavidad óptica resonante, fuera de la cual existe una gran cantidad de semiconductor inactivo, lo que ayuda a disipar el calor^(3,4).

Las propiedades de emisión del LASER de geometría de cinta se ilustran en la figura (3.12). La parte superior de la figura muestra el patrón de emisión de campo lejano. Un rayo de emisión típica diverge, para obtener la mitad de la intensidad pico, 45° perpendicular al plano de la unión y 90° en el plano paralelo a la unión. La parte baja de la figura ilustra la emisión del LASER de inyección, la cual no es una línea de longitud de onda única, sino una familia de modos longitudinales que corresponden a un número entero de longitudes de la cavidad óptica. Ciertos tipos de LASER de geometría de cinta tienen un modo longitudinal único^(3,4).

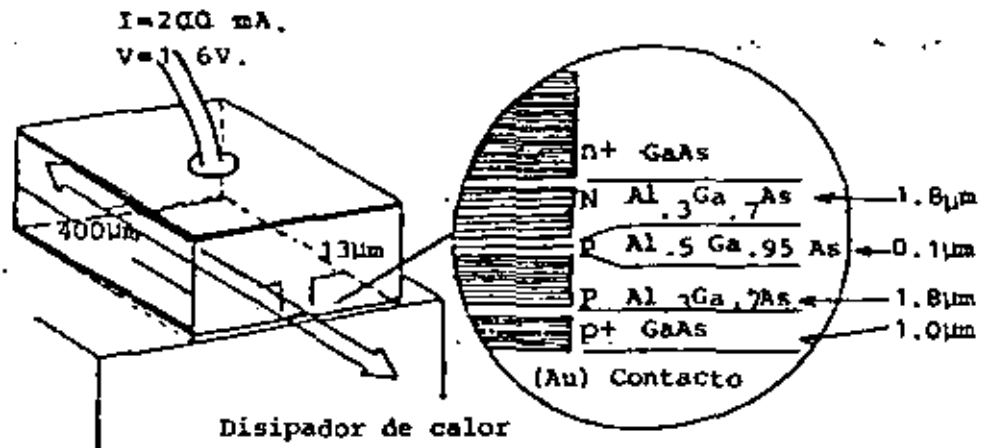
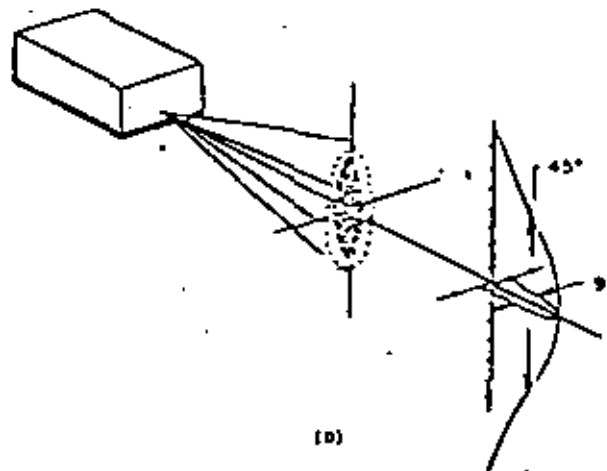


Figura (3.11).- Representación esquemática de un LASER DH de geometría de cinta^(3,4).



Intensidad re-
lativa.

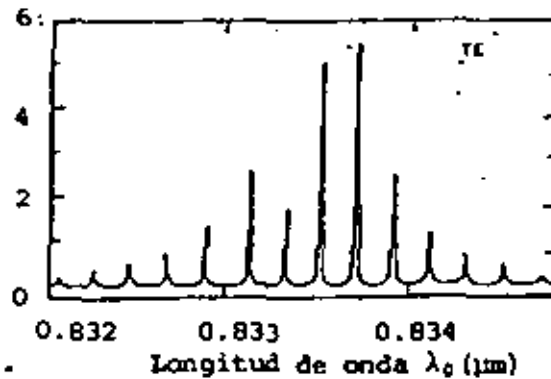


Figura (3.12).- (a) Representación esquemática de la emisión de campo lejano de un LASER DH GaAs-Al_xGa_{1-x}As de geometría de cinta. (b) Espectro de emisión para un LASER DH operando en forma continua a 1.1 veces la corriente de umbral^(3,4).

Características del Diodo LASER

1. Salida espectral. El ancho espectral de un diodo LASER semiconductor es generalmente menor a 20 Å, lo que es bastante reducido en comparación con un diodo LED. Esta característica, permite que el LASER sea empleado para comunicación en enlaces largos, debido a que el problema de dispersión o ensanchamiento del pulso es mínimo^(3,4).

2. Corriente de umbral. Debajo de un cierto nivel de corriente, la salida óptica de un LASER se comporta como la de un LED pero arriba del umbral el LASER tiene una salida óptica que se

incrementa rápidamente con una eficiencia que se aproxima al 100 %^(3.11), figura (3.13).

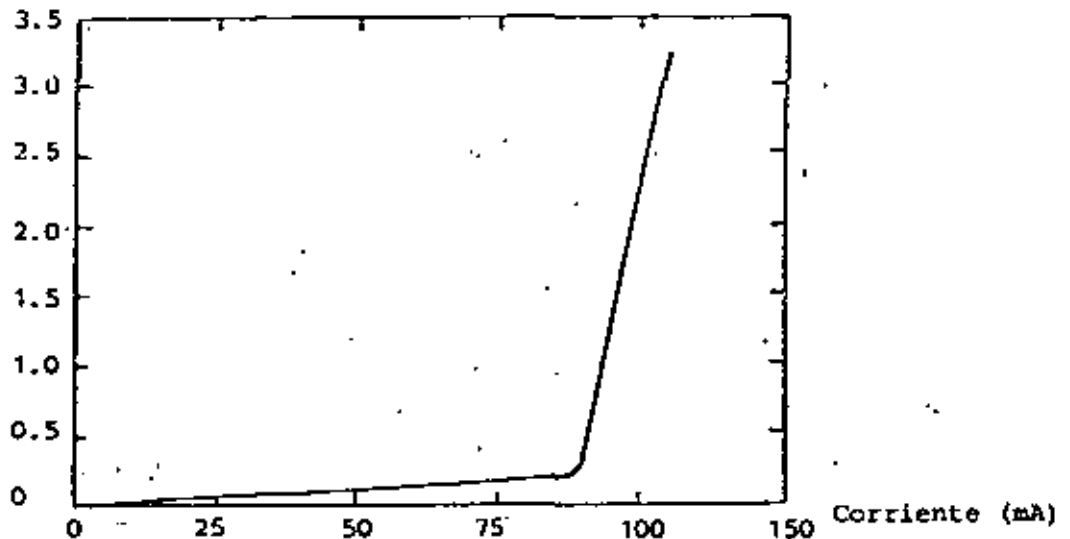


Figura (3.13).- Salida de luz contra la corriente directa en un LASER DH de $Al_xGa_{1-x}As$ de geometría de cinta^(2.2).

Las principales deficiencias del LASER relacionadas con las características de corriente y salida óptica son^{(3.5), (3.7)}:

a) Corrimiento del nivel de corriente de umbral con la temperatura

En la figura (3.14) puede observarse la gran variación del nivel de umbral con la temperatura; valores de 0.5 mA/°C son comunes, lo que precisa el uso de controladores como los que se describen en el punto correspondiente a transmisores.

b) Falta de linealidad

La salida de la luz varía linealmente hasta un valor de corriente en el cual ocurre un "rizo" en la curva característica. El

"rizo" en muchos casos puede atribuirse a la aparición de un segundo modo transversal (3.5).

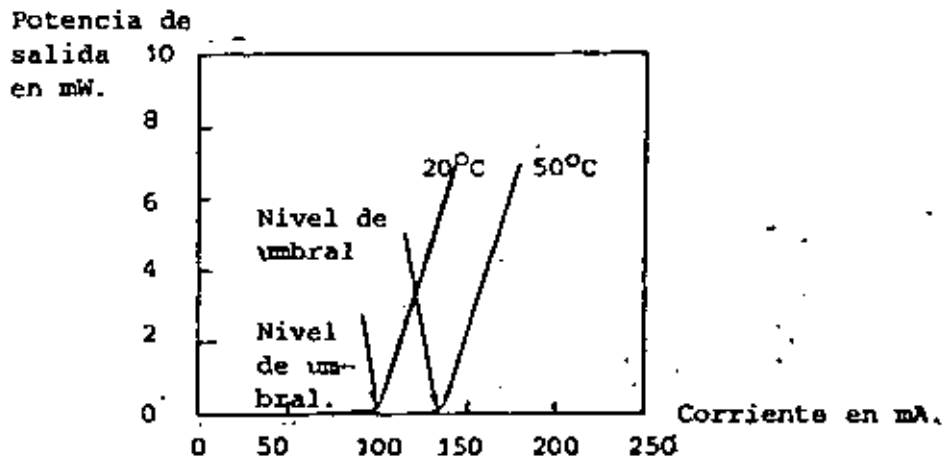


Figura (3.14). - Corrimiento del nivel de umbral respecto de la temperatura en un LASER semiconductor (3.81).

3. Eficiencia y ancho de banda de modulación

Modulación analógica. La modulación analógica de banda base de los diodos LASER es posible en varios cientos de MHz hasta un punto en el cual ocurre una fuerte resonancia debida a la interacción entre la inversión de población y los fotones en la cavidad óptica. La frecuencia resonante ω_r está dada por: (3.5)

$$\omega_r^2 = \frac{1}{\tau_s \tau_p} \left(\frac{I}{I_{th}} - 1 \right) \dots \dots \dots (3.2)$$

Donde:

- τ_s Es el tiempo de vida de recombinación espontánea del electrón (1 ns).
- τ_p Es el tiempo de vida del fotón (1-10ps).
- I Es la corriente de excitación.
- I_{th} Es la corriente de umbral.

Modulación Digital. La modulación digital de diodos LASER puede realizarse a velocidades muy altas, del orden de 1 Gbits/seg. Sin embargo aparecen varios problemas significativos: el retraso en tiempo τ_D entre los pulsos de luz y corriente, donde el retraso τ_D está dado por:

$$\tau_D = \tau_s \ln \left\{ \frac{I}{I - I_{th}} \right\} \dots \dots \dots (3.3).$$

Y es típicamente unos cuantos nanosegundos; además de este retardo, se presenta una oscilación amortiguada. (aproximadamente en 100 MHz), figura (3.15), este comportamiento es llamado oscilación por relajación, y son producidas por interacciones entre los portadores y los fotones. Otro tipo de pulsación que ha sido observada es la autopulsación (aproximadamente 0.2 a 2 GHz.) que se caracteriza por su amplitud constante.

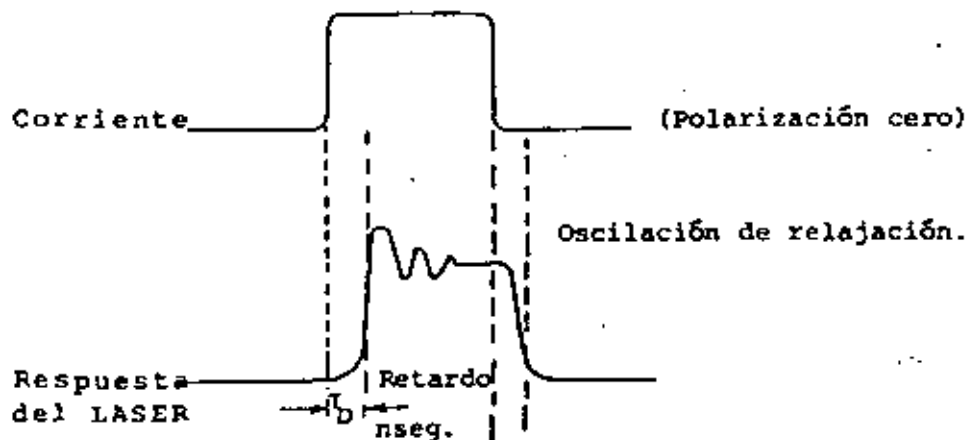
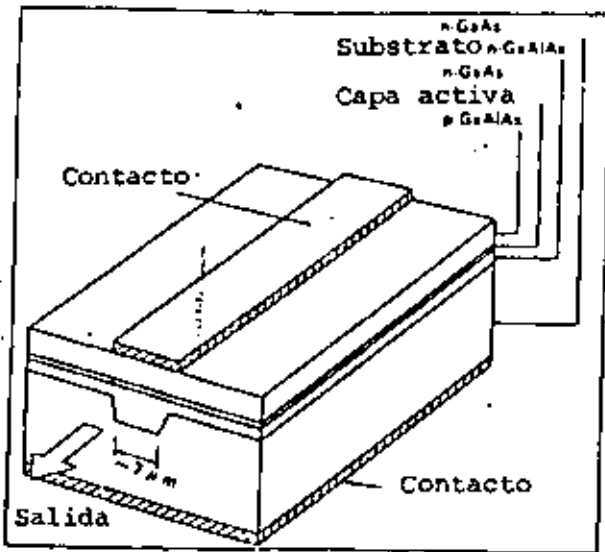
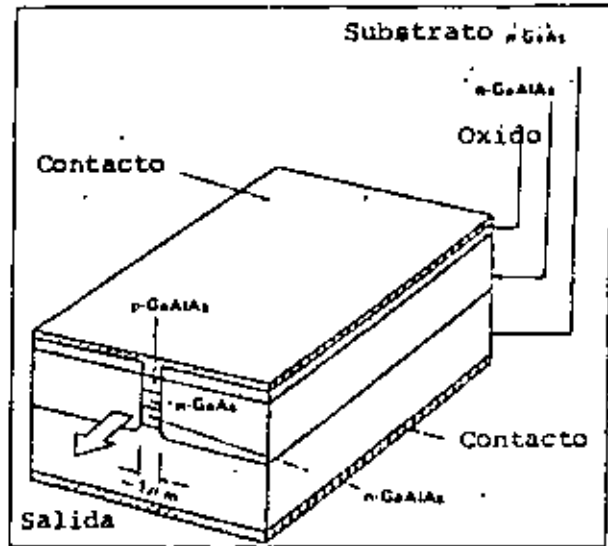


Figura (3.15).- Corriente de entrada de excitación e intensidad de luz resultante para un LASER de Geometría de cinta^(3.4).

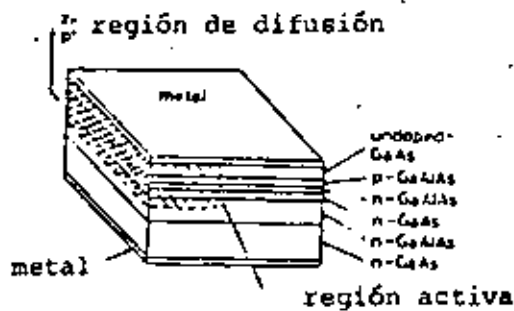
Para evitar los problemas de oscilaciones de relajación, autopulsaciones y rízos, se han propuesto diodos LASER con diversas estructuras basadas en la geometría de cinta^(3.5), Figura (3.16).



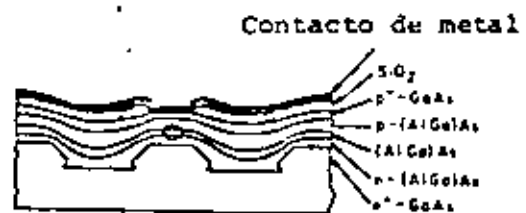
a) Laser DH CSP Canal Substrato Planar.



b) Laser BH Estructura Inmersa.



c) Laser de unión transversal TJS.



d) Laser CDH "Doble heteroestructura contraída"

Figura (3.16).- Algunas estructuras para el diodo laser semiconductor de geometría de cinta (3.1).

Características de acoplamiento para los emisores LED y LASER

La potencia óptica acoplada a la fibra desde una fuente está dada por (3.6) (3.5)

$$P_a = R_g A_s \Delta = R_g A_s (\pi NA)^2 \dots\dots\dots (2.53)$$

Y

$$\eta_{\text{acoplamiento}} = (NA)^2 \dots\dots\dots (2.54)$$

Donde:

- η_{ac} Es la eficiencia de acoplamiento.
- P_a Es la potencia acoplada a la fibra óptica.
- R_g Es la radianza de la fuente.
- Δ Es el ángulo de aceptación de la fibra.
- NA Es la apertura numérica.
- A_s Es el área de la fuente o el núcleo de la fibra, cualquiera que sea más pequeña.

En la figura (3.17), se muestra una comparación entre las capacidades de acoplamiento para fuentes LED y LASER, con respecto a la apertura numérica de una fibra óptica de índice escalonado (3.5).

Por ejemplo para el acoplamiento de un diodo LED-fibra con una NA baja típica, se tendrá una pérdida de acoplamiento de 16dB. Es por ello que se tiene interés en el uso de fuentes con mayor radianza y menores ángulos de dispersión de la luz emitida.

Para el caso de acoplamiento con una fibra de índice gradual; debido a que la apertura numérica NA es función de la distancia radial $NA(r)$, se sufre una pérdida adicional de 3dB, comparada con una fibra de índice escalonado.

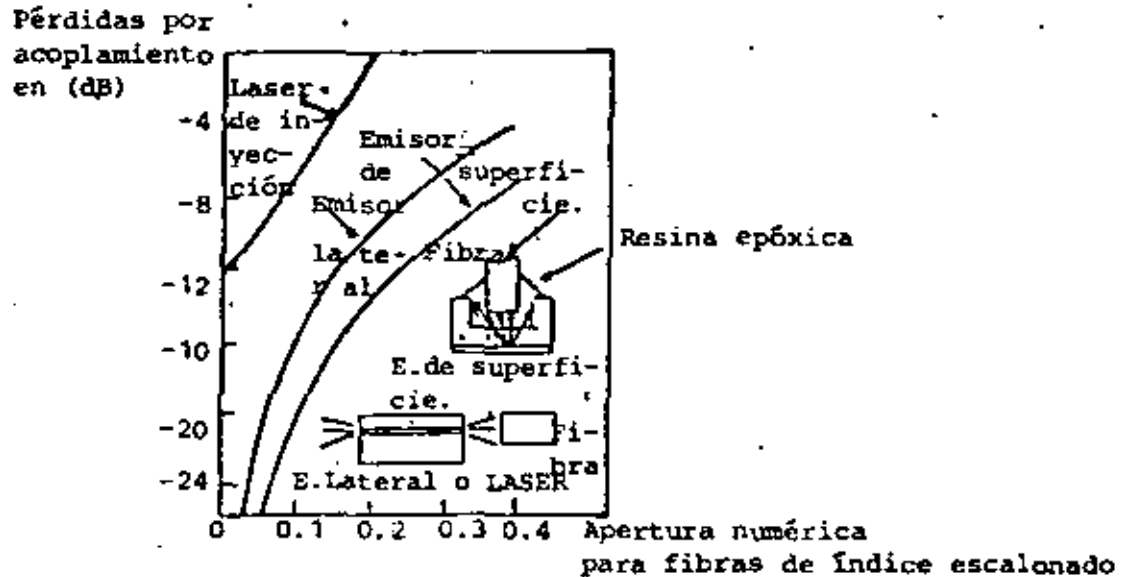


Figura (3.17). Eficiencia de acoplamiento fuente-fibra óptica como una función de la Apertura Numérica. Para fibras de gran NA, casi toda la luz emitida por los LASERS de inyección puede ser acoplada dentro de la fibra^(3.5).

La salida óptica de un LASER puede ser acoplada fácilmente dentro de una fibra óptica. Las eficiencias de acoplamiento típicas son del orden del 50% (-3dB) dentro de fibras con diámetros del núcleo de 50µm, figura (3.16). Estas altas eficiencias pueden ser mantenidas aún en fibras monomodales con un diámetro del núcleo de 10 µm en el cual los LEDS no pueden acoplar cantidades útiles de potencia.

Confiabledad de los dispositivos emisores

Los tiempos de vida estimados para los díodos LED y LASER son del orden de 10^5 horas (114 años) para los fabricados de $Al_x Ga_{1-x} As$ ^(3.8). Esta predicción se realiza mediante pruebas de vida acelerada y extrapolando los resultados. Sin embargo debe tenerse cuidado, debido a que los mecanismos de degradación no se han comprendido completamente. El tiempo de vida puede ser limitado, ya sea por el daño en las paredes del diodo o por de-

graduación gradual interna. Además, la probabilidad de obtener comercialmente un dispositivo con tiempos de vida excelentes no es muy alta (3.7).

Finalmente, puede considerarse, que al menos en factibilidad los emisores de $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ pueden operar confiablemente en la mayoría de las aplicaciones de fibra óptica (3.7).

3.4 Transmisores

En los puntos anteriores se analizó con detalle el principio físico del funcionamiento de los emisores LED y LASER. Ahora, se describen algunos de los circuitos necesarios para la excitación de dichos emisores.

Circuitos para transmisores LED

En las figuras (3.18 y (3.19) se muestran dos circuitos típicos de excitación que pueden acoplarse a una fuente TTL (lógica transistor - transistor) y una fuente balanceada ECL (lógica acoplada por emisor) a un LED.

Debe señalarse que se puede extender la capacidad en el ancho de banda de un LED usando circuitos de excitación que compensen la respuesta en altas frecuencias (igualación). Sin embargo tales excitadores tienden a requerir grandes cantidades de potencia y frecuentemente deben ajustarse para un LED determinado (3.2). Por lo anterior, es preferible usar dispositivos LED con una capacitancia y un tiempo de recombinación lo suficientemente bajas (si se dispone de ellas) en lugar de técnicas complejas de igualación en el excitador.

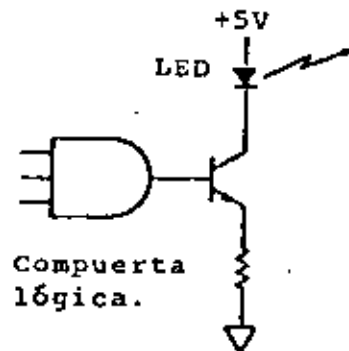


Figura (3.18).- Excitador LED en una interfase simple TTL (3.2)

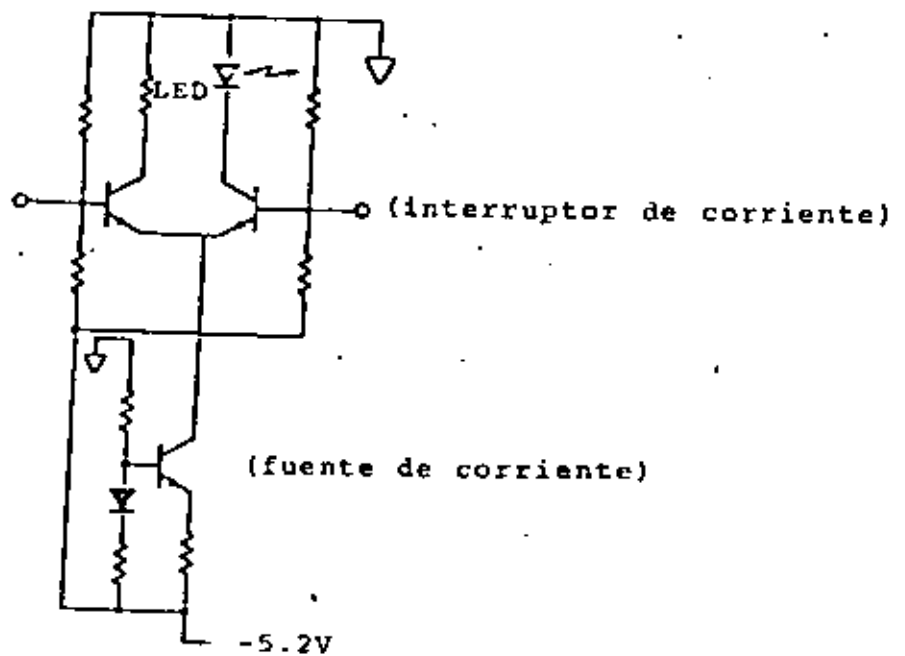


Figura (3.19).-Excitador ECL balanceado (3.2)

Cuando se diseñan excitadores LED para operar en altas frecuencias, se debe tomar en cuenta las variaciones en la capacidad y resistencia (en polarización directa) del diodo. La no linealidad resultante pueden conducir a problemas en el diseño del excitador. Este problema puede reducirse utilizando el circuito de la figura (3.20) el cual proporciona una polarización de corriente directa para el LED ^(3.2), sacrificando un poco la razón de extinción. Las grandes cantidades requeridas para modular los LEDs puede causar problemas asociados con la energización de subsistemas transmisores.

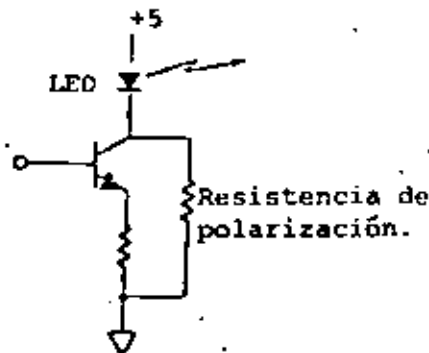


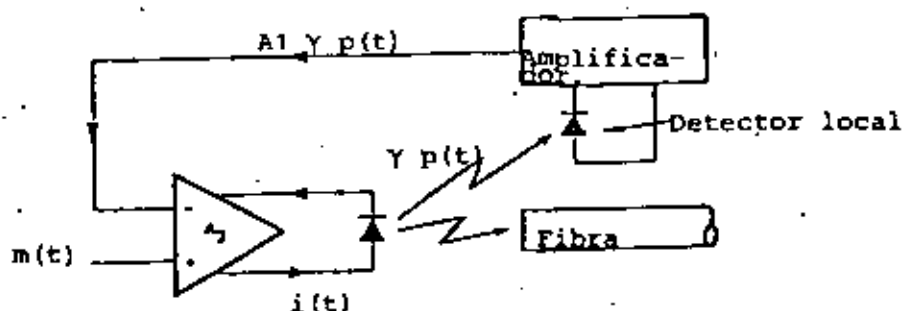
Figura (3.20).- Excitador del LED prepolarizado ^(3.2)

La salida de la fuente de energía debe ser perfectamente filtrada para evitar retroalimentación en el transmisor hacia el interior de otros componentes del sistema. Una manera de reducir este efecto es usar un excitador balanceado como se muestra en la figura (3.19). Esto significa sacrificar el consumo de potencia para aumentar la capacidad de velocidad de modulación y reducir el ruido en la línea de la fuente de alimentación.

Ya que la salida de luz del LED contra la característica de entrada de corriente es bastante lineal hasta el punto de saturación, los excitadores multinivel y analógicos para los LEDs no son particularmente complejos. Sin embargo, si se requiere una

linealidad muy alta a un espaciamiento muy preciso entre niveles entonces pueden emplearse varias técnicas de retroalimentación.

En la figura (3.21) se muestra un excitador de LED controlado por retroalimentación. Como se muestra, una parte de la luz emitida es capturada por un fotodetector local, se amplifica y se compara con la señal de excitación.



Figura(3.21).-Excitador de LED controlado por retroalimentación (3.21)

Circuitos para transmisores LASER

Una diferencia significativa entre un LASER y un LED es el comportamiento de umbral de la emisión de luz contra la corriente de excitación, figura (3.13). Arriba de la corriente de umbral I_{th} , el LASER puede emitir grandes cantidades de potencia, por lo tanto, es posible acoplar una mayor potencia a la fibra, debido a que la mayor parte de su salida está contenida en unos cuantos modos.

Para usar el LASER, es con frecuencia deseable "prepolarizar" el dispositivo cerca de la corriente de umbral I_{th} , para evitar los retardos de tiempo necesarios en la generación de altas

densidades de portadores, contenidos en el dispositivo a los niveles asociados con la corriente de umbral^(3.2).

La variación del umbral con la temperatura y el tiempo, es un problema significativo para cualquier circuito que trate de polarizar el LASER a un nivel fijo con relación al umbral. Se han utilizado varios métodos para estabilizar la corriente de polarización.

Un método para lograr lo anterior, es monitorear la salida del LASER con una derivación óptica y un detector local como se muestra en la figura (3.22). Se usa un circuito de retroalimentación para controlar la prepolarización de manera que haga que el promedio de salida de potencia del LASER sea constante. Un problema con este método es que presupone que el valor medio del voltaje de la señal es constante.

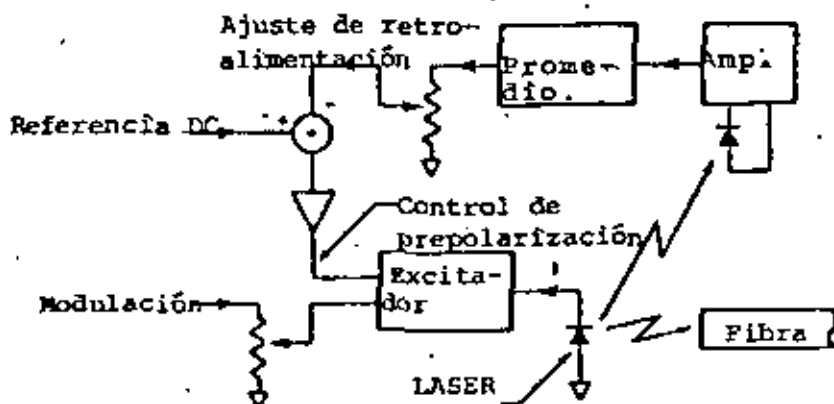


Figura (3.22).- Circuito simple de estabilización para la polarización del LASER^(3.2).

Si el voltaje de excitación se retira temporalmente, la corriente de prepolarización sube a un valor que puede destruir el LASER. Un método ideado para sobrepasar esta deficiencia es un circuito en el cual si la señal desaparece, el valor promedio de cero forza la salida del LASER también a cero ^(3.2).

3.5 Estado actual y tendencias de desarrollo.

El estado actual de las fuentes emisoras de luz adecuadas para comunicación por fibra óptica puede describirse básicamente como la utilización de los diodos semiconductores LED y LASER constituidos por sistemas químicos de AlGaAs/GaAs con una longitud de onda de transmisión de 0.85 μm . La tecnología de estos dispositivos está bien establecida, lográndose tiempos de vida mayores de 10^6 horas. Las características principales de estos emisores se resumen en la tabla 3.1 y las geometrías utilizadas, en la figura 3.23 y 3.24.

Costos

En general, es difícil especificar un valor de costo para los diodos emisores de luz, ya que depende, entre otras cosas, de la compañía fabricante, la potencia óptica de emisión, el montaje, si incluye o no un pequeño tramo de fibra óptica, etc. Sin embargo, como referencia, se presenta en la tabla 3.2 un breve análisis comparativo de las características y costos para 2 diodos LED y 2 diodos LASER de AlGaAs⁽³⁻¹²⁾.

Tendencias de desarrollo.

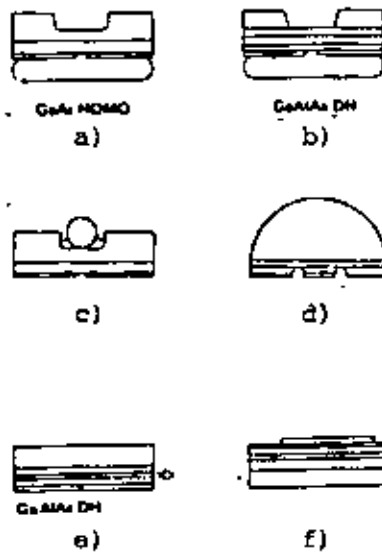
Las tendencias de desarrollo para los emisores de luz pueden clasificarse en los grupos siguientes:

- Longitud de onda de emisión 1.2 - 1.6 μm .
- Integración optoelectrónica.

En el primer caso y como se ha venido mencionando, la necesidad de fuentes emisoras de luz en la región de 1.2 - 1.6 μm se debe a que, en este rango, la atenuación y la dispersión en las fibras ópticas son mínimas. De esta manera, serían posibles enlaces a mayores distancias y con capacidades de

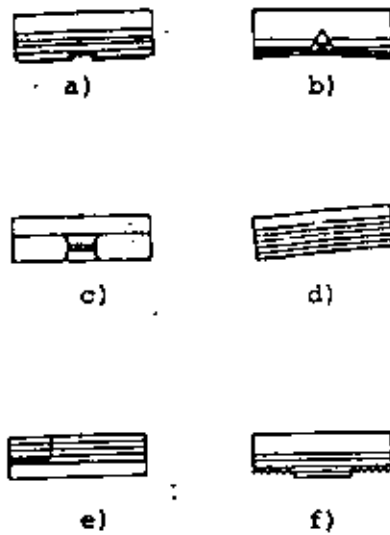
	LEDS DE BAJA RADIANZA	LEDS DE ALTA RADIANZA	LASER DE INYECCION
Caída de voltaje (V).	1.5 a 2.5	1.5 a 2.5	1.5 a 2
Corriente de polarización directa (mA).	50 a 300	50 a 300	10 a 300
Corriente de umbral (mA).	no existe	no existe	5 a 250
Potencia de salida (mW).	1 a 3	1 a 10	1 a 10
Potencia acoplada (mW).	.0001 a .1	.05 a .5	.5 a 5
Ancho espectral (Å)			
.8 μm	350 a 500	350 a 500	20 a 30
1.3 μm	700 a 1000	700 a 1000	30 a 50
Radianza (W/cm ² /Sr)	1 a 10	10 a 1000	10 ⁵
Tiempo de subida (10% al 90%), nseg.	5 a 50	2 a 20	1
Respuesta en frecuencia (-3dB, MHz)	7 a 70	18 a 175	350 a 1000
No linealidad (%)	.03 a 1	.03 a 1	.3 a 30
Retroalimentación de estabilización.	No requiere	No requiere	Si
Tiempo medio a falla. (Horas)	10 ⁶ a 10 ⁹	10 ⁴ a 10 ⁷	10 ⁴ a 10 ⁶
Temperatura de operación (°C).	-55 a +150	-40 a +90	-55 a +70
Complejidad de elaboración.	Muy baja	Baja	Alta
Complejidad de empaquetamiento.	Baja	Baja	Alta
Costo	Muy bajo	Bajo	Alto

Tabla (3.1).-- Características ópticas y eléctricas para emisores de luz LED y LASER (3-8).



- a) GaAs monounión.
- b) AlGaAs DH (Doble heteroestructura)
- c) Area muy pequeña. LENTE.
- d) Lente Hemisférico. DH
- e) AlGaAs DH Emisor Lateral
- f) DH Diodo emisor lateral superluminescente.

Figura (3.22).- Estructuras para el diodo LED (3.9).



- a) Cinta de óxido
- b) Estructura "inmersa" "contraída"
- c) Estructura "inmersa" "expandida"
- d) Gran cavidad óptica
- e) Unión Transversal
- f) Reflector distribuido BRAGG

Figura (3.23).- Estructuras para el diodo laser de inyección (3.9).

Tipo de fuente	Material	Longitud de onda pico (µm)	Potencia máxima en onda continua (mW)	Ciclo de trabajo (%)	Fibra óptica integrada?	Ancho espectral Å	Area de emisión (µm - radio -)	Tiempo de ascenso (10-90) (ns)	Corriente de umbral (mA)	Corriente para la potencia especificada	Precio unitario en 100 unidades U.S.A. dólares.
LED	AlGaAs	0.84	.100	100%	SI	500	50	20	-	100	95
LED	AlGaAs	0.85	.750	100%	SI	500	50	3	-	150	420
LED	InGaAsp	1.30	0.150	100%	SI	500	50	3	-	150	540
LASER	AlGaAs	0.82	3.	100%	SI	50	50	1	250	<400	195
LASER	AlGaAs	0.84	3.	100%	SI	10	50	1	70	95	900
LASER	InGaAsp	1.30	4.	CW	SI	10	50	0.5	100	150	2000

Tabla (3.2).- Comparación de 3 diodos emisores de luz y 3 diodos LASER disponibles en el mercado ^(3.12).
(Los costos son para julio de 1982).

transmisión más altas que las utilizadas en los sistemas actuales de 0.85 μm . Los dispositivos que emiten en el rango de transmisión de 1.2 - 1.6 μm están formados por sistemas tales como el InP - InGaAsP. Sin embargo, éstos se encuentran aún en etapa de desarrollo y aunque existen algunas muestras disponibles en el mercado, no se ha logrado abatir, todavía, los costos como se aprecia en la tabla 3.2. Además, los tiempos de vida para los emisores de luz de InGaAsP no son tan altos como el alcanzado para AlGaAs. ^(3.10)

Por otro lado, es factible integrar en un solo substrato semiconductor diversos componentes ópticos, opto-electrónicos y electrónicos, con lo que se tiene una mayor versatilidad para las funciones de conversión electro-óptica, amplificación, multicanalización, etc., pudiéndose llegar a sistemas transmisores, receptores y repetidores ópticos completos en un solo circuito optoelectrónico integrado (IOEC) ^(3.11).

Una aplicación interesante de un IOEC consiste en la multicanalización de señales en longitud de onda mediante la inyección, en una fibra óptica, de la luz emitida por un grupo de LASERS. Estos LASERS están ajustados a una longitud de onda diferente para cada uno. El arreglo semiconductor se muestra en la figura (3.25) y el esquema de multicanalización por longitud de onda en la figura (3.26).

En base a lo anterior, si cada canal se maneja a una longitud de onda separada queda disponible la multicanalización en el tiempo y la frecuencia.

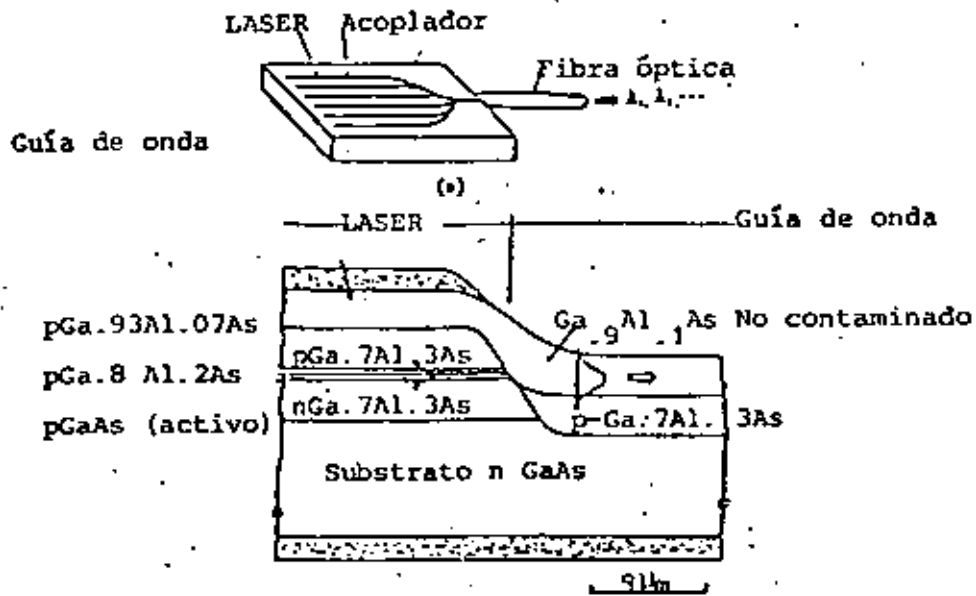


Figura (3.25).- Diagrama esquemático de una fuente de luz multicanalizada en longitud de onda (3.1.)

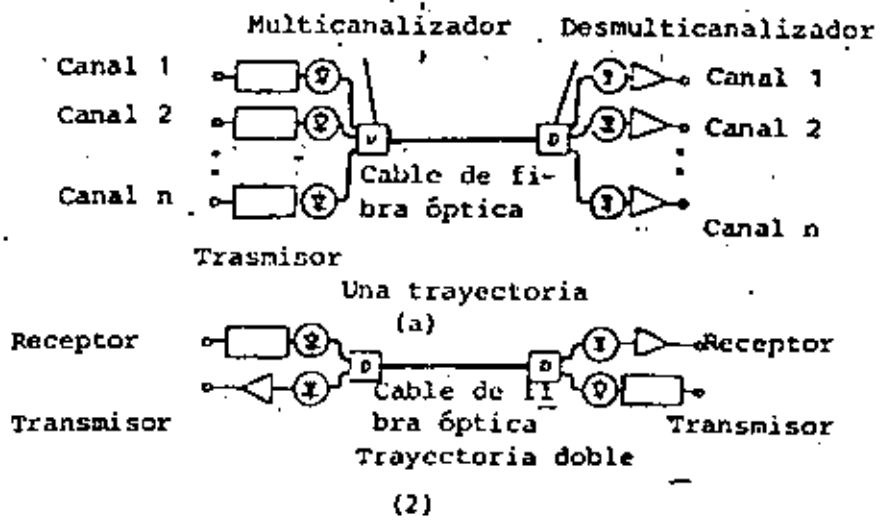


Figura (3.26).- Dos tipos de transmisión por multicanalización por longitud de onda (3.1.)

REFERENCIAS

- 3.1. D. Botez, G.J. Herkowitz, "Components for Optical Communications Systems: A review, Proceedings of the IEEE, Vol. 68, No. 6, June 1980, pp. 689-718.
- 3.2. S.D. Personick, "Optical Fiber Transmission Systems", Plenum Press, New York, 1980.
- 3.3. M.H. Weik, "Fiber Optics and Lightwave Communications Standard Dictionary", First Edition, Van Nostrand, New York, 1981.
- 3.4. S.E. Miller and A.G. Chynoweth, "Optical Fiber Telecommunications", First Edition. Academic Press, New York, 1979.
- 3.5. T.G. Giallorenzi, "Optical Communications Research and Technology: Fiber Optics", Proceedings of the IEEE, Vol. 66, No. 7, July 1978, pp. 745-789.
- 3.6. M.K. Barnoski, "Fundamentals of Optical Fiber Communications". First Edition, Academic Press, New York, 1976.
- 3.7. A.A. Bergh, J.A. Copeland, "Optical Sources for Fiber Transmission Systems", Proceedings of the IEEE, Vol. 68, No. 10, October 1980, pp. 1240 - 1246.
- 3.8. H. Kressel, "Semiconductor Devices for Optical Communications", Topics in applied Physics, Vol. 39, Springer-Verlog, Berlin, 1981.
- 3.9. M.J. Howes, D.V. Morgan, "Optical Fibre Communications", John Wiley and Sons LTD, Chichester, 1980.

- 3.10. K, Shirahata, W. Susaki, H. Namizaki, "Recent Developments in Fiber Optic Devices", Transactions on Microwave Theory and Techniques, IEEE, Vol. MTT-30, No. 2, February 1982, pp 121 - 131.
- 3.11. N. Bar-Chaim, I. Ury, A. Yariv, "Integrated Optoelectronics", IEEE Spectrum May 1982, Vol. 19, No. 5, pp 38-45.
- 3.12 IFOC, "Sources Matrix", Vol. 3 No. 3/4, Summer 1982, pp 74 - 79.



**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

TELECOMUNICACIONES VIA FIBRAS OPTICAS
TEORIA Y APLICACIONES

RECEPTORES OPTICOS

MARZO, 1984.

4. RECEPTORES OPTICOS.

4.1 Principios de funcionamiento y clasificación de los detectores ópticos.

La función del fotodetector es convertir la señal luminosa, a la entrada del receptor, en una señal equivalente. Los requisitos para realizar el proceso de detección son los siguientes (4.1):

1. Alta respuesta a la energía incidente.
2. Adecuada velocidad de respuesta, para el ancho de banda de la información en la portadora óptica.
3. Mínimo ruido adicional introducida por el detector.
4. Baja susceptibilidad a los cambios de temperatura.

El principio básico del funcionamiento de los fotodetectores es el efecto fotoeléctrico: la luz incidente considerada como pequeños paquetes de energía cuantificada o fotones, eleva la energía de los electrones de un determinado material, hasta un nivel en el cual éstos puedan producir una corriente eléctrica impulsada por un campo eléctrico.

Existen varios tipos de dispositivos que pueden cumplir este objetivo pero el que se usa en fibras ópticas es el fotodiodo semiconductor de Silicio, esto se debe a que las dimensiones reducidas de este tipo de fotodetector son compatibles con las de la fibra óptica y además presenta buena respuesta al rango

de longitudes de onda utilizadas actualmente: 0.8 μm a 0.9 μm aproximadamente. Sin embargo se espera trabajar en longitudes aún mayores por lo tanto, será necesario emplear otros compuestos como el InGaAsP, GaAlSb y Ge^(4.2), por ejemplo.

Los fotodiodos semiconductores se clasifican en dos tipos:

1. Fotodiodo PIN.
2. Fotodiodo de avalancha.

Esta clasificación se hace de acuerdo a su ganancia interna, para el fotodiodo PIN la ganancia es unitaria mientras que para el de avalancha esta ganancia es mayor a uno, típicamente entre 10 y 100.

4.2 Fotodiodo PIN

Si se tiene una unión p-n polarizada inversamente, como se muestra en la figura (4.1), se forma una barrera de potencial y una región de agotamiento.

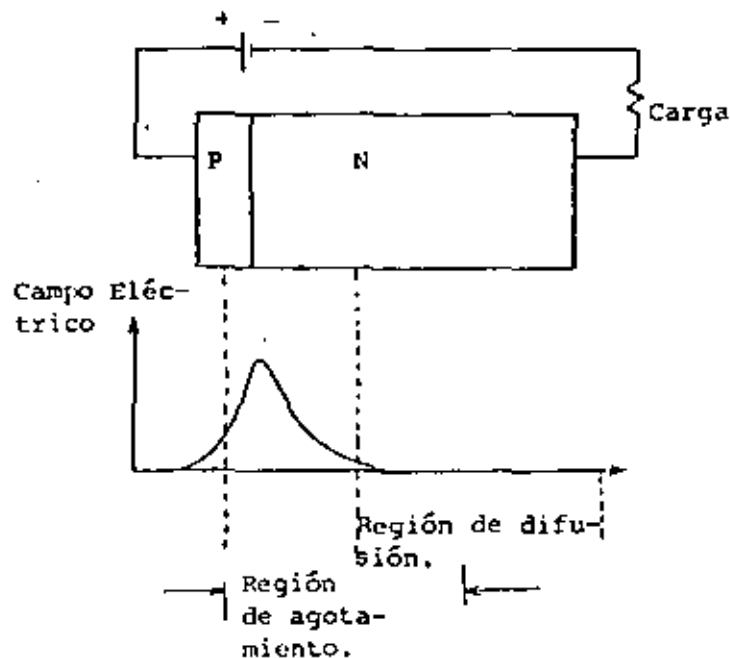


Figura (4.1) .- Diodo p-n^(4.3).

Si al incidir la luz se genera un par electrón-hueco en la región de agotamiento, es decir de alto campo, los portadores se separarán y serán atraídos por el electrodo de polaridad opuesta originando una corriente y por lo tanto un voltaje en la resistencia de carga externa.

Si el par electrón-hueco se produce en la región de difusión entonces los portadores serán colectados mediante un proceso lento. Para evitar este retardo se introduce una capa semiconductor muy ligeramente contaminada con impurezas n (4.1), esta capa se puede considerar intrínseca con lo que se reduce la región de difusión y se aumenta la de agotamiento o de alto campo, como se muestra en la figura (4.3).

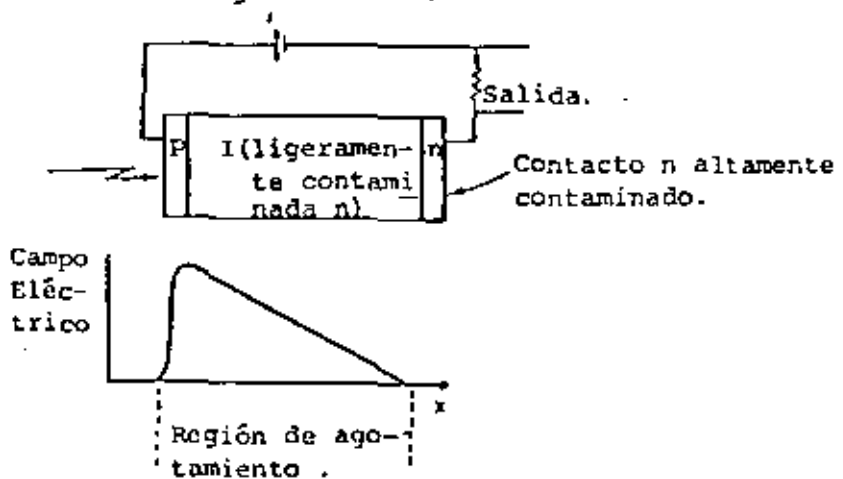


Figura (4.2).- Diodo PIN (4.3)

La configuración física de un fotodiodo PIN ya sea iluminado de frente o lateralmente se muestra en la figura (4.3). Puede verse que en estos arreglos, para aumentar el rendimiento del fotodetector, se utiliza una cubierta antirreflejante a la entrada luminosa y en el extremo opuesto un metal o espejo para reflexión (4.2 1).

A continuación se enuncian dos conceptos que son básicos para la comprensión del funcionamiento de los dispositivos fotodete

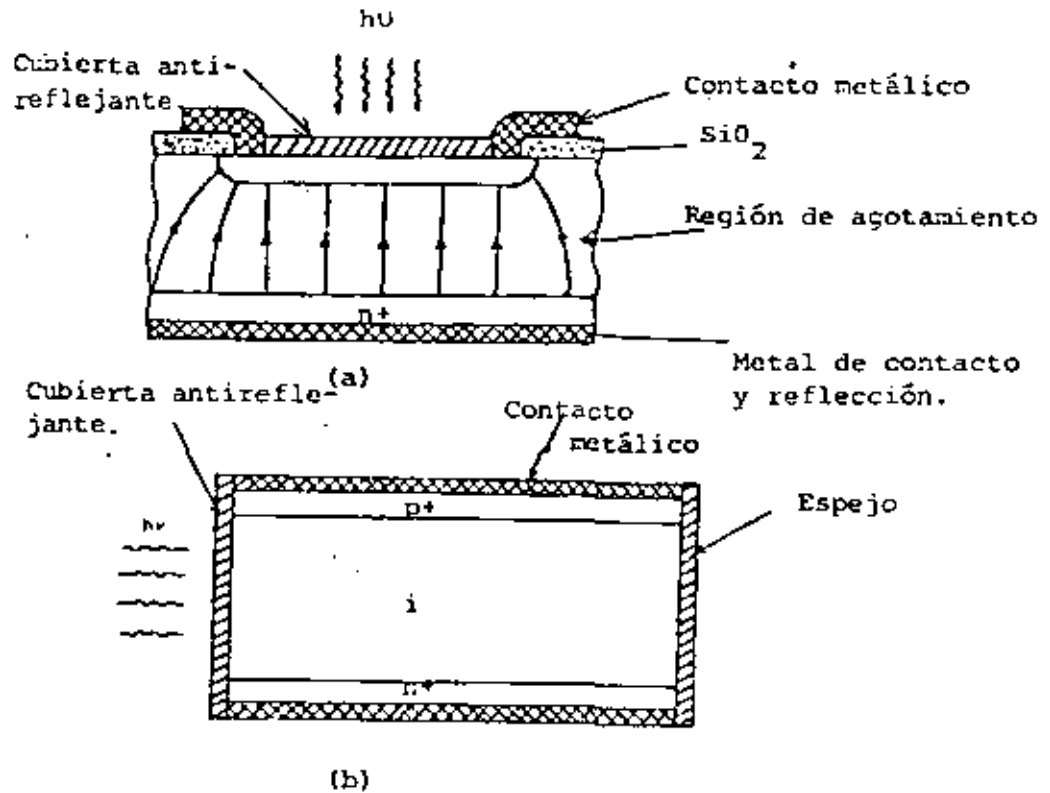


Figura (4.3).- Estructura de los fotodiodos PIN de Silicio iluminado de frente y (b) PIN iluminado lateralmente (4.4).

tores:

- a) Eficiencia cuántica Es la razón del número de pares hueco-electrón generados al número de fotones incidentes.
- b) Responsividad R_0 Es la razón de la corriente eléctrica producida a la potencia óptica incidente. (Amperes/Watt).

Para un fotodiodo PIN; la corriente fotogenerada esta dada por:

$$i_0 = R_0 P \quad \dots\dots\dots (4.1)$$

$$R_0 = \frac{\eta q}{h\nu} \quad \dots\dots\dots (4.2)$$

Donde:

- i_0 es la corriente generada en el fotodetector en Amperes.
- R_0 es la responsividad.
- P_0 es la potencia óptica incidente en Watts
- η es la eficiencia cuántica
- q es la carga del electrón (1.6×10^{-19} C).
- h es la constante de Planck (6.62×10^{-34} J.s).
- ν es la frecuencia de la luz incidente en Hz.

En el fotodiodo PIN existe un compromiso entre una gran eficiencia cuántica que requiere de una amplia zona intrínseca y una alta velocidad de respuesta, que depende de una región intrínseca reducida.

En la figura (4.4) se muestra la eficiencia cuántica y responsividad de varios fotodiodos en los que destaca el fotodiodo Si-PIN con una región de agotamiento amplia y cubierta antirreflejante para $1.06 \mu\text{m}$, que respnde desde $0.7 \mu\text{m}$ con una eficiencia cuántica mayor al 80%, y el fotodiodo de Ge-PIN iluminado lateralmente que responde hasta $1.6 \mu\text{m}$ pero que su eficiencia cuántica es menor que la del fotodiodo de Si-PIN.

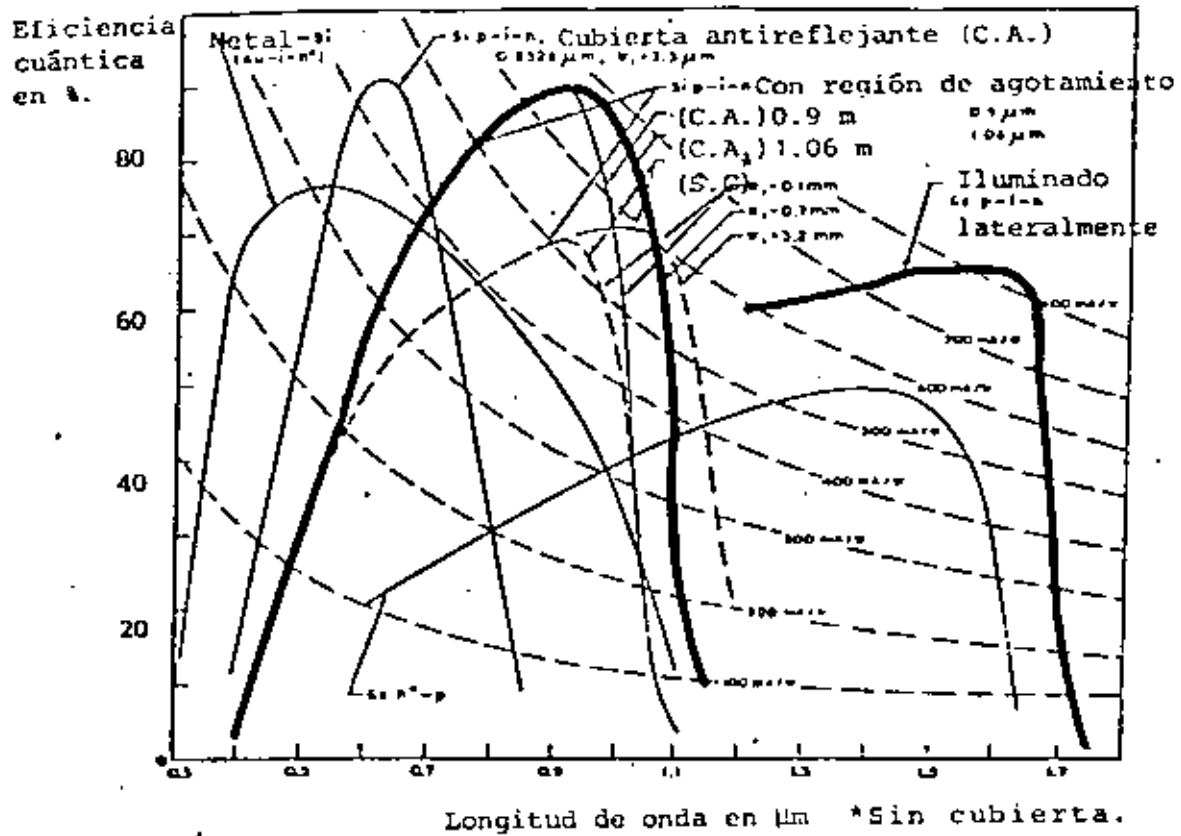


Figura (4.4).- Eficiencia cuántica y responsividad espectral de varios diodos optimizados de alta velocidad (4.9).

4.3 Fotodiodo de avalancha (APD)

Los niveles de potencia óptica que recibe un fotodetector y por lo tanto los niveles de corriente que se generan son muy pequeños, del orden de nanoamperes y por ello son muy susceptibles al ruido. Una manera de aumentar el nivel de la señal antes de que enfrente fuentes de ruido térmico y cuántico (Apéndice) del circuito de polarización y amplificación, es incrementar la ganancia interna del fotodiodo.

En el fotodiodo de avalancha se generan pares hueco-electrón de la misma manera que en fotodiodo PIN, pero éstas se ven multiplicadas por una ganancia M_a donde M_a es una variable aleatoria. Esta multiplicación se debe a colisiones sucesivas en las que un portador genera nuevos portadores. Como se observa en la figura (4.5).

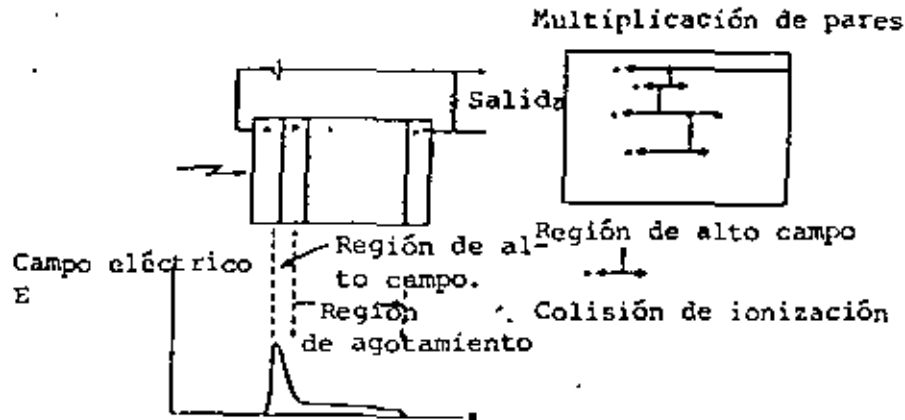


Figura (4.5).- Fotodiodo de avalancha (4. 3).

En este caso, los pares electrón-hueco se generan en la región de agotamiento, fuera de la de alto campo y cuando son atraídas a esta última, se producen las colisiones que generan la multiplicación a avalancha autosostenida de portadores. Esta ganancia es aleatoria y aún cuando tiene un valor medio $\langle M \rangle$, las variaciones son causa de ruido en la señal. Esta es la principal desventaja del fotodiodo de avalancha (4.3).

En la figura (4.6) se muestran dos variantes en la estructura de un fotodiodo de avalancha; compárese estas con la figura (4.3).

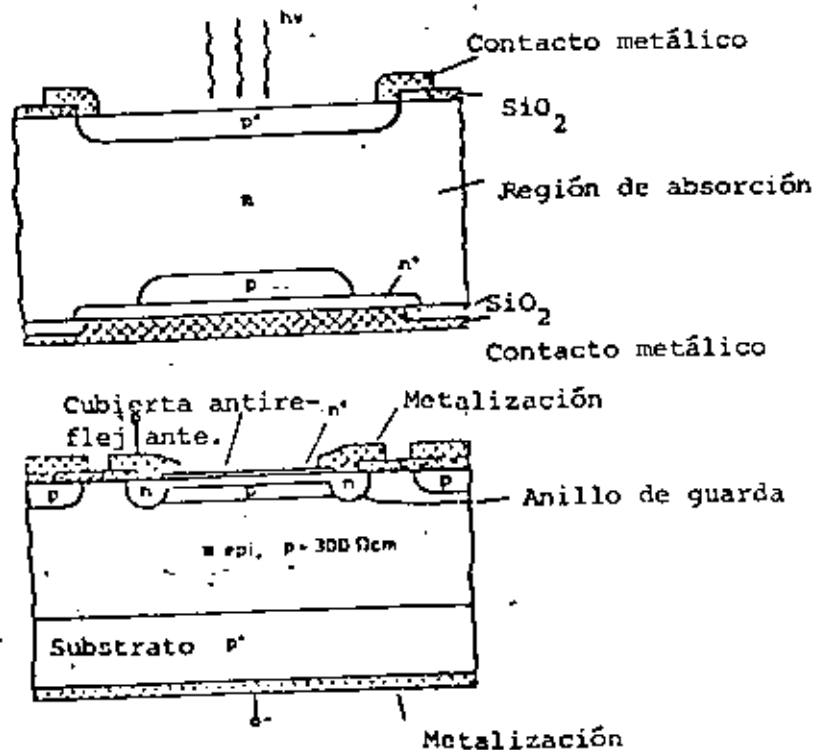


Figura (4.6).- Estructura de un fotodiodo de avalancha de silicio. a) De "alcance". b) Epitaxial (4.4).

La estructura de los diodos de avalancha generalmente incluyen un "anillo de guarda". El propósito de éste elemento es prevenir los voltajes bajos de ruptura y fuga excesiva en las orillas de la unión por medio de la reducción del campo en esas regiones^(4.4).

Consideraciones de ruido en fotodetectores

El ruido en los fotodetectores se debe principalmente al comportamiento estadístico asociado con el proceso de detección o generación de portadores y la ganancia (en el caso de fotodiodos de avalancha). También la corriente de oscuridad contribuye con este ruido y se define a continuación:

Corriente de oscuridad. Es la corriente que fluye en el fotodiodo semiconductor que no depende de la potencia óptica incidente^(4.5).

El ruido dominante en un diodo es el ruido cuántico o de disparo que depende de la corriente promedio I_0 y del ancho de banda de la señal^{(apéndice 2) (2.19)}:

$$\frac{d\langle i_{sh}^2 \rangle}{df} = 2qI_0 \dots\dots\dots (4.3)$$

6

$$\langle i_{sh}^2 \rangle = 2qI \Delta f \dots\dots\dots (4.4)$$

Donde:

- I_0 Es la corriente en el fotodetector.
- q Es la carga del electrón.
- $\langle i_{sh}^2 \rangle$ Es el valor cuadrático medio de la corriente de ruido.

Esto da, por ejemplo: $i_{sh} = .18 \text{ nA}$ cuando $I=10\text{nA}$ y $\Delta f = 10 \text{ MHz}$.

Para el fotodiodo PIN, tenemos:

$$\frac{d\langle i_{sh}^2 \rangle}{df} = 2q(I_0 + I_d) \dots\dots\dots(4.5)$$

Donde:

I_0 Es la corriente producida por la señal = RoP.

I_d Es la corriente de oscuridad.

Y para el fotodiodo de avalancha, se tiene (4.6):

$$\frac{d\langle i_{sh}^2 \rangle}{df} = 2qI_0\langle M_a^2 \rangle \dots\dots\dots(4.6)$$

Donde:

$\langle M_a^2 \rangle$ Es el valor cuadrático medio de la ganancia.

Esta ecuación se puede escribir de la manera siguiente:

$$\frac{d\langle i_{sh}^2 \rangle}{df} = 2qI_0M^2F(M) \dots\dots\dots(4.7)$$

Donde:

$$M = \langle M_a \rangle$$

En la expresión (4.7), $F(M)$ es el factor en exceso de ruido y es la cantidad por la cual el ruido excede a la de un multiplicador de corriente ideal de ganancia $\langle M_a \rangle$; este factor depende de las características de la unión y del tipo de inyección primaria y está dado por (4.3) (4.6):

$$F(M) = M \left[1 + (1 - k^{-1}) \left(\frac{M - 1}{M} \right)^2 \right] \dots (4.8)$$

Para la expresión anterior se tiene la aproximación:

$$F(M) = 2(1 - k^{-1}) + k^{-1}M \dots (4.9)$$

Donde k es la razón de la probabilidad de ionización por colisión de huecos a la probabilidad de ionización por colisión de electrones.

Una gráfica de $F(M)$ contra M para varios valores de k se muestra en la figura (4.7). Puede verse que la operación en grandes valores de M requieren k muy pequeños.

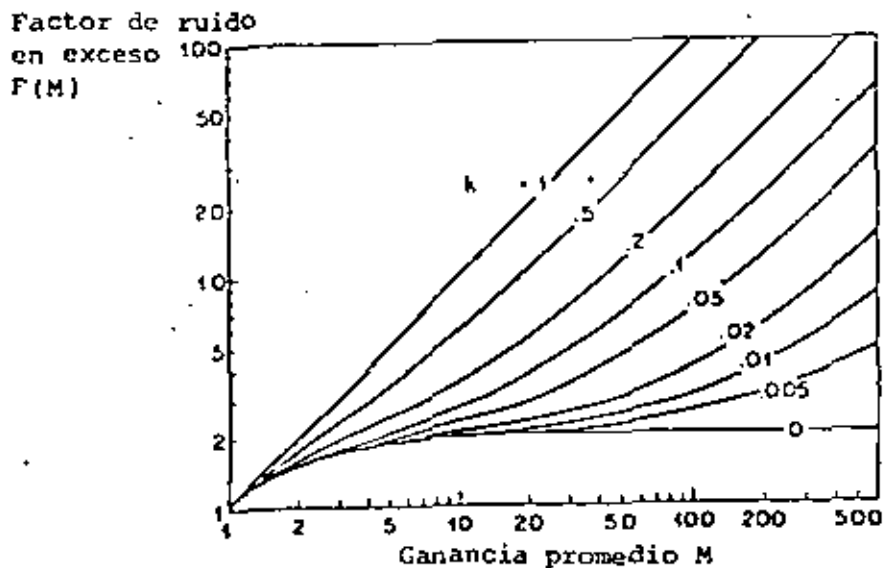


Figura (4.7).- Factor de ruido en exceso como una función de la ganancia de fotocorriente promedio en k como parámetro (4.3)

Los detectores de avalancha de Silicio para aplicaciones de fibra óptica en la región espectral de 0.8 a 0.9 μm tiene una k

en el rango de 0.01 a 0.08.

El ruido cuántico en el fotodiodo de avalancha puede expresarse como:

$$\frac{d\langle i^2 \rangle}{df} = 2q [I_d + (I_0 + I_m) M^2 F(M)] \dots\dots\dots (4.10)$$

Donde:

- I_d : Es la parte de la corriente de oscuridad que no se ve multiplicada por la ganancia.
- I_0 : Es la corriente de la señal.
- I_m : Es la parte de la corriente de oscuridad que si es multiplicada por la ganancia.

Por último, se describen enseguida dos conceptos útiles en el análisis del ruido.

NEP. Potencia equivalente de ruido. Para un fotodiodo, la relación señal a ruido puede expresarse en función de la potencia óptica de entrada. Si la relación señal a ruido se hace unitaria entonces puede calcularse la potencia óptica equivalente a ésta relación. De esta manera se deduce que entre más baja sea la potencia equivalente de ruido para una combinación detector-amplificador dada, se requiere menor potencia óptica para obtener una determinada relación señal a ruido.

En el caso de un fotodiodo de avalancha, esta relación señal a ruido depende también de la ganancia y existe por lo tanto un valor de la ganancia que minimiza la potencia equivalente del ruido^(4.3).

Límite cuántico. La tasa de error propuesta en los sistemas de comunicación por fibra óptica es de 10^{-9} . Si se utiliza la

fórmula de Poisson para la ocurrencia de cero eventos en el intervalo T, para obtener dicha probabilidad tenemos:

$$\text{Prob } (N=n) = \frac{\Lambda^n e^{-\Lambda}}{n!} \quad (4.11)$$

$$\Lambda = \int_t^{t+T} \lambda(t) dt = \int_t^{t+T} \frac{\eta}{h\nu} P(t) dt \quad (4.12)$$

$$N=0 ; P(0) = 10^{-9}$$

$$\eta P_0 \geq 21 \text{ fotones por bit } \acute{o}$$

$$\eta P_0 \geq 4.2 \times 10^{12} \frac{B}{\lambda} \text{ watts.}$$

Es decir, para lograr una probabilidad de error de 10^{-9} en un receptor digital, la potencia óptica mínima que debe detectarse, sin considerar ninguna otra fuente de ruido es de 21 fotones por bit. Para un receptor binario con $B = 10$ Mbd y $\lambda = 1\mu\text{m}$, este límite cuántico corresponde a una potencia óptica de entrada de -77 dBm aproximadamente (4.7).

4.4 Receptores y repetidores ópticos.

Receptores

El estudio de los receptores en los sistemas de comunicación por fibra óptica, es de gran importancia debido a que de las características de éste, depende el espaciamiento entre repetidores o la máxima separación entre equipos terminales.

La función del receptor es detectar la señal de luz incidente y convertirla en una señal eléctrica utilizable que contenga la información transmitida. Los receptores ópticos están constituidos esencialmente por ^(4.2):

1. Fotodetector.
2. Etapas de amplificación.
3. Igualador.
4. Filtro.

El esquema básico del receptor se muestra en la figura (4.8)

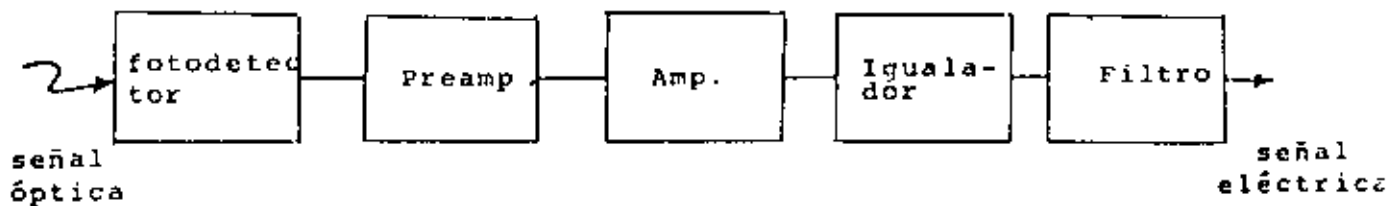


Figura (4.8).- Esquema básico del receptor óptico ^(4.2)

El objetivo fundamental en el diseño de un receptor óptico es minimizar la potencia óptica requerida de entrada para una determinada relación señal a ruido, en sistemas analógicos o una determinada probabilidad de error en sistemas digitales

La función de los componentes del receptor se describe a continuación:

Fotodetector

Es el transductor de entrada y convierte la potencia incidente en una débil señal eléctrica. En los sistemas de comunicación por fibras ópticas se utilizan los fotodiodos semiconductores los cuales se clasifican en:

1. Fotodiodo PIN.
2. Fotodiodo de avalancha.

La descripción del principio físico del funcionamiento de los fotodiodos se describe con detalle en el punto correspondiente a fotodetectores. Para propósitos de receptores interesa su comportamiento circuital y estadístico.

Desde el punto de vista circuital; el modelo de un fotodiodo es el que se muestra en la figura (4.9).

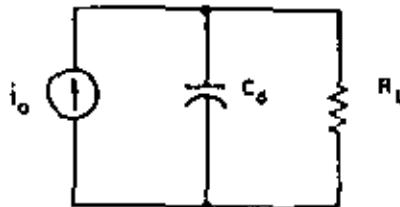


Figura (4.9).- Circuito equivalente del fotodiodo.

Donde:

i_0 Es la fuente de corriente.

C_d Es la capacitancia de agotamiento de la unión.

R_L Es la resistencia del circuito de polarización.

Debe recordarse que la capacitancia de agotamiento se produce a causa de la polarización inversa del diodo. El circuito de polarización se muestra en la figura (4.10).

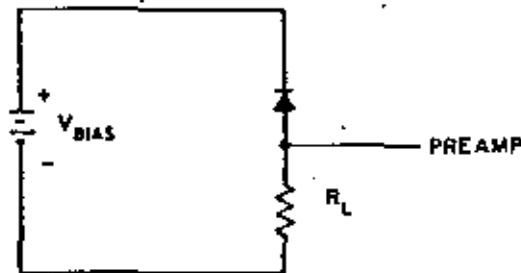


Figura (4.10).- Circuito de polarización del fotodiodo^(4.2).

La corriente i_0 generada en un fotodiodo PIN está dada por la ecuación (Fotodetectores) :

$$i_0 = \frac{\eta q}{h\nu} P \dots\dots\dots (4.13)$$

La cantidad $\eta q/h\nu$ se conoce como Responsividad , y se refiere a la cantidad de corriente generada por unidad de potencia óptica incidente:

$$R_0 = \frac{\eta q}{h\nu} \dots\dots\dots (4.14)$$

Para el caso de un fotodiodo de avalancha, las ecuaciones anteriores se ven multiplicadas por el valor medio de la ganancia debido a que esta es una variable aleatoria

$$i = \langle M \rangle i_0$$

Donde:

$\langle M \rangle$ Es el valor medio de la ganancia.

i Es la corriente producida en el fotodiodo de avalancha.

i_0 Es la fotocorriente primaria producida en Amperes.

Etapas de amplificación

Para el caso de receptor óptico, se distinguen básicamente dos etapas de amplificación:

1. Preamplificador

2. Postamplificador

La potencia de la luz incidente al receptor es muy baja, la corriente a la salida del fotodetector también lo es y esta pequeña señal eléctrica deberá enfrentar las fuentes de ruido de disparo causado por la generación de portadores en los semiconductores. Por lo anterior, un amplificador de bajo ruido es un factor muy importante en el diseño de receptores y repetidores para comunicación óptica. El postamplificador se supone intrínsecamente de bajo ruido.

Igualador

El igualador es un filtro paso-alto cuya función es compensar la atenuación^(4.2) en altas frecuencias ocasionada por el efec-

to de integración a la entrada del fotodetector (circuito RC).

Filtro

Se puede demostrar que el valor del ruido depende entre otras cosas, de la función de transferencia del receptor^(4.2), por lo tanto considerando las funciones de transferencia del fotodetector, preamplificador, postamplificador e igualador, se puede agregar otro circuito que se llama filtro y cuya función de transferencia es tal que minimice el ruido y la interferencia entre símbolos.

En la figura (4.11) se presenta el diagrama del receptor en el que se detalla el circuito equivalente de la entrada.

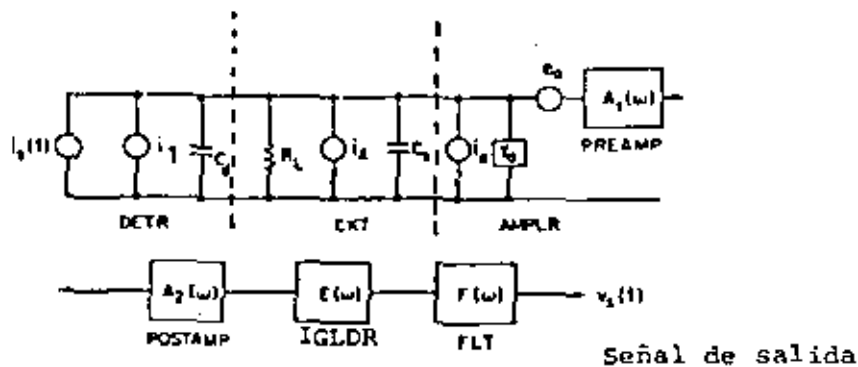


Figura (4.11).- Circuito equivalente del receptor óptico^(4.2)
(4.8).

De la figura anterior:

- $i_s(t)$ Es la corriente de la señal de entrada.
- i_1 Es la fuente de corriente de ruido asociada con el fotodetector.

C_d	Es la capacitancia de agotamiento del fotodetector.
R_L	Es la resistencia de carga del circuito de polarización de entrada.
i_f	Es la fuente de ruido asociada con el circuito de polarización.
C_s	Es la capacitancia parásita de interconexión.
i_a	Es la fuente de corriente de ruido en paralelo a la entrada del amplificador.
Y_a	Es la admitancia de entrada.
e_a	Es la fuente de voltaje de ruido en serie a la entrada del preamplificador.
$A_1(\omega)$	Es la ganancia del preamplificador.
$A_2(\omega)$	Es la ganancia del postamplificador.
$E(\omega)$	Es la respuesta del igualador.
$F(\omega)$	Es la respuesta del filtro.
$V_s(t)$	Es el voltaje de la señal de salida.

Fuentes de ruido

Las principales fuentes de ruido que afectan al receptor óptico (4.1) se muestran en la figura (4.12). Estos tipos de ruido se describen a continuación, algunas se mencionan con mayor detalle en el punto correspondiente a detectores y otros en el apéndice .

Ruido dependiente de la señal

Para una señal digital, el valor de la amplitud de un pulso que se hace pasar a través de un circuito con una función de transferencia determinada, está sobre un valor medio y la va-

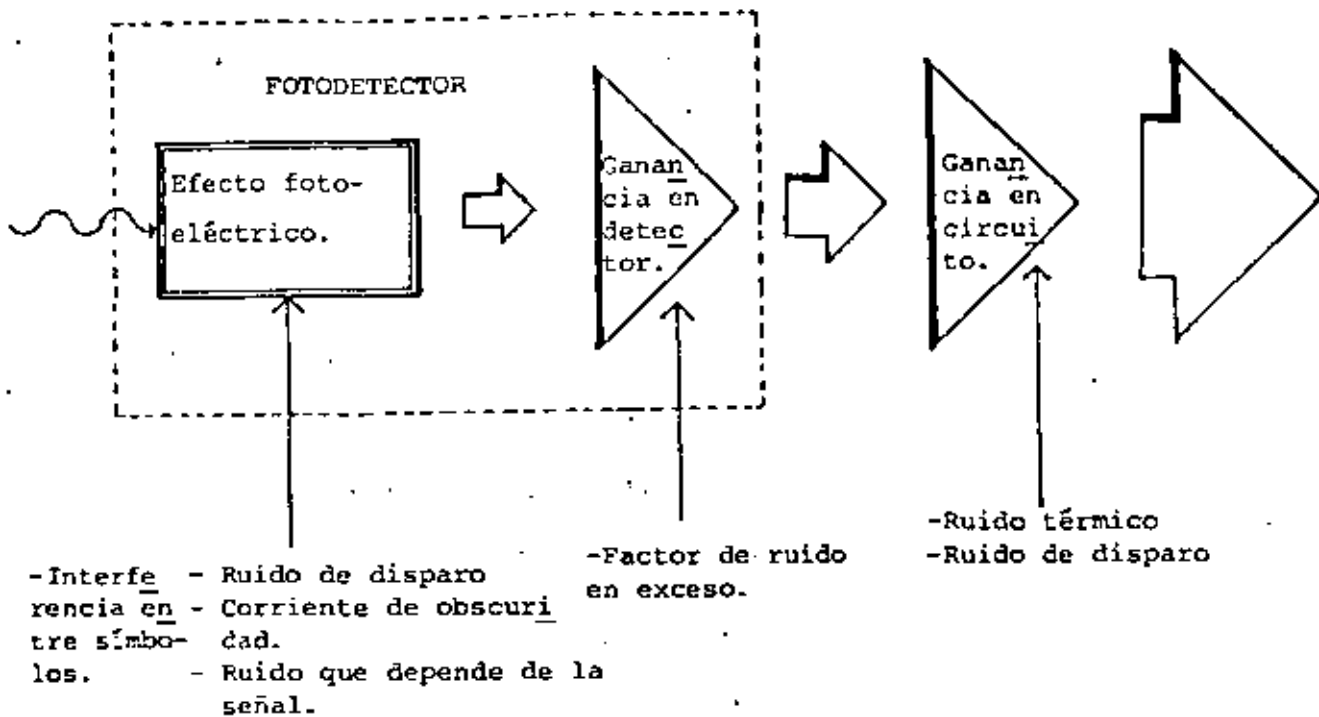


Figura (4.12).- Fuentes de ruido en el receptor óptico^(4.1).

rianza de la señal sobre este nivel se interpreta como ruido (4.2)(4.8)

Interferencia entre símbolos

Para una señal digital, en la que se trasmite una secuencia de pulsos y debido al fenómeno de dispersión en la fibra óptica, estos pueden llegar a traslaparse e introducir errores en la detección, figura (4.13)^(4.2).

Ruido de disparo

El ruido de disparo se produce debido a la naturaleza estadística de la conversión de fotones a portadores en el detector^(2.9).

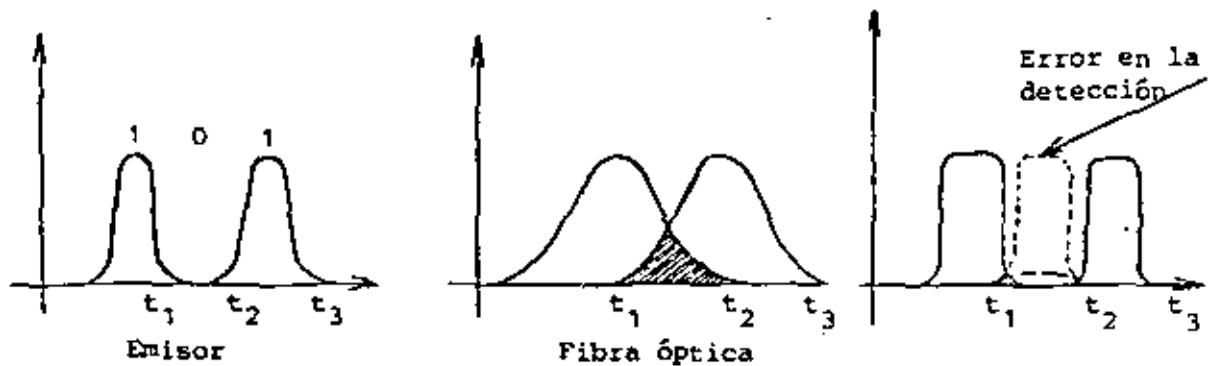


Figura (4.13).- Interferencia entre símbolos.

Ruido térmico

El ruido térmico es el producido por la agitación térmica de los portadores de carga en los dispositivos electrónicos.

Corriente de oscuridad

La corriente de oscuridad es la que se produce en el detector la cual no depende de la señal óptica incidente (Punto 4.3) pero se adiciona a la señal como ruido.

Factor de ruido en exceso

Cuando se utiliza un fotodiodo de avalancha, la generación de portadores se ve multiplicada por la ganancia del dispositivo la cual es una variable aleatoria sobre un valor medio $\langle M_g \rangle$. Sin embargo, esto es afectado por los mecanismos de degradación que dan como resultado un factor de ruido en exceso por el proceso de multiplicación.

Función de transferencia del receptor óptico

Para el circuito de la figura (4.11), la admitancia de entra-

da al amplificador está dada por:

$$Y_{in}(\omega) = Y_A(\omega) + \frac{1}{R_L} + j\omega (C_d + C_a) \dots\dots (4.16)$$

$$= \frac{1}{R_{in}} + j\omega C_T \dots\dots\dots (4.17)$$

Donde R_{in}^{-1} es la parte resistiva de la admitancia y C_T es la capacitancia total. Sean las funciones de transferencia:

- $A_1(\omega)$ La función de transferencia del preamplificador
- $A_2(\omega)$ La función de transferencia del postamplificador.
- $E(\omega)$ La función de transferencia del igualador.
- $F(\omega)$ La función de transferencia del filtro.

El voltaje de la señal de salida está dada por:

$$V_s(\omega) = Z_T(\omega) I_s(\omega) \dots\dots\dots (4.18)$$

Donde Z_T es la función de transferencia del sistema definida por:

$$Z_T = \frac{A_1(\omega) A_2(\omega) E(\omega) F(\omega)}{Y_{in}(\omega)} \dots\dots\dots (4.19)$$

$I_s(\omega)$ es la transformada de Fourier de la corriente de la señal de entrada $i_s(t)$.

Sensitividad y análisis de ruido en receptores ópticos

Un análisis completo de ruido en receptores ópticos para determinar la sensitividad de los mismos, tanto en modulación analógica como digital, está fuera del alcance de este trabajo, debido a la extensión y complejidad del tratamiento teórico, el cual involucra aspectos de estadística, circuitos y técnicas de computación. El lector interesado en este punto puede con-

sultar las referencias 4.2 y 4.8 para revisar este punto. A continuación se presenta una breve descripción de los receptores ópticos, así como de los resultados prácticos obtenidos.

El valor para el ruido se expresa como un valor cuadrático medio, simbolizado por $\langle X^2 \rangle$, de esta manera, el ruido total para el receptor óptico está dado por:

$$\langle n^2 \rangle \text{ total} = \langle n_s^2(0) \rangle + \langle n_d^2 \rangle + \langle n_c^2 \rangle \quad (4.20)$$

Donde:

$\langle n_s^2(0) \rangle$ es el peor caso de interferencia entre símbolos.

$\langle n_d \rangle$ es el ruido por corriente de oscuridad.

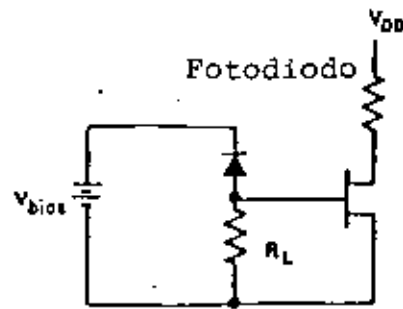
$\langle n_c \rangle$ es el ruido del circuito (ruido térmico y de disparo por la función de transferencia del receptor -Apéndice-).

Un factor de diseño importante es el tipo de preamplificador que va a utilizarse. De éste existen tres tipos básicos, figura (4.14):

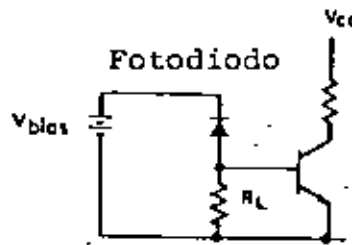
1. Amplificador FET
2. Amplificador BJT
3. Amplificador de transimpedancia (FET ó BJT)

En general, cada uno es conveniente en algún caso particular, por ejemplo, en bajas frecuencias es recomendable el uso del FET ya que sus fuentes internas de ruido aparecen en altas frecuencias y a la inversa con el transistor bipolar. Un valor típico para esta frecuencia de cruce es 50 Mb/s. ^(4.2).

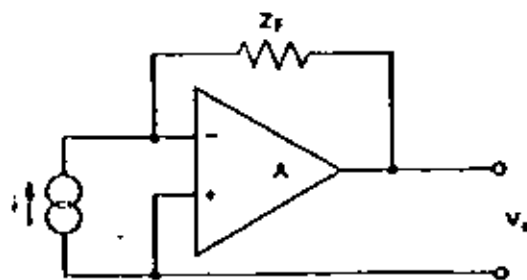
En otras ocasiones, es deseable un rango dinámico amplio, por lo que se requiere de un amplificador de transimpedancia. En este caso, la fuente de ruido predominante es el elemento de retroalimentación, razón por la cual, existe una pérdida de sensibilidad.



a) Preamplificador FET



b) Preamplificador BJT



c) Preamplificador de transimpedancia.

Figura (4.14).- Representación esquemática de los diferentes preamplificadores que pueden utilizarse en un receptor óptico.

Realizando una serie de simplificaciones (cero interferencia entre símbolos, cero corriente de oscuridad, etc), las expresiones para el valor cuadrático medio del ruido en los preamplificadores mencionados son: (4.7)

Preamplificador FET: (4.21)

$$\langle n^2_{tot} \rangle = 2.8 \text{ KTgm}^{-1} \frac{B^3}{3} \{2\pi(Ca + Cd)^2 A^2\}$$

Preamplificador BJT: (4.22)

$$\langle n^2_{tot} \rangle_{min} = \frac{4 \text{ KT} \{2\pi (Ca + Cd)\} A^2 B}{(3B)^{1/2}} = \frac{4 \text{ KTB}}{r_{in} \text{ óptima}}$$

Preamplificador de transimpedancia: (4.23)

$$\langle n^2_{tot} \rangle = \langle n^2_t \rangle_{\text{FET o BJT}} + \langle n^2_f \rangle$$

donde:

k : Constante de Boltzman.

T : Temperatura en grados Kelvin

B : Velocidad de transmisión

gm: Transconductancia

Ca: Capacitancia de entrada del preamplificador

Cd: Capacitancia de agotamiento en el detector

A : Ganancia

B : Ganancia en corriente.

$\langle n^2_f \rangle$: Ruido en el elemento de retroalimentación = $\frac{4 \text{ KTB}}{R_f}$

En el caso del preamplificador FET existe una figura de mérito que minimiza el ruido: $Ca = Cd$ en la expresión $(Ca+Cd)^2/gm$.

Por esta razón, en algunas aplicaciones es deseable construir un circuito híbrido con un detector de capacitancia muy bajo (alrededor de 1 pF) unido a un substrato que contiene un FET de GaAs de capacitancia similar.

En el preamplificador bipolar existe también una figura de mérito similar a la del FET: $C_a = C_d$ en la expresión $(C_a + C_d)^2/\beta$. Además, se tiene un valor de r_{in} óptimo para ruido mínimo en el receptor. r_{in} depende de la corriente de polarización de entrada al transistor, por lo que es un parámetro bajo control.

Otro factor de diseño importante en receptores ópticos es la ganancia de avalancha en el fotodetector. En principio, el ruido del circuito se ve reducido conforme aumenta esta ganancia interna. Sin embargo, esto es válido solo hasta un valor en el cual comienza a predominar el factor de ruido en exceso del propio fotodetector. Por tanto, la ganancia de avalancha es un parámetro que debe optimizarse tanto en receptores ópticos digitales como analógicos.

Receptores Ópticos digitales.

En un sistema digital, la información se transmite como una serie de pulsos y espacios que ocurren a una velocidad B . En el receptor, la señal óptica llega atenuada y distorsionada. El trabajo del regenerador digital es determinar si se transmitió un pulso o un espacio y regenerar la información con una mínima probabilidad de error. La probabilidad de error (BER) está dada por la razón del número de bits identificados incorrectamente, al número total de bits transmitidos. En aplicaciones de fibra óptica $BER = 10^{-9}$.

La sensibilidad de un receptor se define en términos de la potencia óptica recibida para lograr una BER deseada. Esta potencia se mide en dBm donde 0 dBm corresponde a 1 mw de potencia óptica en el receptor. Uno de los objetivos en el receptor es minimizar la potencia óptica de entrada, esto es, maximizar la sensibilidad.

La sensibilidad del receptor depende del ruido total en éste último, del ruido asociado con la señal y del tipo de fotodetector empleado.

Aproximación Gaussiana.

Los pulsos luminosos a la salida del transmisor consisten en dos niveles bien definidos, pero en el receptor esto no es así y los niveles pueden caracterizarse en términos de una función de densidad de probabilidad (PDF). Esta función de densidad de probabilidad describe la probabilidad de que el voltaje de salida tenga un valor v contenido en un rango incremental dv . En la figura (4.15) se indica gráficamente la forma que tal PDF podría tomar.

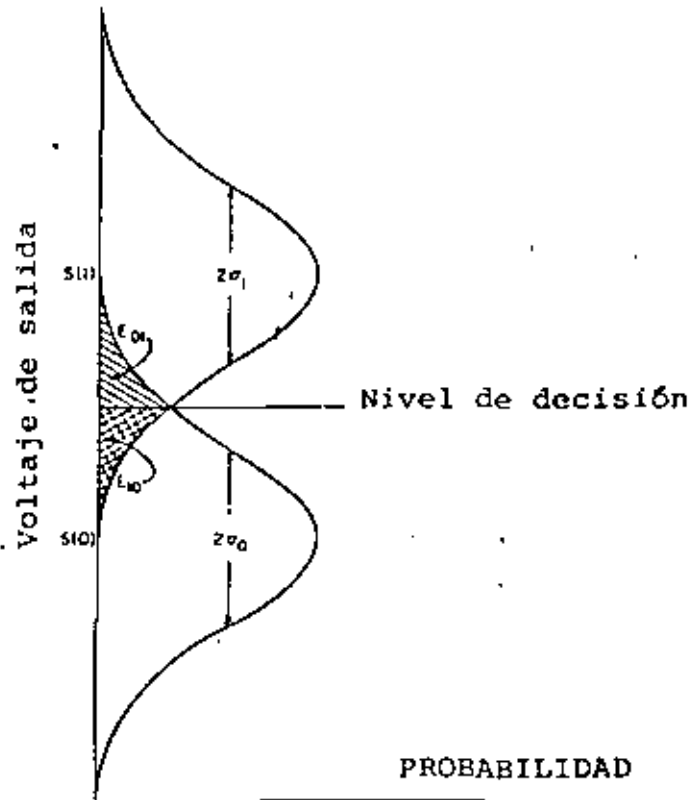


Figura (4.15).- Función de distribución de probabilidad para una señal digital de dos niveles. E_{01} es la probabilidad de identificar incorrectamente un espacio y E_{10} es la probabilidad de identificar incorrectamente un pulso. σ_0 y σ_1 son los niveles de ruido rms asociado con los niveles de la señal.

La PDF depende de un conjunto de estadísticas: de la estadística de la señal, del detector (especialmente para un APD) y de la estadística de las fuentes de ruido independientes de la señal. Por lo anterior puede verse que un cálculo estadístico exacto es muy complicado, pero se ha encontrado que el uso de una estadística gaussiana arroja resultados muy aproximados a los cálculos exactos y a los resultados experimentales, con la ventaja de su simplicidad.

Para la figura (4.15), los valores esperados de la señal en los dos estados transmitidos son $S(0)$ y $S(1)$ y suponemos, además, que la PDF de cada uno de los estados es gaussiana con varianzas σ_0^2 y σ_1^2 . Con el nivel de decisión D , colocado como se muestra en la figura.

E_{01} es la probabilidad de que una señal transmitida como un espacio sea identificada incorrectamente como un pulso y

E_{10} es la probabilidad de que un pulso sea identificado incorrectamente como un espacio.

La probabilidad total de error estará dada por:

$$p(E) = p(0) E_{01} + p(1) E_{10}$$

donde $p(0)$ y $p(1)$ son las probabilidades de que se transmita un espacio y un pulso y E_{01} y E_{10} son las probabilidades de que sean identificados incorrectamente.

Si la estadística que se maneja es de tipo gaussiano, la probabilidad de que un pulso o un espacio sean identificados incorrectamente, $P(E)$ está dada por:

$$P(E) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{\infty} e^{-\left(\frac{x^2}{2}\right)} dx \quad (4.24)$$

donde

$$Q = \frac{|D - S_i|}{\sigma_i} \quad (4.25)$$

y S_i y σ_i son el valor esperado y la desviación estándar del nivel de la señal i -ésima. Una aproximación excelente es:

$$P(E) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot \frac{e^{-\frac{(Q^2)}{2}}}{Q} \quad (4.26)$$

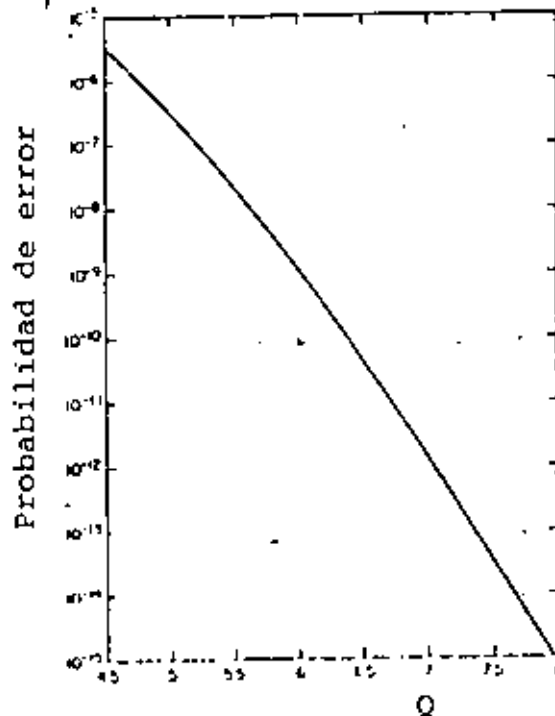


Figura (4.16).- Probabilidad de error contra Q.

En la figura (4.16), se muestra $P(E)$ VS Q en la cual puede verse que para $P(E) = 10^{-9}$, $Q \sim 6$ y éste es el valor utilizado en cálculos numéricos.

Cuando las estadísticas son gaussianas, el valor de la varianza σ^2 es igual al ruido cuadrático medio asociado con el nivel de la señal. De esta manera, el valor de σ^2 estará dado por (4.20) cuando los voltajes de ruido y la señal estén referidos a la salida.

Finalmente, para un fotodiodo pin y haciendo una serie de consideraciones tales como: $p(0)=p(1)$, el nivel de decisión se coloca en la mitad entre los dos niveles de señal, $\langle i^2 \rangle_o = \langle i^2 \rangle_c = \langle i^2 \rangle_c$, etc., la potencia óptica requerida para un error de 10^{-9} es

$$\eta \bar{P} = q \langle i^2 \rangle_c \frac{1}{2} \quad \text{diodo PIN} \quad \lambda = 0.85 \mu\text{m} \quad \text{y} \quad (4.27)$$

$$\eta \bar{P} = 5.7 \langle i^2 \rangle_c \frac{1}{2} \quad \text{diodo APD} \quad \lambda = 1.3 \mu\text{m}. \quad (4.28)$$

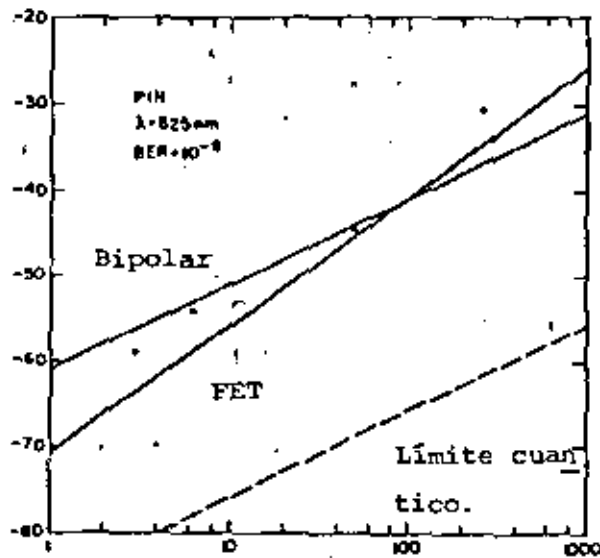
En el caso del fotodiodo APD se tiene:

$$\eta P = \left(\frac{h\nu}{q} \right) Q \left\{ \frac{\langle i^2 \rangle_c^{1/2}}{\langle M \rangle} + qB \left(\frac{1}{2} \right) QF (\langle M \rangle) \right\} \quad (4.29)$$

El primer sumando en el paréntesis varía inversamente con la ganancia $\langle M \rangle$ mientras que el segundo contiene un término directamente proporcional a $\langle M \rangle$. De manera que existe un valor óptimo de $\langle M \rangle$ para el cual $\eta \bar{P}$ es mínima.

En las figuras (4.17), (4.18) y (4.19) se presentan los resultados calculados y experimentales para receptores digitales.

ΠP (dBm)



Velocidad de transmisión en Mbits/seg.

Figura (4.17) -- Sensitividad calculada de un receptor usando un detector p-i-n y un FET o un transistor bipolar como función de la velocidad de transmisión. La línea punteada corresponde al límite cuántico de 21 fotones por pulso. Los puntos muestran algunos resultados experimentales ^(4.2).

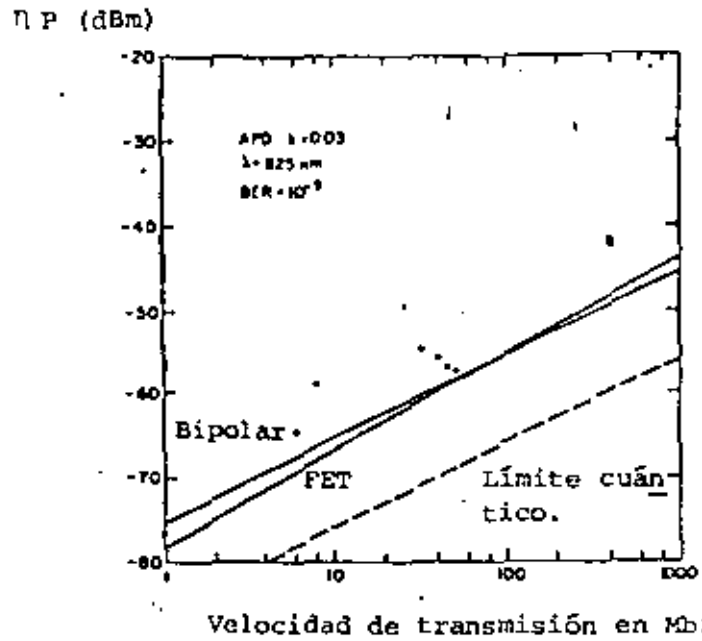


Figura (4.19).- Sensitividad calculada del receptor que utiliza un APD con $K=0.03$, como función de la velocidad de transmisión. Los puntos muestran algunos resultados experimentales (4.2)

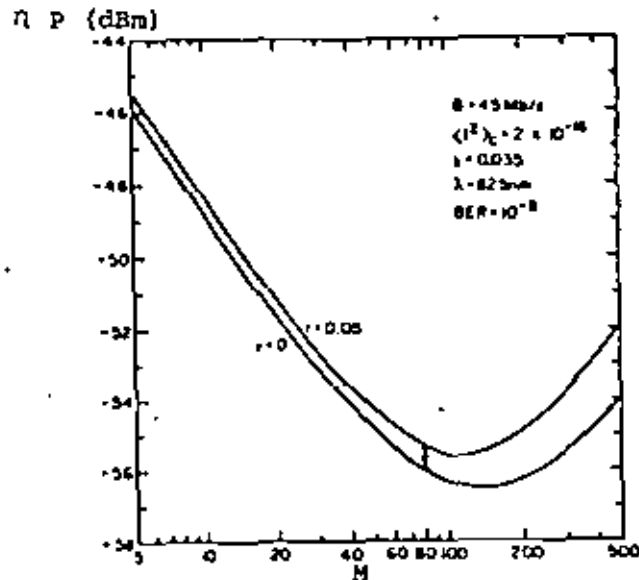


Figura (4.19).- Sensitividad calculada de un receptor bipolar como una función de la ganancia de avalancha $\langle M_A \rangle$, para dos valores de la razón de extinción r . El punto muestra la sensitividad promedio y la desviación estándar de 53 receptores medidos (4.2)

Receptores ópticos analógicos.

El funcionamiento del receptor en el caso de sistemas analógicos se especifica normalmente en términos de la relación señal a ruido o relación portadora a ruido. La potencia óptica es modulada por una forma de onda sinusoidal de tal manera que:

$$p(t) = P_t (1 + m \text{ sen } wt) \quad (4.30)$$

donde P_t es la potencia transmitida promedio, m es el índice de modulación y w es la frecuencia de modulación.

Suponiendo que el medio de transmisión es no dispersiva, la potencia óptica recibida tendrá la misma forma de (4.30) pero con una potencia óptica promedio: P_r . La fotocorriente generada en el detector estará dada por:

$$I = I_o \langle M \rangle (1 + m \text{ sen } wt) \quad (4.31)$$

donde:

$$I_o = \left(\frac{\eta q}{h\nu}\right) P_r$$

y $\langle M \rangle$ es la ganancia de avalancha promedio. Cuando se usa un detector PIN, $\langle M \rangle = 1$.

El ruido promedio total en el sistema, incluyendo el ruido de disparo asociado con la señal está dado por:

$$\langle i^2 \rangle = \langle i^2 \rangle_c + 2 q I_o \langle M \rangle^2 F(\langle M \rangle) B_{\text{eff}}. \quad (4.32)$$

Donde B_{eff} es el ancho de banda efectivo de ruido del sistema. La relación señal a ruido (S/N), definida en términos de la relación del valor cuadrático medio de la corriente de la señal al valor cuadrático medio de la corriente de ruido, está dada por:

$$\frac{S}{N} = \frac{1}{2} \frac{m^2 \langle M \rangle^2 I_0^2}{\langle i^2 \rangle_c + 2 q I_0 \langle M \rangle^2 F(\langle M \rangle) B_{eff}} \quad \text{APD} \quad (4.33)$$

$$\frac{S}{N} = \frac{1}{2} \frac{m^2 I_0^2}{\langle i^2 \rangle_c + 2 q I_0 B_{eff}} \quad \text{PIN} \quad (4.34)$$

Para el fotodiodo PIN se observan dos casos:

1. Si I_0 es pequeña, el término del ruido del circuito domina al ruido total y por lo tanto:

$$\frac{S}{N} \sim \frac{1}{2} \frac{m^2 I_0^2}{2 \langle i^2 \rangle_c} \quad \text{Límite de ruido del circuito.} \quad (4.35)$$

debido a que esta expresión es válida para corrientes pequeñas de la señal las relaciones señal a ruido obtenidas, son también bajas.

2. Si se tienen valores altos de I_0 , entonces el ruido es dominado por el ruido de disparo asociado con la señal:

$$\frac{S}{N} = \frac{m^2 I_0}{4 q B_{eff}} \quad \text{Límite de ruido de disparo.} \quad (4.36)$$

Esta expresión representa el límite cuántico para la sensibilidad de un sistema analógico y es equivalente al límite cuántico de 21 fotoelectrones por pulso en un sistema digital. El límite cuántico en sistemas analógicos se asocia generalmente con relaciones S/N altas y el límite por ruido en el circuito con relaciones S/N bajas, figura (4.20).

En el caso del fotodiodo APD se tiene lo siguiente:

Conforme se aumenta la ganancia de avalancha aumenta la rela-

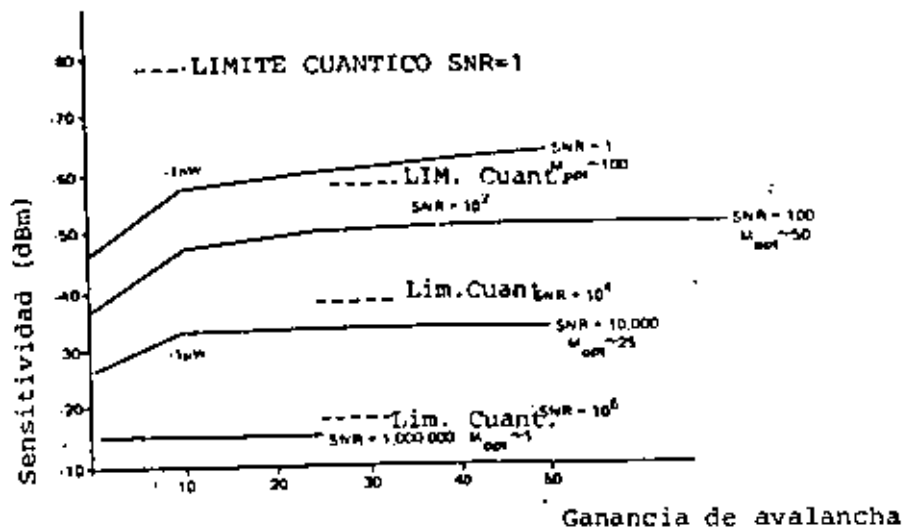


Figura (4.20).- Sensibilidad en un receptor analógico contra la ganancia de avalancha para varios valores de relación señal a ruido SNR.

ción S/N hasta un punto en el cual, el ruido de disparo es comparable al ruido del circuito, y nuevos incrementos en $\langle M \rangle$ hacen que la relación S/N disminuya en función de $F (\langle M \rangle^{-1})$. De esta manera, existe un valor óptimo para la ganancia de avalancha que da como resultado un valor máximo en la relación S/N.

Por otro lado, considérese un sistema inicialmente limitado por el ruido de disparo con un fotodiodo PIN. En este caso, con un APD el ruido se incrementa más rápidamente con $\langle M \rangle$ y la relación S/N se reduce para cualquier valor de $\langle M \rangle \gg 1$. De lo anterior se deduce que para relaciones S/N altas se utilizará preferentemente detectores PIN y cuando se requieran bajas relaciones S/N como en sistemas digitales, un APD es más conveniente. (4.2)

Repetidores Ópticos.

Cuando aumenta la distancia de transmisión en un sistema de comunicación digital, por ejemplo, es necesario el empleo de repetidores intermedios con el fin de que los impulsos transmitidos sean adecuadamente regenerados. Este proceso de regeneración se lleva a cabo en tres diferentes pasos (4.4).

- Amplificación e igualación de la forma de onda del pulso.
- Recuperación de la señal de sincronismo del tren de pulsos.
- Detección síncrona y retransmisión de los pulsos.

El esquema básico se muestra en la figura (4.21).

La distancia entre repetidores puede estar limitada por dos factores que dependen de las características de transmisión del enlace y de los parámetros de las fibras, estos factores

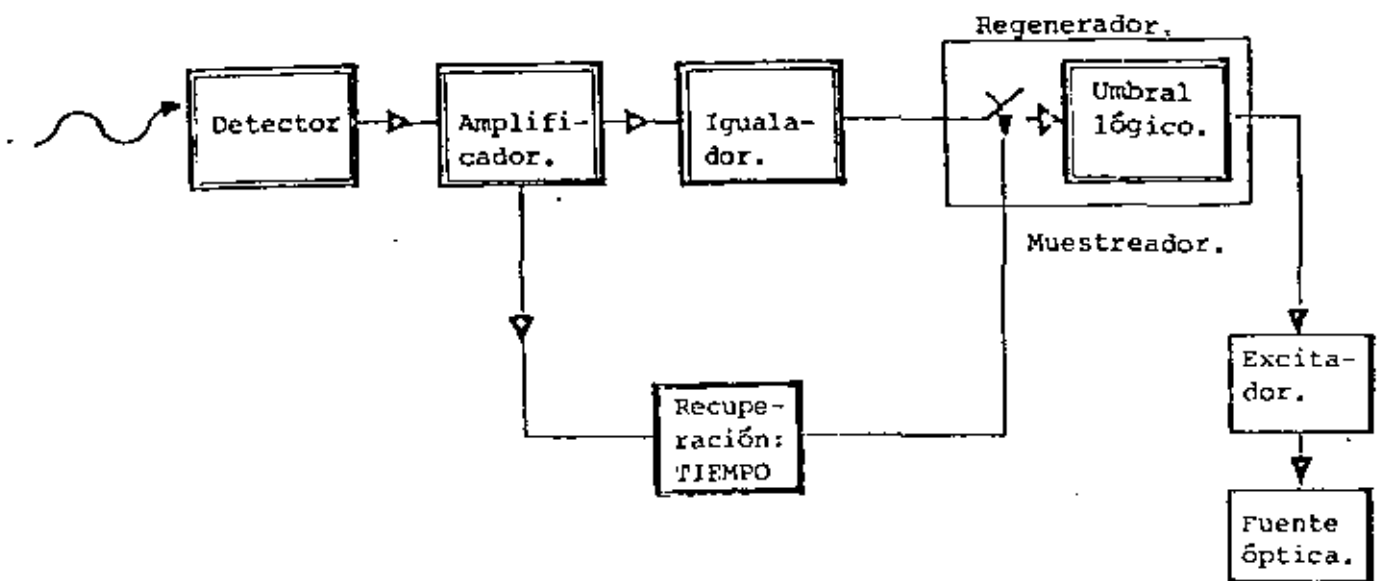


FIGURA (4.21).- Repetidor óptico ^(4.3).

son atenuación y dispersión.

La limitación por atenuación tiene lugar cuando las velocidades de transmisión permiten que los pulsos de luz emitidos estén lo suficientemente espaciados de manera que la probabilidad de error en el receptor (o la Relación Señal a Ruido en sistemas analógicos) pueda llegar a niveles inaceptables antes de que la dispersión sea significativa. Por otro lado, en altas velocidades de transmisión, la dispersión produce un ensanchamiento de los pulsos ocasionando que interfieran con los pulsos vecinos, llegando al grado de identificar como un "uno" un "cero" transmitido y viceversa.

Los factores anteriores pueden ser considerados separadamente dependiendo de las características de transmisión del enlace. Por ejemplo, cuando la interferencia entre símbolos no es significativa, se puede escribir simplemente la ecuación que determina la distancia entre repetidores de la siguiente manera:

$$\alpha L + ka_j = 10 \log \left(\frac{P_t}{P_r} \right) \quad (4.37)$$

Donde:

α es la atenuación de la fibra (dB/Km)

a_j es la pérdida por empalme promedio.

P_t es la potencia acoplada a la fibra óptica.

P_r es la potencia mínima requerida para lograr una determinada probabilidad de error en un receptor digital o Relación Señal a ruido para un receptor analógico.

La dispersión llega a ser significativa cuando la distorsión por retardo del pulso transmitido, llega a ser lo suficientemente grande como el intervalo entre bits. Es posible compensar los efectos de dispersión, pero sólo a expensas de incrementar el ruido. Este proceso, que se conoce como igualación (punto 4.4), fuerza los pulsos a regresar a cero más rápidamente por medio de circuitos paso alto o "diferenciadores". De aquí se deduce que la respuesta acentuada en altas frecuencias también intensifica el ruido en esa región del espectro. Eventualmente, después de un cierto límite, cualquier incremento en la velocidad de transmisión causa una disminución en el espaciamiento entre repetidores. Este límite de dispersión puede ser estimado por la ecuación (4.4):

$$\sigma_{tot}^2 L = 0.25 T = \frac{1}{4f_0} \quad (4.38)$$

Donde:

σ_{tot} es el valor cuadrático medio de la distorsión por retardo por unidad de longitud.

f_0 es la frecuencia de modulación.

En la fórmula anterior, se ha supuesto que la dispersión aumenta linealmente con la longitud de la fibra L. El fenómeno de acoplamiento entre modos, reduce en alguna extensión el problema de la dispersión por lo que los resultados prácticos son mejores que los resultados obtenidos teóricamente (3.12).

Debe considerarse, además, los componentes de este ensanchamiento como son el ensanchamiento debido a la dispersión modal y el ensanchamiento cromático ocasionado por la dispersión del material (3.12):

$$\sigma_{\text{Tot}}^2 = \sigma_{\text{mod}}^2 + \sigma_{\text{crom}}^2 \quad (4.39)$$

A partir de las ecuaciones (3.6) y (3.7) puede estimarse la frecuencia límite de modulación (f_{lim}), más allá de la cual, el enlace por fibra óptica está limitado por dispersión (3.12):

$$f_o > f_{\text{lim}} = \frac{\alpha}{4 \sigma_{\text{tot}}} \left\{ \frac{1}{10 \log \left(\frac{P_t}{P_r} \right) - k_{aj}} \right\} \quad (4.40)$$

Como puede observarse, los elementos principales del repetidor óptico han sido ya analizados. La secuencia detector - amplificador - igualador corresponde a un receptor óptico (punto 4.4) y es una de las partes críticas de un sistema de comunicación por fibra óptica, ya que de su sensibilidad depende la separación entre repetidores. Esta sensibilidad a su vez depende del tipo de detector, del nivel de ruido del circuito receptor y del grado de interferencia entre símbolos producida por la dispersión del pulso en la fibra óptica.

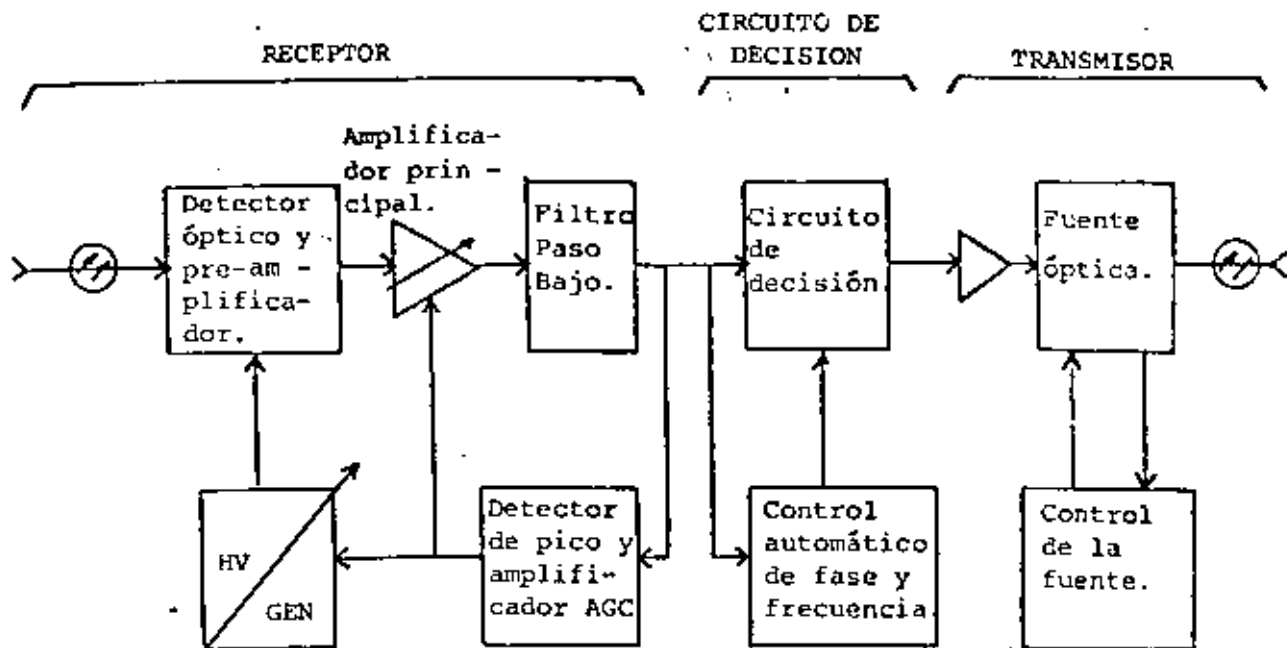


FIGURA (4.22).- Aplicación particular de un repetidor óptico (4.1).

La recuperación de la señal de reloj para detección síncrona es posible debido a que la señal pulsatoria viene codificada de tal manera que presenta una gran cantidad de transiciones de nivel alto a bajo^(4.4). A la salida del receptor, se ajusta un nivel de umbral con respecto al cual, se decidirá si el nivel recibido corresponde a un "uno" o un "cero". Finalmente, la última etapa en el repetidor es una fuente emisora de luz (LED O LASER), con sus circuitos asociados de excitación y control.

En la figura (4.22) se aprecia un repetidor para una aplicación en particular, que utiliza un detector de avalancha. Puede notarse la polarización de alto voltaje, el circuito de Control Automático de Ganancia y el filtro paso bajo. En este caso, el circuito de Control Automático de Ganancia (AGC)

reduce la ganancia de avalancha del amplificador cuando la señal óptica se incrementa. De esta manera se obtiene un rango dinámico constante para el cual, el nivel de salida de la señal se ajusta automáticamente.

Alimentación.

La utilización de repetidores en un sistema de comunicación por fibras ópticas, crea la necesidad de analizar las diferentes alternativas para su adecuada alimentación. El problema se acentúa cuando los repetidores estén localizados en zonas aisladas y de difícil acceso. Por lo tanto, generar energía de manera eficiente y confiable con un mantenimiento mínimo son características esenciales de las fuentes de poder que podrían ser utilizadas en la alimentación de los repetidores ópticos.

En los sistemas que utilizan cable metálico, la potencia óptica se transmite simplemente a lo largo de las líneas en forma de corriente directa. Cuando se utilizan fibras ópticas se puede, en principio, transmitir potencia óptica sin modular, la cual podría ser convertida en potencia eléctrica mediante el uso de celdas solares, sin embargo, esto no es conveniente debido a la alta densidad de potencia óptica que tendría que ser acoplada a la fibra y propagarse a través de ella. Aún más, por medio de esta técnica, se alimentaría solamente a dos repetidores, uno desde el extremo transmisor y otro desde el receptor; esto se debe principalmente a la ineficiencia de "derivar" la potencia óptica y convertirla en energía eléctrica utilizable (4.4).

La cantidad de potencia requerida para alimentar un repetidor óptico no es muy alta, típicamente, menor a 20 Watts. En este rango, las fuentes de energía que pueden utilizarse son las

siguientes:

- 1.- Generador Termoeléctrico.
- 2.- Celdas Solares.
- 3.- Alimentación a través de conductores metálicos.
- 4.- Batería recargable.

Cada alternativa presenta ventajas y desventajas, de aquí que generalmente se utilice una combinación de dos o tres tipos de fuentes.

Monitoreo

El funcionamiento adecuado de los repetidores de señal óptica es necesario para lograr un enlace de comunicación eficiente y confiable, por lo tanto, un aspecto importante en un enlace por fibras ópticas es la manera en que es posible vigilar y corregir los parámetros de los repetidores, con el fin de evitar una interrupción en el servicio y/o agilizar las maniobras de mantenimiento.

En el caso de que sea posible incluir conductores metálicos en el cable de fibra óptica la supervisión puede realizarse a través de éstos. Sin embargo, de no ser así, proporcionar al sistema la capacidad de telemonitoreo es un problema que no ha sido resuelto satisfactoriamente.

4.5 Estado actual y tendencias de desarrollo.

Analogamente a las fuentes electroluminiscentes, el estado actual de los fotodetectores se centra en los dispositivos que ofrecen mejor respuesta espectral en la longitud de onda de transmisión de 0.85 μm . Los fotodetectores pueden ser tipo PIN o APD y el material empleado en su fabricación es el silicio. Las corrientes de oscuridad obtenidas son tan bajas como 10^{-11} A.

Las características principales y costos que pueden servir como referencia se presentan en la tabla 4.1 para 5 tipos distintos de fotodetectores que se encuentran disponibles en el mercado.

Tendencias de desarrollo.

Las tendencias de desarrollo para los fotodetectores pueden clasificarse, básicamente, en:

- Longitud de onda de recepción: 1.2 a 1.6 μm .
- Integración optoelectrónica.

Los materiales que se han desarrollado para trabajar en estas longitudes de onda son principalmente el Ge y el InGaAs.

El fotodetector APD de Ge posee excelentes niveles de eficiencia cuántica y corriente de oscuridad pudiéndose lograr receptores con una sensibilidad de -49 dBm a 32 Mb/s para una probabilidad de error de 10^{-9} .

Con base en un sistema InP-InGaAs puede desarrollarse un fotodetector APD con una corriente de oscuridad de 10^{-9} A. En este caso, el InP forma la región PN de alto campo mientras que la

Tipo de Fotodetector	Material	Rango espectral (nm > 50%)	Ancho de Banda (MHz)	Longitud de onda (nm)	Tiempo de ascenso (10-90%) (ns)	Voltaje de operación (V)	Ganancia interna	Corriente de oscuridad (nA)	Capacitancia (pF)	Responsividad (A/W)	Precio unitario en 100 unidades U.S.A dólares.
PIN	SI	600-900	20	900	10	-10	1	.3	3	0.4	30
APD	SI	450-950	*	900	.2	140	>1	1.	.85	40	107
APD	Ge	400-1700	1000	1300	.3	*	40	1000	5	2	2350
PIN	GaInAs	1000-1650	200	1300-1350	.04	-30	1	50	.2	.5	2500
PIN FET	GaInAs	1000-1650	200	1300-1350	1.7	+5	$10^4 - 10^6$	10	.5	.5	1500

Figura (4.1).- Tabla comparativa para 5 tipos distintos de fotodetectores disponibles en el mercado. (4.13)
(Los costos son para septiembre de 1982).

región de generación de fotoelectrones está formada por InGaAs'

Un diseño alternativo al fotodiodo APD es una combinación, en un solo circuito optoelectrónico integrado (IOEC), de un fotodiodo PIN de GaAs y un preamplificador FET de GaAs de bajo ruido, figura (4.23). De esta manera, puede lograrse un receptor óptico optimizado con un máximo acoplamiento de capacitancias y capacitancias parásitas mínimas.

Utilizando un circuito IOEC puede construirse , incluso, un repetidor óptico completo como se muestra en la figura (4.24), con las ventajas mencionadas.

Optica integrada

Optica integrada es el termino que se emplea para designar un nuevo avance en los sistemas ópticos de procesamiento de la información. Esta tecnología consiste en incluir funciones tales como interrupción, biestabilidad, modulación, etc., en microarreglos formados de ciertos materiales, de los cuales el LiNbO_3 es un buen ejemplo. Las ventajas serían una mayor rapidez que la que es posible lograr con los circuitos electrónicos y además una mayor confiabilidad al ser este tipo de circuitos ópticos completamente inmunes a la interferencia electromagnética.

En la figura (4.25) se muestra el caso de un interruptor óptico. En este dispositivo la aplicación de un campo electro-óptico sobre las guías de onda, altera la luz conducida en ellas (4.12) . Este tipo de interruptor puede agruparse en cascada para permitir las funciones lógicas básicas ("NO", "O", "Y") o formar una red de interrupción como la que se muestra en la figura (4.26) en donde cualquiera de las 4 entradas puede acoplarse a cualquiera de las 4 salidas.

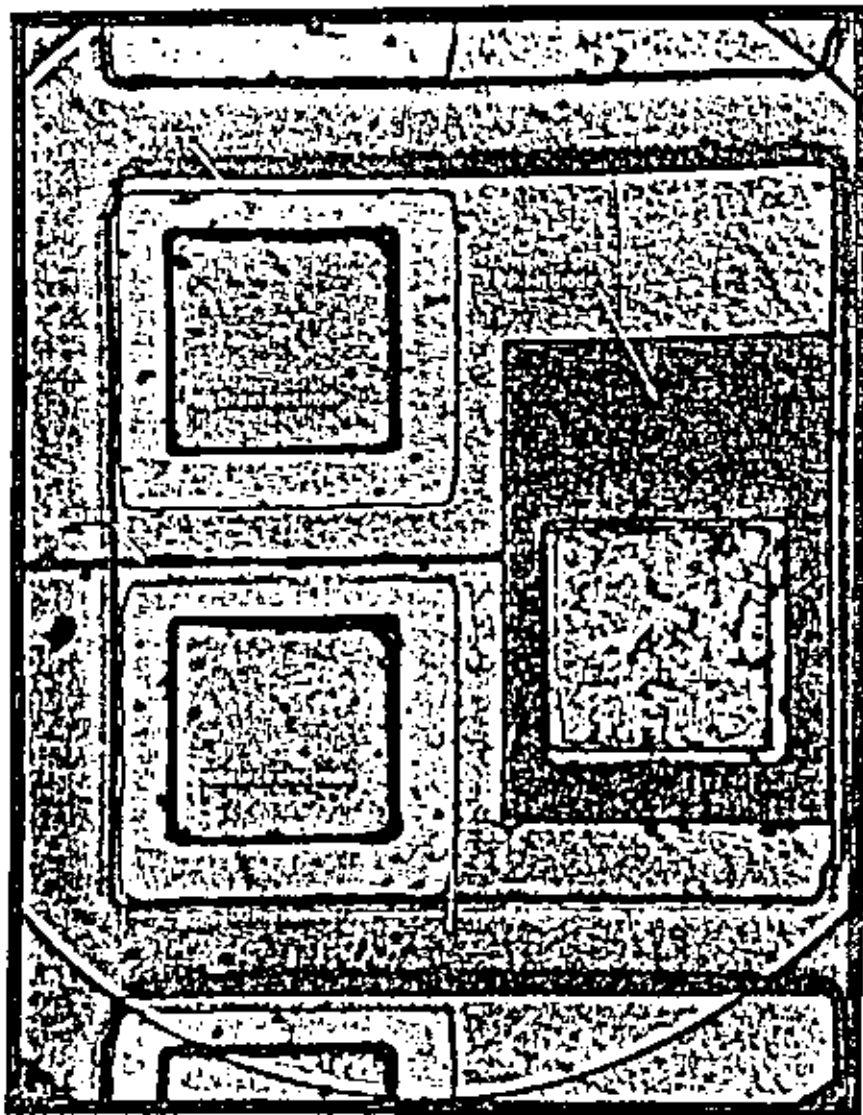


Figura (4.23).- FOTODETECTOR PIN + TRANSISTOR FET.

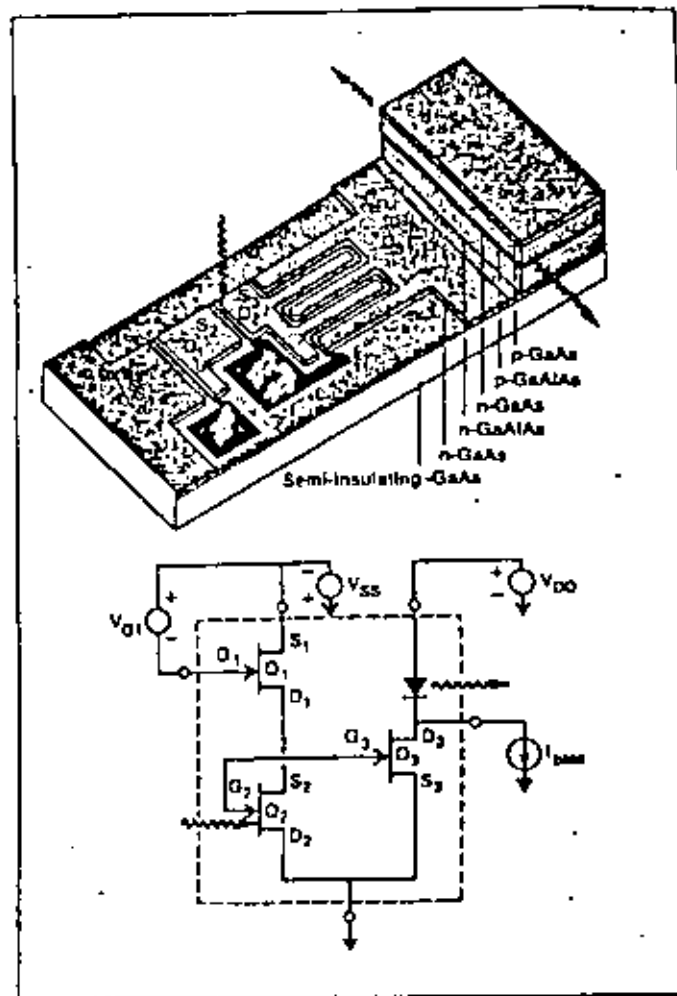


Figura (4.24).- REPETIDOR OPTOELECTRONICO INTEGRADO.

Q₁ CARGA ACTIVA

Q₂ FOTODETECTOR

Q₃ EXCITADOR DEL LASER

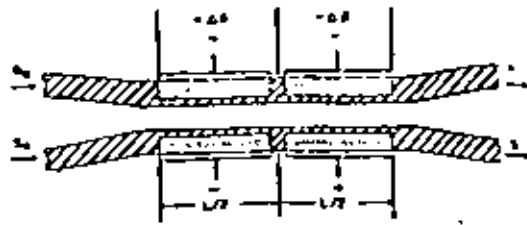


Figura (4.25).- Interruptor-acoplador direccional electro-óptico (EDC) (4.12)

Interruptor de electrodos

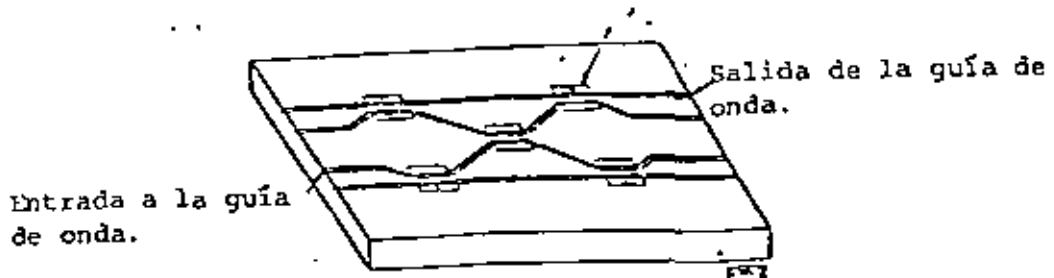


Figura (4.26).- Diagrama esquemático de una red de interrupción de 4 x 4 con interruptores EDC (4.12)

REFERENCIAS

- 4.1 George Washington University, "Fiber Optical Communications", Course No. 378. 9-13 March 1981,
- 4.2 H.Kressel, "Semiconductor Devices for Optical Communications", Topics in Applied Physics, Vol 39, Springer Verlag, Berlin, 1981.
- 4.3 M.K. Barnoski, "Fundamentals of Optical Fiber Communications", First Edition, Academic Press, New York, 1976.
- 4.4 A.B. Sharma, S.J. Halme, M.M. Butusov, "Optical Fiber Systems and Their Components. An Introduction", Springer Series in Optical Sciences, Vol. 24, Springer Verlag, Berlin, 1981.
- 4.5 M.H. weik, "Fiber Optics and Light Wave Communications" First Editions, Van Nostrand, New York, 1981.
- 4.6 R.G. Smith, "Photodetector for Fiber Transmissions Systems", Proceedings of the IEEE, Vol. 68, No. 10, October 1980.
- 4.7 S.D. Personick, "Optical Fiber Transmisison Systems" Plenum Press, New York, 1980.
- 4.8 S.D. Personick, "Receiver Design for Digital Optic Communications Systems", I yII, Bell System Technical Journal, Vol 52, July-August, 1973, pp. 843-886.
- 4.9 H. Melchior, "Sensitive High Speed Photodetectors for Demodulation of Visible and Near Infrared Light", J. Luminiscence, Vol. 7, N. North-Holland Publishing Company, 1973, pp. 390-414.

- 4.10 F.Martínez, E. Navarro, "Sistema de Comunicación por Fibra Optica entre Subestaciones Eléctricas, Un enlace experimental", Tesis Profesional, ESIME-IPN,1982.
- 4.11 k. Shirahata, W. Susaki, H, Namizaki, "Recent Developments in Fiber Optics Devices", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol, MTT-30, No. 2, February 1982.
- 4.12 D. Botez, G.J. Herkowitz, "Components for Optical Communications Systems: A review", Proceedings of the IEEE- Vol. 68, No. 6, June 1980, pp. 689-718.
- 4.13 IFOC, "Detectors Matrix", Vol. 3 No. 5, September/October 1982.



**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

TELECOMUNICACIONES VIA FIBRAS OPTICAS
TEORIA Y APLICACIONES

CONSIDERACIONES DE RUIDO
- RECEPTORES OPTICOS -

MARZO, 1984.

APENDICE

CONSIDERACIONES DE RUIDO

(CAPITULO 4. - RECEPTORES OPTICOS -)

APENDICE

CONSIDERACIONES DE RUIDO.

En el análisis de receptores ópticos se hace uso frecuentemente de los conceptos de ruido térmico, ruido de disparo y filtro de ruido, por lo que se considera conveniente presentar una breve descripción de los conceptos anteriores.

1. Ruido térmico

El ruido térmico o ruido Johnson es causado por el movimiento térmico aleatorio de las partículas cargadas (usualmente electrones) en un medio conductor.

El ruido térmico de un resistor R puede ser representado por una fuente de corriente, figura(A), con un valor cuadrático medio $\langle i_{th}^2 \rangle$, el cual tiene una distribución espectral uniforme $S_i(f) = d\langle i_{th}^2 \rangle / df = S_{io}$, dada por:

$$S_{io} = \frac{4qV_t}{R} \dots\dots\dots (A.1)$$

Donde:

- q Es igual a 1.6×10^{-19} C. (Carga del electrón).
- Vt Es igual a KT/q (K es la constante de Boltzman y T es la temperatura en grados Kelvin).

De esta manera, si Δf es el ancho de banda efectivo del amplificador:

$$\langle i_{th}^2 \rangle = \frac{4qV_t}{R} \Delta f$$

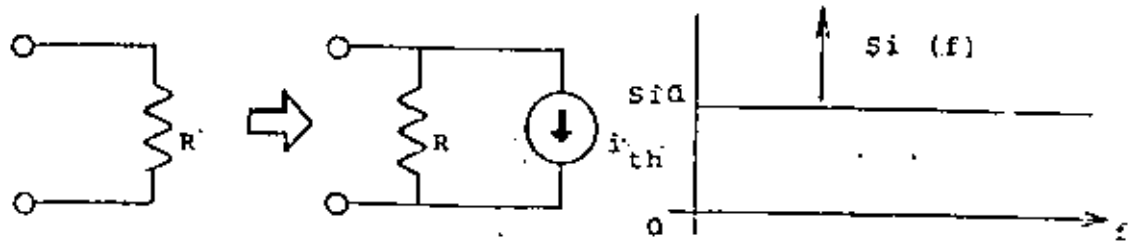


Figura (A.1).- Ruido térmico.

Por ejemplo: Si $T = 300 \text{ }^\circ\text{K}$ entonces $V_t = 0.025 \text{ Volts}$, para $R = 1 \text{ Megaohm}$ y $\Delta f = 100 \text{ KHz.}$, $\langle i_{th}^2 \rangle = 0.04 \text{ nanoamperes}$ y para $R = 10 \text{ ohms}$ y $\Delta f = 10 \text{ MHz.}$, $\langle i_{th}^2 \rangle = 126 \text{ nanoamperes.}$

2. Ruido cuántico

El ruido cuántico o de disparo de una unión p-n, que transporta una corriente i , puede ser representado por una fuente de corriente, figura (A.2), con un valor cuadrático medio $\langle i_{sh}^2 \rangle$ la cual tiene una distribución espectral $S_i(f) = d\langle i_{sh}^2 \rangle / df = S_{i0}$ dada por:

$$S_{i0} = 2qI \dots\dots\dots (A.2)$$

Donde:

I Es el valor promedio de corriente o DC de la corriente en el diodo I.

De tal manera que si Δf es el ancho de banda efectivo del amplificador:

$$\langle i_{sh}^2 \rangle = 2qI\Delta f \quad \dots\dots\dots (A.3)$$

Por ejemplo: Si $I = 10$ nanoamperes y $\Delta f = 100$ KHz., $\langle i_{sh}^2 \rangle = 0.019$ nA. y si $I = 1$ μ A y $\Delta f = 10$ MHz. entonces $\langle i_{sh}^2 \rangle = 1.8$ nA.

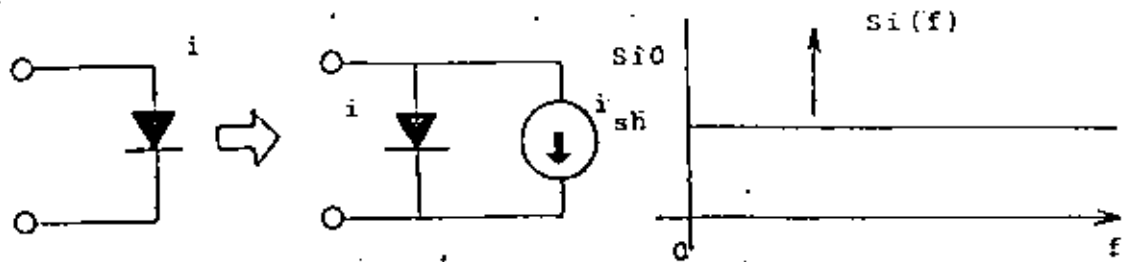


Figura (A.2). - Ruido cuántico.

3. Filtro de ruido

Considérese un circuito que contenga solamente elementos no ruidosos, figura (A.3). Se conecta una fuente de voltaje de ruido aleatorio $V_{ni}(t)$ a las terminales de entrada del circuito. Se determinará el valor cuadrático medio de la señal de ruido de salida $V_{no}(t)$. Sea $H(\omega)$ la función de transferencia que relaciona el voltaje de salida $V_{no}(t)$ al voltaje de entrada $V_{ni}(t)$ en la figura (A.3). Sean $S_i(\omega)$ y $S_o(\omega)$ los espectros de densidad de potencia de las señales $V_{ni}(t)$ y $V_{no}(t)$ respectivamente. Mediante un breve análisis se deduce que :

$$S_o(\omega) = S_i(\omega) |H(\omega)|^2$$



Figura (A.3).- Filtro de ruido

El valor cuadrático medio de una señal esta dado por $1/2\pi$ multiplicado por el área bajo su espectro de densidad de potencia. En consecuencia:

$$\langle V_{no}^2 \rangle = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) d\omega \quad \dots\dots\dots (A.5)$$

$$\langle V_{no}^2 \rangle = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_i(\omega) |H(\omega)|^2 d\omega \quad \dots (A.6)$$

Finalmente:

$$\langle V_{no}^2 \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} S_i(\omega) |H(\omega)|^2 df \quad \dots\dots (A.7)$$



**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

TELECOMUNICACIONES VIA FIBRAS OPTICAS
TEORIA Y APLICACIONES

CABLES DE FIBRA OPTICA

MARZO, 1984.

CAPITULO 5

CABLES DE FIBRA OPTICA

5.1.- INTRODUCCION

Los sistemas de comunicación por fibras ópticas ofrecen grandes ventajas debido a su gran ligereza, alta capacidad de transmisión e inmunidad a la interferencia electromagnética lo que permite operar bajo condiciones en las cuales los cable metálicos presentan grandes problemas de ruido, diafonía y saturación de los ductos disponibles para las líneas.

La tecnología de fibras ópticas maneja actualmente en forma comercial fibras multimodales de índice gradual que trabajan con una longitud de onda de emisión de $0.85\mu\text{m}$, presentando una atenuación de 2 a 3 dB/Km, aunque su tendencia es operar con fibras multimodales (de índice gradual) y monomodales (de índice escalonado) que operen en el rango de 1.3 a $1.6\mu\text{m}$; éstas últimas empiezan a comercializarse, a pesar de que su uso se encuentra restringido a laboratorios o enlaces experimentales debido a la falta de un completo desarrollo de los dispositivos de emisión para estas longitudes de onda.

Dependiendo de la longitud de onda de operación también se definen los espacios entre repetidores ópticos; así, para $0.85\mu\text{m}$ se admite una separación máxima entre 10 y 12 Km, mientras que para $1.3\mu\text{m}$ se pueden lograr distancias hasta de 50 Km.

Es por ello que resulta importante considerar que las características de la fibra óptica pueden degradarse por las condiciones de fabricación misma (diámetro de núcleo y revestimiento, concentricidades de ambas regiones, índices de refracción de

los mismos, etc), por las condiciones de operación durante la instalación. (sobre-tensiones y compresiones) y por las condiciones ambientales (temperatura, viento, y humedad principalmente) de la zona de instalación. Para esto se requiere conocer cuales son los parámetros que se ven mayormente influidos por dichas condiciones, y de que manera afectan la calidad de la transmisión del sistema en general.

Para lograr este objetivo es necesario estudiar algunos parámetros de la fibra óptica como son las sensibilidad a las curvaturas y microcurvaturas, sus características de envejecimiento, y su resistencia mecánica, ya que ello permitirá establecer un criterio de diseño en cuanto al tipo de estructuras de cable óptico aplicables de acuerdo a las condiciones de transmisión por fibras requeridas.

5.2.- CARACTERISTICAS IMPORTANTES PARA EL DISEÑO DEL CABLE OPTICO

Debido a las características del material, las fuerzas radiales y axiales, además de los momentos flexionantes, producen en la fibra óptica una serie de fenómenos que se traducen en un aumento de la atenuación de la señal óptica, y consecuentemente en una disminución de la calidad de transmisión en ella misma.

Por otro lado, cuando una fibra se somete a condiciones de tensión, y en presencia de un ambiente húmedo, se genera un proceso de envejecimiento que da como resultado la ruptura de la fibra óptica a un cierto plazo (fatiga estática).

Es por esto que el diseño del cable debe procurar aislar a las fibras ópticas de esfuerzos innecesarios a fin de evitar al máximo las deformaciones en ellas. A continuación se analizan las propiedades ópticas y mecánicas de las fibras ópticas que influyen en la atenuación y su tiempo de vida.

a) Propiedades ópticas de las fibras

Existen dos fenómenos interrelacionados con las curvaturas del eje de la fibra que producen perturbaciones en la propagación de la potencia óptica, y con ello, trayectorias de radiación a su paso por dichos defectos: Ellos son el radio de curvatura o curvatura continua, y las microcurvaturas o microdesviaciones.

En el caso del radio de curvatura, este se presenta como consecuencia de esfuerzos de compresión sobre la fibra óptica, produciendo un decrecimiento exponencial de la potencia óptica de acuerdo a la siguiente ecuación: ⁽¹⁾

$$\frac{\Delta P_1}{P_1} = \frac{Ae^{-\beta R}}{R} \quad (5.-1)$$

Donde,

A= constante que depende del tipo de fibra óptica empleada

P_1 = potencia óptica

β = constante de propagación del modo

El valor máximo del radio de curvatura oscila entre 50 y 60 mm. Por su parte, las microcurvaturas se deben a esfuerzos de elongación cuando la fibra se encuentra apoyada sobre una superficie rugosa; esto genera un acoplamiento de potencia entre los modos guiados a modos de radiación, produciendo una cierta pérdida en función de la distancia. Para una fibra óptica de índice gradual, se debe trabajar con un rango menor a 100 defectos por metro, de manera que las pérdidas no afecten al sistema de comunicación.

De esta forma, el eje óptico de la fibra sigue una curva periódica cuyo radio de microcurvatura depende de la pre-

sión con la que la fibra óptica se apoya en los defectos, aumentando las pérdidas de una manera exponencial con el radio de microcurvatura (R_m); en la figura 5.-1 se muestra el comportamiento de la fibra óptica ante este fenómeno.

Las microcurvaturas se pueden analizar a partir de dos ecuaciones; una basada en los momentos aplicados a la fibra sobre la superficie, que producen la variación de R_m en el eje óptico, expresada como: ⁽²⁾

$$R_m = \frac{12 EI}{M_p \Delta^2} \quad (5.-2)$$

siendo,

R_m = radio de microcurvatura

E = módulo de elasticidad de la fibra

I = momento de inercia de la fibra

M_p = momento con el cual la fibra se apoya en la superficie

Δ = diferencia relativa de los índices de refracción

En la segunda fórmula se expresa la relación del radio de microcurvatura con las pérdidas a lo largo de la fibra de la potencia óptica:

$$\frac{\Delta P_1}{P_1} = \exp \left[\left(- \frac{8.18a}{\pi^2 \Delta^{3/2}} \right) R_m^2 \right] \quad (5.-3)$$

donde,

a = radio de la fibra óptica

Es importante mencionar que el rango de variación de R_m es bastante amplio, ya que puede ir de 4 a 30 mm, lo cual puede llegar a producir atenuaciones considerables de la señal óptica.

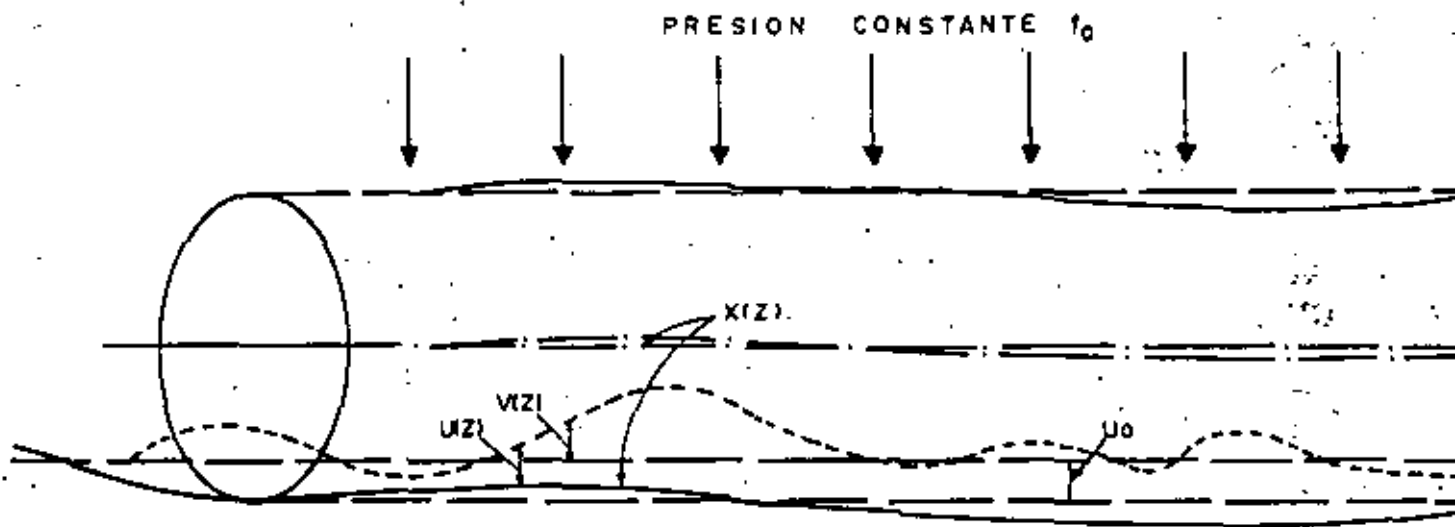


FIGURA 5.-1.- FIBRA PRESIONADA CONTRA
UNA SUPERFICIE RUGOSA

Por esta razón, se ha buscado la forma de minimizar la influencia de dichas microcurvaturas sobre la fibra, y consecuentemente sobre la calidad del cable óptico, a través de la modificación de algunos parámetros de la fibra o del cable como son:

- Incremento del diámetro de la cubierta de la fibra, con el fin de aumentar su capacidad para soportar mayores tensiones antes de que aparezcan las microcurvaturas.
- Disminución del diámetro del núcleo de la fibra, para reducir el coeficiente de atenuación.
- Eliminación de la tensión T de la fibra en el cable a través de un diseño adecuado de la estructura del cable óptico.

De todas ellas, esta última solución es la que ha dado mejores resultados.

En resumen, se puede decir que ambos fenómenos, aunque completamente distintos, presentan una dependencia exponencial de la pérdida en función de un determinado radio de curvatura; en la gráfica de la figura 5.-2 se observan los niveles de atenuación producidos por los radios de curvatura descritos.

b) Propiedades mecánicas de las fibras

Las fibras ópticas sometidas a esfuerzos de tensión bajo condiciones ambientales difíciles de temperatura y humedad se ven expuestas a un proceso de envejecimiento que da como resultados la ruptura de la fibra en un cierto tiempo. Dicho proceso sufre una aceleración debido a la existencia de las llamadas microfracturas, que se encuentran distribuidas aleatoriamente a lo largo de la fibra, tanto en forma superficial como interna; así los esfuer-

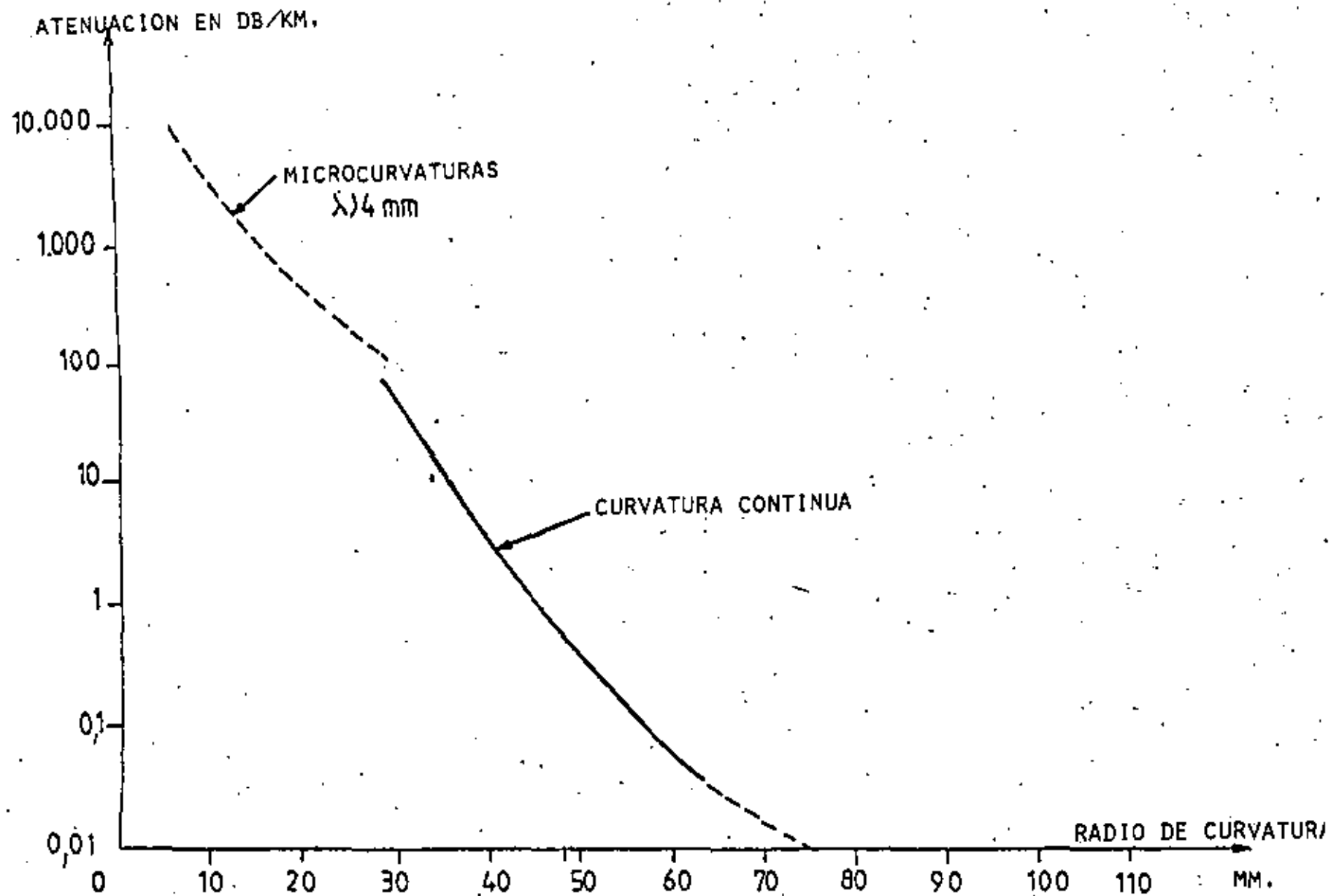


FIGURA 5.-2.- ATENUACION EN EXCESO EN FUNCION DEL RADIO DE CURVATURA.

zos de tensión se concentran en las microfracturas, propagándose cuando el esfuerzo adquiere valores cercanos al límite de ruptura del material. Esto último produce que la resistencia mecánica de las fibras ópticas se reduzca considerablemente; como ejemplo, se ha comprobado que para provocar la ruptura con una elongación del 1% (correspondiente a 10 N aproximadamente), se requieren fracturas no mayores a 1µm de profundidad; en la fig. 5.-3 se muestra la presencia de dichas microfracturas en la fibra óptica.

Gracias al mejoramiento de los procedimientos de fabricación de las fibras ópticas se ha podido obtener una distribución homogénea de los defectos superficiales conocida como distribución de Weibull, que permite determinar la probabilidad de ruptura en función del esfuerzo aplicado; esta se expresa por la siguiente ecuación: ⁽²⁾

$$F(\sigma, L) = 1 - \exp \left[-L \left(\frac{\sigma}{\sigma_0} \right)^m \right] \quad (5.-4)$$

donde,

m = pendiente de la gráfica de distribución de defectos

σ_0 = tensión inicial sobre la fibra óptica

σ = tensión de ruptura

L = longitud de la fibra óptica

Para que estas pruebas de caracterización de las fibras sean significativas se necesita un análisis estadístico con un gran número de muestras de fibras ópticas o con longitudes de fibra equivalentes a las que serán empleadas en la práctica. La fig 5.-4 muestra la relación entre la distribución de Weibull y la distribución real de la resistencia a la tensión en una serie de muestras de fibra óptica; en ella se puede apreciar como la resistencia a la tensión disminuye conforme aumenta la longitud

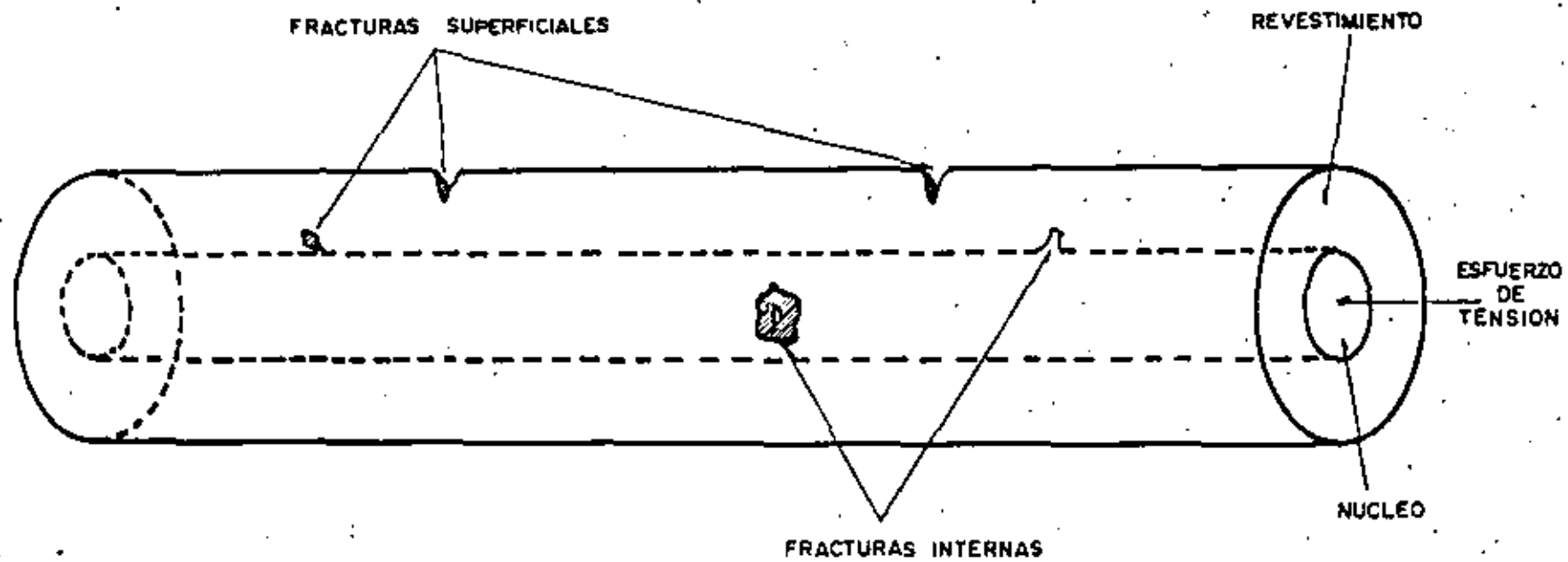


FIGURA 5.-3.- MICROFRACTURAS EN LA FIBRA OPTICA

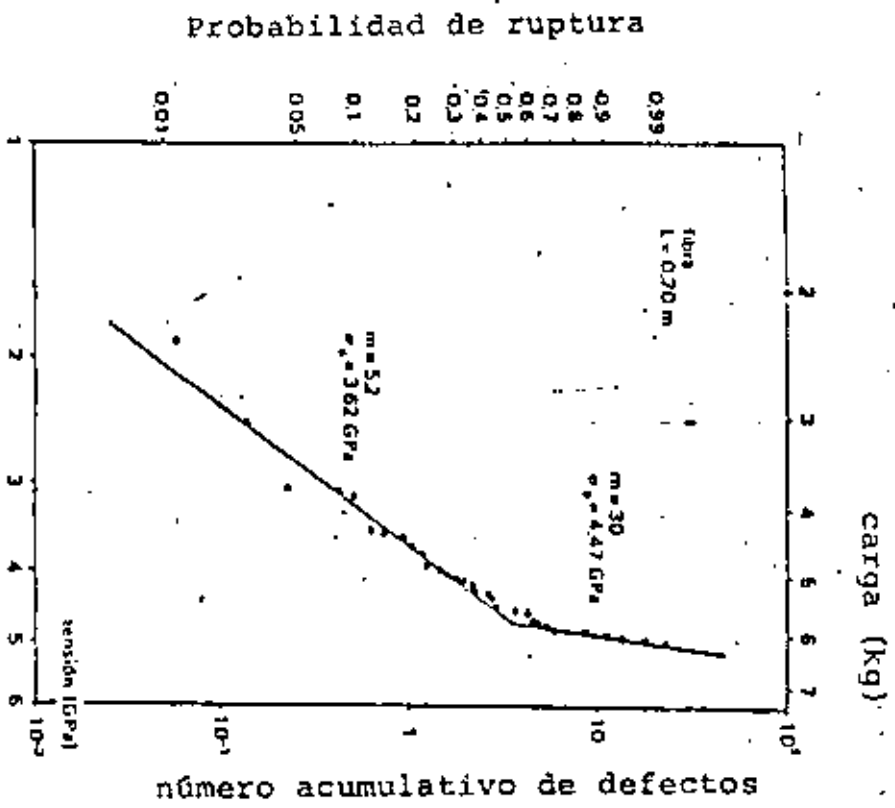


FIGURA 5.-4.- PROBABILIDAD DE RUPTURA EN FUNCION-DEL ESFUERZO-DE-TENSION

de fibra bajo prueba, a través de la variación de la pendiente de fractura (m) en forma positiva.

Otro factor importante que influye en el fenómeno de envejecimiento es el conocido como fatiga estática, el cual es una consecuencia de la presencia de microfracturas en la fibra, de manera que ante variaciones de temperatura y humedad, y combinando ciertos valores de tensión aplicada al cable (tensión de trabajo) y resistencia inicial a la tensión de la fibra óptica, la fatiga estática producirá un rápido envejecimiento de la fibra con un período de vida de unos pocos días; es por esto que se debe tener sumo cuidado durante los procesos de fabricación e instalación, aprovisionando a la fibra de las protecciones plásticas y metálicas correspondientes, de forma que el tiempo de vida útil del cable resulte lo más grande posible, ante la influencia del medio ambiente.

5.-3 ESTRUCTURA DEL CABLE OPTICO

En la actualidad existen una gran variedad de estructuras de cable óptico fabricadas y distribuidas dentro del mercado mundial, todas ellas tendientes a satisfacer los requerimientos de sus aplicaciones, y principalmente buscando una reducción de las pérdidas ocasionadas por curvaturas o microcurvaturas en la fibra óptica, debido a las condiciones de operación de la misma.

Para ello se deben analizar los problemas de compatibilidad de coeficientes de expansión térmica y módulos de elasticidad de los materiales que componen al cable óptico, su resistencia mecánica (resistencia a la tracción R_r , y compresión R_e) y el tratamiento de los materiales plásticos (extrusión, maquinado, etc.)

Las estructuras de los cables pueden ser clasificadas en dos grupos, dependiendo de la forma en que afectan al comportamiento de la fibra óptica:

- Estructuras densas, en las que la fibra se encuentra inmersa en el material plástico, por lo que su comportamiento térmico y mecánico afecta la calidad de la transmisión.
- Estructuras libres, caracterizadas por un soporte alveolar que permite a las fibras ópticas evitar los problemas de curvaturas y microcurvaturas, por medio de un margen de elongación sobre las mismas.

5.-3.-1 Estructuras Densas

Estas se dividen en estructuras densas trenzadas y de cintas densas.

a) Estructuras densas trenzadas

La estructura emplea la extrusión de uno o más recubrimientos plásticos como refuerzos y protección de la fibra óptica antes de su ensamblado por grupos o por capas. El uso de varias capas de recubrimiento disminuye las pérdidas por microcurvaturas generadas por la extrusión y el ensamblado, además de las variaciones de la atenuación con la temperatura; ⁽²⁾ en la figura 5.-5 se observa un cable de estructura densa monofibra de tres capas, en donde se aprecia un recubrimiento primario fino, sobre el que se aplica una capa espesa (0.45 mm de diámetro) de resina de silicon que posee un bajo módulo de elasticidad, y mediante extrusión, se le recubre con nylon 12 para darle una mejor consistencia a la estructura. En este caso, el silicón permite absorber las deformaciones de la fibra óptica producidas por la tensión del trenzado, las inhomogeneidades de los parámetros geométricos y de materiales en la

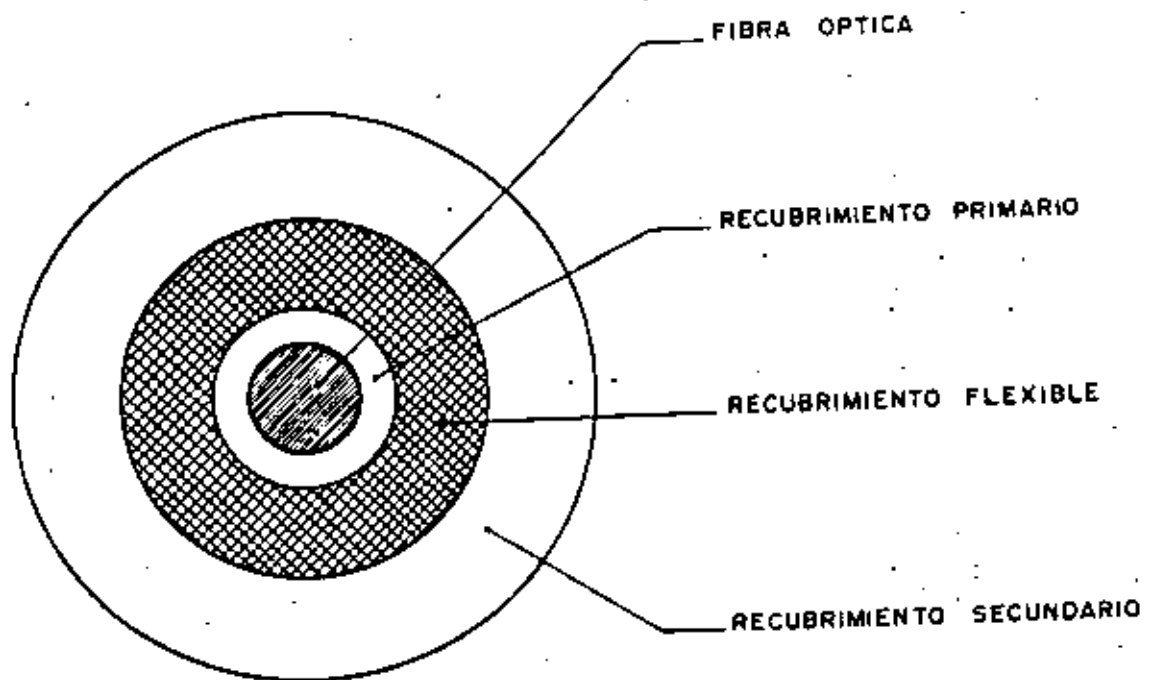


FIGURA 5.-5.- FIBRA OPTICA DE TRES CAPAS

capa extruída, la variación en el control de la fabricación del cable óptico (rugosidades, etc.) y los efectos térmicos.

Las características de este cable le permiten un reducido tamaño, pero también una gran susceptibilidad a la compresión lateral, por lo que se debe manejar con cuidado.

b) Estructura de cintas densas

Este tipo de estructuras maneja un gran número de fibras ópticas por cable, las cuales se reúnen en una matriz enrollada en forma de espiral a fin de que el cable óptico soporte mejor los radios de curvatura a los que se someta; sin embargo es importante que se tenga un control de la operación de torsión de la espiral de la matriz, ya que ello implica esfuerzos mecánicos variables sobre la fibra de acuerdo a su posición en la matriz. La fig. 5.-6 muestra una estructura de 144 fibras ópticas con un recubrimiento primario de 0.25 mm. de diámetro; cada cinta posee 12 fibras constituyendo una matriz de 25 mm². dicha matriz va recubierta exteriormente con una capa de polietileno de alta densidad (HDPE) de 12 mm. de diámetro.

Es obvio que este tipo de materiales repercutirán en el comportamiento térmico y mecánico de las fibras ópticas, y consecuentemente en las atenuaciones adicionales que se presenten durante el tendido.

5.-3.-2 Estructuras Libres

Estas pueden ser de fibras libres en tubos, de cintas con fibras libres y de estructura cilíndrica ranurada.

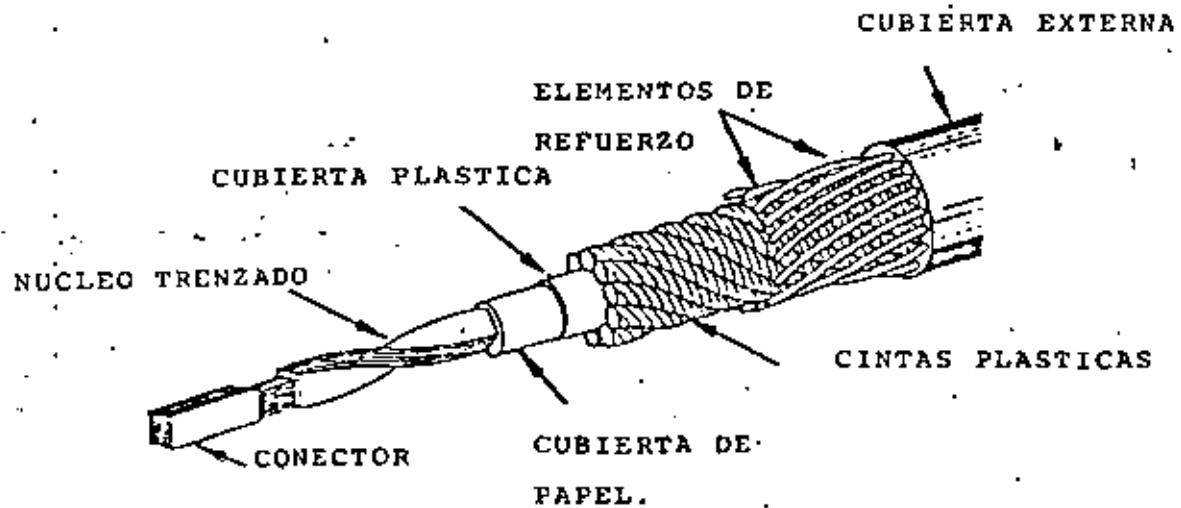


FIG. 5.-6 Cable Óptico que contiene 144 fibras .

a) Estructura de fibras libres en tubos

El principio básico de estas estructuras es permitir un margen de elongación a la fibra óptica contenida en un tubo de plástico extruido. Cada fibra contenida en dichos tubos presenta una ventana de elongación/contracción en la que la fibra óptica permanece libre de esfuerzos; esta ventana se determina por el espacio interno de la fibra óptica en el tubo (w), y el período de la hélice (μ) de la fibra dentro del tubo; ^(3,4) en este caso, el margen de elongación puede llegar hasta 0.1%; si se aumenta la carga de esfuerzos sobre el cable óptico, se disminuye el margen de elongación (ϵ_s) de la fibra en el cual ésta permanece libre de esfuerzos, y se ajusta a una posición casi recta (ver fig. 5.-7). Cuando la tensión sobrepasa el límite del margen de elongación, la fibra óptica se encuentra sometida a un estado de esfuerzos de tensión, por lo que se empiezan a generar pérdidas por microcurvaturas en los puntos en que la fibra se apoya en la pared interna del tubo. Esta situación produce un incremento en la atenuación y de los efectos de fatiga estática.

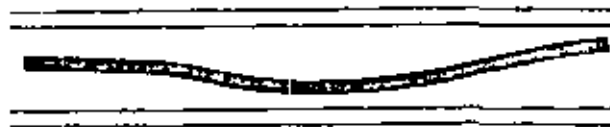
Es por ello que para prevenir cambios irreversibles de la atenuación, o la ruptura de la fibra óptica, el cable debe mantenerse en un estado de esfuerzo de tensión por períodos cortos de tiempo, lo que implica necesariamente una reducción al máximo del tiempo de tendido (ver fig. 5.-8).

De manera contraria, también se puede presentar un incremento en el margen de elongación (ϵ_s) a causa del encogimiento de los materiales plásticos del tubo durante enfriamiento. La atenuación permanece fija hasta que los efectos del enfriamiento producen un acortamiento de la



a)

Fibra óptica en el tubo
después del cableado



b)

Decremento de la longitud en
exceso por esfuerzos sobre
el tubo durante la tensión.



c)

Incremento de la longitud en
exceso por encogimiento
del tubo durante enfriamiento

Fig. 5.-7 Fibras ópticas en es-
tructuras de tubos libres.

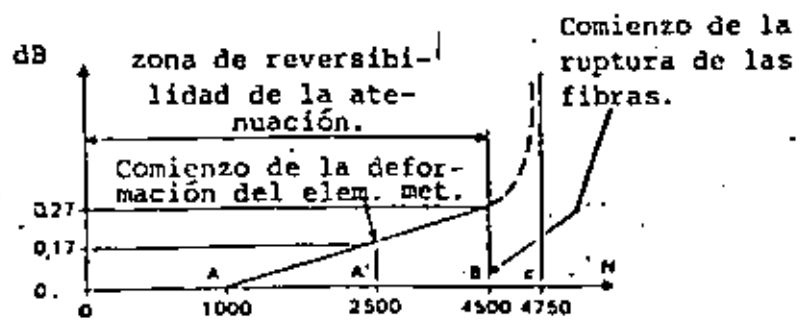


Fig. 5.-8 Comportamiento mecánico de una estructura libre.

héllice de la fibra, generando las pérdidas por doblamien-
tos periódicos. Este efecto produce además una disminu-
ción de la ventana hacia la contracción.

Cuando se trata de estructuras libres trenzadas, la ven-
tana de elongación/contracción se determina por medio del
espacio libre de la fibra óptica en el tubo (w), la lon-
gitud de la héllice del trenzado (L), y el diámetro del
círculo (D)⁽²⁾ (ver fig. 5.-9).

El margen de elongación inducido por el trenzado es ma-
yor que en caso de estructuras libres sin trenzar (de
0.3 a 0.8%). De esta forma, cuando el cable trenzado es
sometido a tensión, la fibra óptica se mueve lateralmen-
te hacia el centro del núcleo del cable; mientras permanece
en un cierto rango, la fibra óptica no sufre es-
fuerzos hasta que toca la pared interna dentro del tubo
que está en contacto con el miembro central de refuerzo.

Así, la atenuación en la fibra óptica tendida, permanece-
rá estable mientras la reducción de la longitud del ca-
ble (por compresión, efectos de la temperatura o encogi-
miento) no provoque radios de curvaturas pequeños, o la
elongación del mismo (por tracción o efectos de la tempe-
ratura) produzca efectos de microcurvaturas.⁽³⁾

b) Estructura de cintas con fibras libres

La estructura consta de una cinta con 5 alveolos en forma
hexagonal, con un círculo inscrito de 450 μ m de diámetro.⁽²⁾

El cable óptico se construye termosellando dos bandas de
aluminio cubiertas en sus caras opuestas por una película
de polietileno; se acoplan en grupos de 10 y se envuelven
con dos cintas protectoras, un refuerzo de material plás-

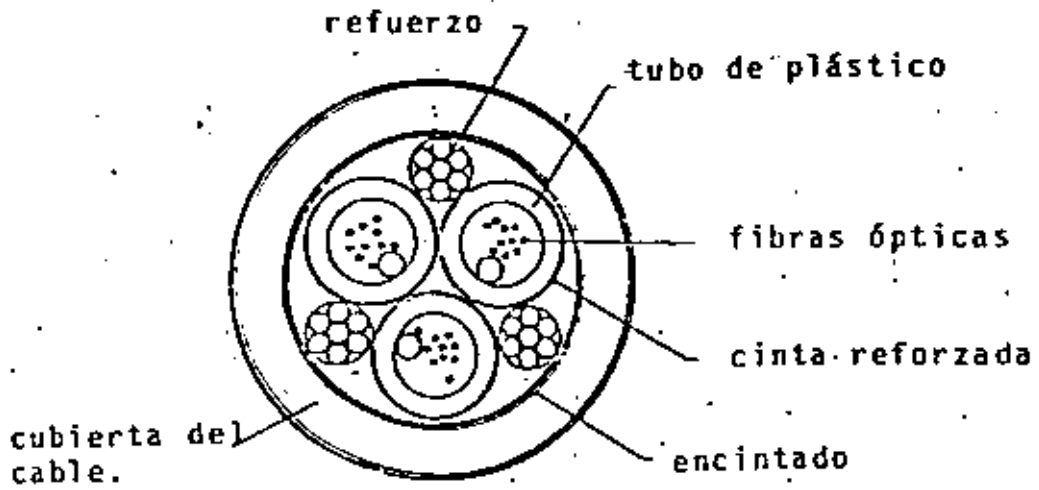


Fig. 5.9 Estructura de fibras libres trenzadas.

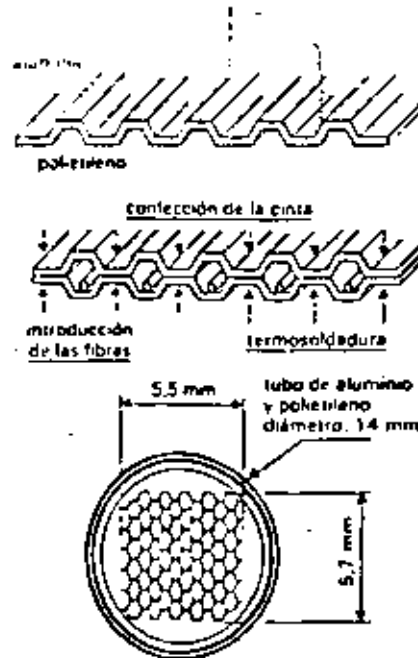


Fig. 5.-10 Estructura de cintas con fibras libres.

tico v enrolladas en una espiral. Dicha estructura tiene ventajas sobre la afectibilidad de los esfuerzos mecánicos, comparativamente con las estructuras de cintas densas (ver fig. 5.-10)

c) Estructura cilíndrica ranurada

El elemento de cable se forma por un cilindro ranurado en "V" (ver fig. 5.-11) de diámetro (D) en el que se alojan libremente las fibras ópticas de diámetro exterior (de) (recubrimiento primario) con lo que se les permite un margen de elongación; las ranuras se disponen en espiral con una profundidad (h), y un paso helicoidal (P) continuo o alternado, lo que permite, por una parte, mayor holgura a las fibras ópticas liberándolas de esfuerzos mecánicos dentro de un cierto rango de elongación/contracción, y por otro, debido a que el cable puede someterse a condiciones de elongación prolongadas, se requiere agregar una longitud adicional de fibra óptica bucleada en las ranuras a fin de aumentar el rango de trabajo. El cilindro ranurado se refuerza por un miembro central de diámetro (Dp), logrando un mejor comportamiento térmico y mecánico del cable. (Rr, Re, porcentaje de elongación A%, coeficiente de expansión térmica α).⁽⁵⁾

Los parámetros más importantes de esta estructura son:

- 1) La diferencia de longitud entre el paso de la fibra óptica en el fondo de la ranura, con respecto al borde de la ranura (ec):

$$e_c = \frac{2\pi^2 (D-h) (h-d_e)}{P^2 + \pi^2 (D-d_e)^2} \quad (5.-5)$$

- 2) El radio de curvatura continuo (Rc), determinado por

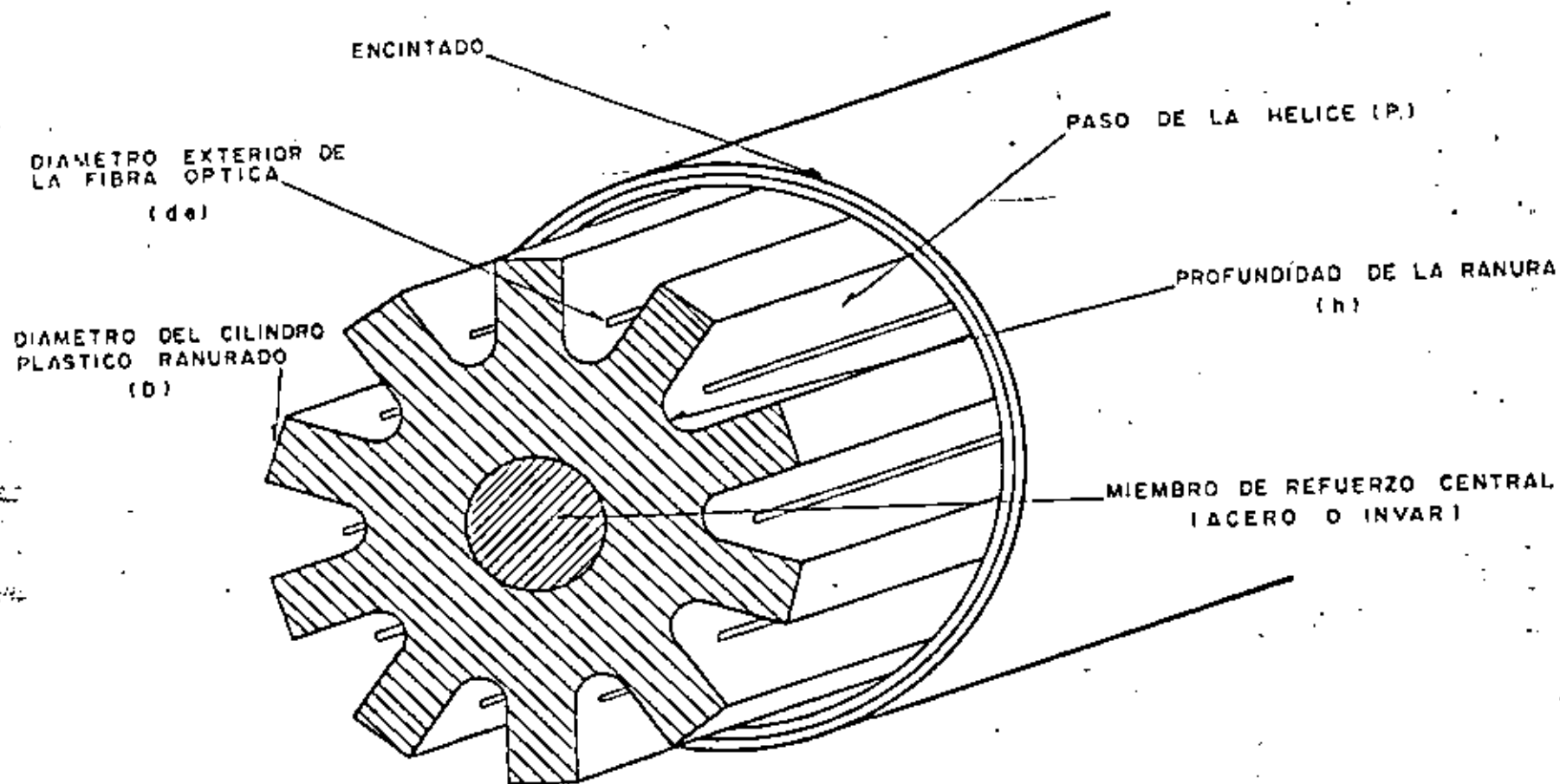


FIG. 5.-11 ESTRUCTURA CILINDRICA RANURADA EN "V"

la hélice del cilindro: ⁽²⁾

$$R_c = \frac{(D-d_e)}{2} \left(1 + \frac{P^2}{\pi^2 (D-d_e)^2} \right) \quad (5.-6)$$

- 3) Si al radio de curvatura continuo (R_c) se le agrega el radio periódico de la hélice (μ) cuando se tiene holgura de la fibra en la cavidad, se establece el margen de elongación ⁽²⁾ (ϵ_s):

$$\epsilon_s = \frac{h-d_e}{8R_s} \quad (5.-7)$$

Donde R_s es el radio mínimo de curvatura autorizado.

- 4) El margen de elongación teórica se expresa como:

$$\epsilon_t = \frac{\epsilon_c}{2} + \epsilon_s \quad (5.-8)$$

- 5) La combinación de la curvatura continua (R_c) y la curvatura periódica (μ), induce un esfuerzo de curvatura estático (σ_a) que debe exceder a un valor (σ_{al}), el cual se determina por: ⁽⁵⁾

$$\sigma_a = E_{df} \left[\frac{1}{h-d_e} \left(\frac{1}{1 + \frac{P^2}{\pi^2 (D-d_e)^2}} \right) + \frac{4\epsilon_s}{h-d_e} \right] \quad (5.-9)$$

Siendo E_{df} el módulo de elasticidad de la fibra óptica.

De esto se concluye que el paso de la hélice (P), su profundidad (h) y las curvaturas debidas al cable (R_s), son factores importantes en el cálculo del margen de elongación de la fibra, y de la calidad de la transmisión.

En lo que se refiere a la elongación del cable óptico, la figura 5.-12 muestra el rango de operación o ventana de elongación/contracción de dos cables ópticos (uno con $P=100\text{mm}$ y otro con $P=320\text{ mm}$, con una $h=0.67\text{mm}$.), tanto teórico como experimental. ⁽⁶⁾

La diferencia entre ambas curvas se debe por un lado, a la inhomogeneidad de la deformación por compresión de la fibra óptica (pérdidas por curvaturas) establecidas en la parte superior de la ranura, y por otro, a las pérdidas por microcurvaturas, considerando una capa delgada de recubrimiento y una distribución de defectos con período Δ , y que aparecen en la parte inferior de la ranura.

En cuanto a las características de los materiales utilizados, se ha estimado el coeficiente de expansión térmica de la fibra óptica (α_c) con un valor de 5×10^{-7} y para el cilindro ranurado de 1×10^{-4} , lo que obliga a considerar materiales de refuerzo que posean un menor coeficiente de dilatación térmica, y un módulo de elasticidad mayor, de forma que se obtenga un cable óptico con un rango de temperatura más amplio. Debido a ello, se ha diseñado el cilindro ranurado con polietileno de baja densidad (LDPE), empleando un refuerzo central de INVAR (Ni 36%, Fe 64%), KEVLAR o acero.

El comportamiento térmico de la estructura presenta un rango estable de atenuación bastante grande; para un miembro de refuerzo de acero se tiene un rango de -15°C a 50°C , y para el INVAR, un rango de -40°C a 80°C .

La fig. 5.-13 indica las curvaturas de tensión para miembros de refuerzo de KEVLAR, acero e INVAR. ⁽⁵⁾

ATENUACION SUPLEMENTARIA

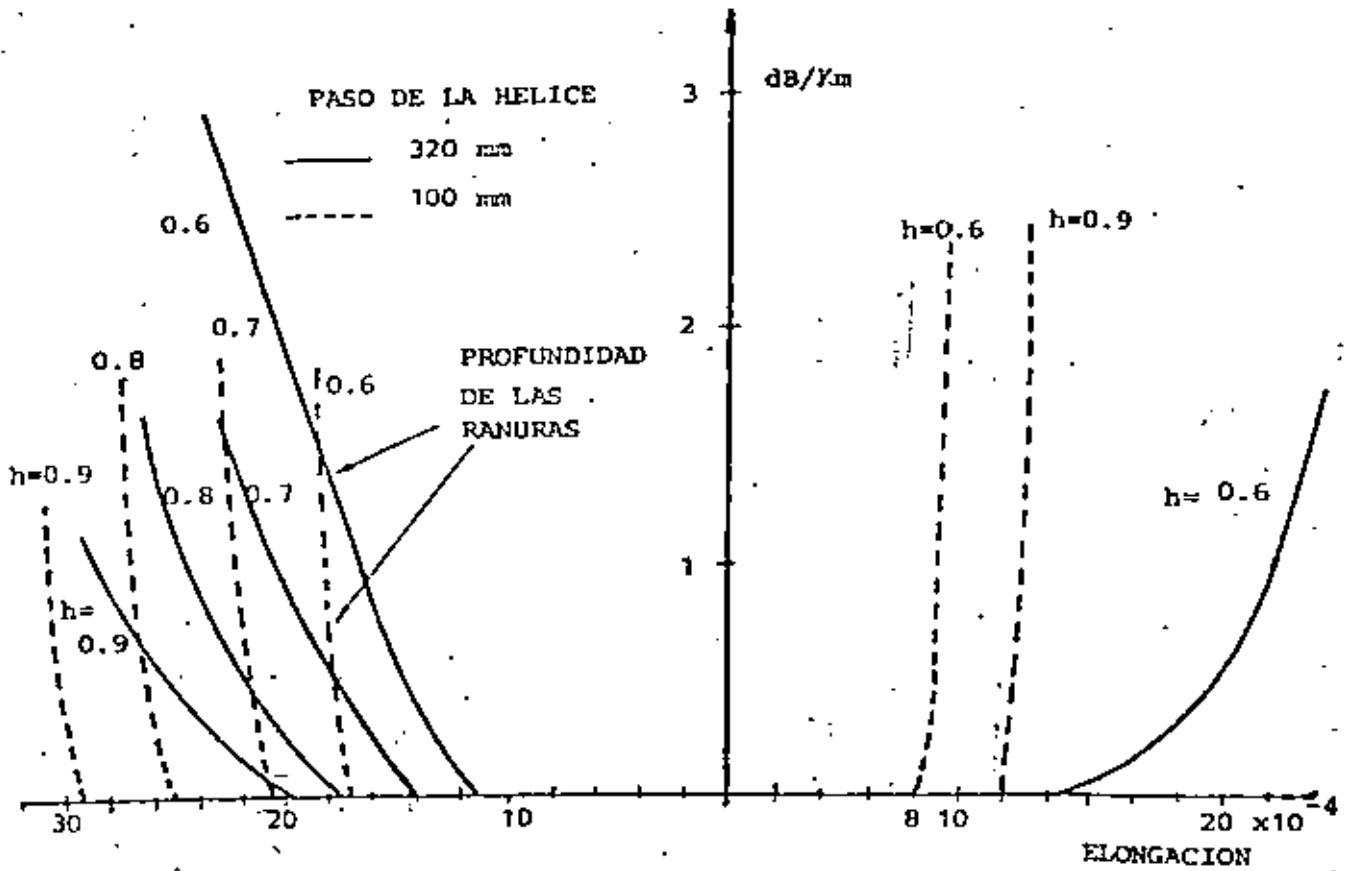


Fig. 5.-12 Atenuación del cable en función de la elongación y compresión para diferentes valores de h .

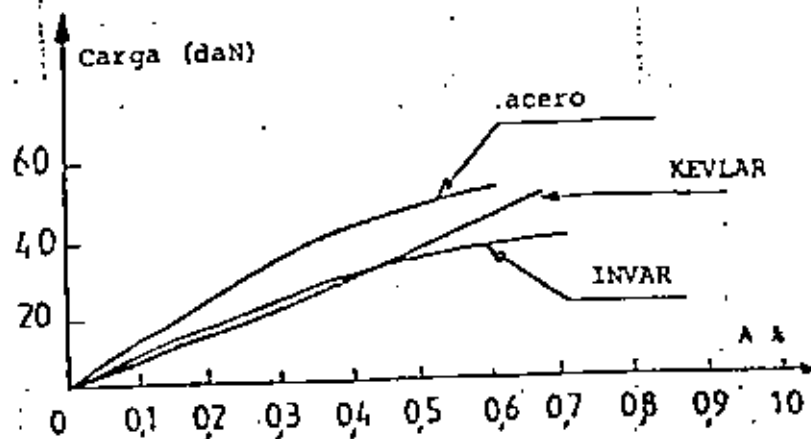


Fig. 5, -13 Prueba de tensión para el elemento de refuerzo de la estructura cilíndrica ranurada.

- 21 -

Por su parte, la cubierta del cable óptico permite disminuir los esfuerzos de tensión y compresión que actúan sobre los módulos de fibras ópticas, y ofrecen una adecuada protección contra la humedad; dichas cubiertas pueden ser de aluminio + polietileno de alta densidad (HDPE), acero + polietileno, aluminio corrugado + polietileno, compuestos reforzados de plástico y vidrio (GRP), entre otros; de ellos, la combinación más usual resulta de aluminio + HDPE.

Las estructuras antes mencionadas son las más comunes en el mercado mundial, presentando algunas, más ventajas que otras, por lo que es importante considerar su afectabilidad en la calidad de la transmisión, especialmente en el caso de estructuras sometidas a condiciones críticas de esfuerzo como es el caso del cable aéreo y submarino; dichas consideraciones se analizan a continuación.

5.-4 CALIDAD DEL CABLE OPTICO

La calidad del cable óptico depende de diversos factores como son el tipo de materiales utilizados, el número de etapas, y su proceso de fabricación; por ello, la calidad del cable puede evaluarse en función de su comportamiento óptico, térmico y mecánico.

a) Calidad de la transmisión óptica

Para la evaluación del cable bajo transmisión se compara la atenuación de la fibra óptica antes y después del proceso de cableado; en dicho análisis se pueden tener dos casos: la variación en la atenuación para un cable de estructura densa y para un cable de estructuras libres. En el primero, los resultados indican que existe un incremento

to en la atenuación con un valor promedio de 0.1 dB; en cambio, para un cable con estructura cilíndrica ranurada la atenuación mejora en 0.1 dB para la longitud de onda de 1.3 μm , como se indica en la tabla 5.-14, y se debe principalmente a que la fibra está menos sujeta a tensión.

VALOR MEDIO EN dB/Km	0.85 μm	1.3 μm	1.55 μm
ANTES DE LA FABRICACION	2.9 dB/Km	0.6 dB/Km	0.4 dB/Km
DESPUES DE LA FABRICACION	2.5 dB/Km	0.5 dB/Km	0.3 dB/Km

Fig. 5.-14 Atenuación en un cable cilíndrico ranurado

b) Calidad del comportamiento térmico

El comportamiento térmico del cable óptico está en función del proceso de fabricación y de los materiales empleados, ya que cualquier diferencia en los coeficientes de expansión que no sea compensada debidamente producirá pérdidas por curvaturas creadas cuando el cable se contrae o expande después de cierto límite.

La fig. 5.-15 muestra los resultados experimentales para la variación de la atenuación de la señal cuando se utilizan diferentes tipos de cubierta. Para un cable de fibras libres, la estabilidad térmica esta dada por holgura en el diseño del cable, de manera que los parámetros geométricos del mismo tienen un papel muy importante; en forma comercial es posible obtener cables con un rango de operación de $-60^{\circ}\text{a} + 60^{\circ}\text{C}$.⁽⁸⁾

c) Calidad del comportamiento mecánico

De acuerdo a los estudios experimentales realizados, las

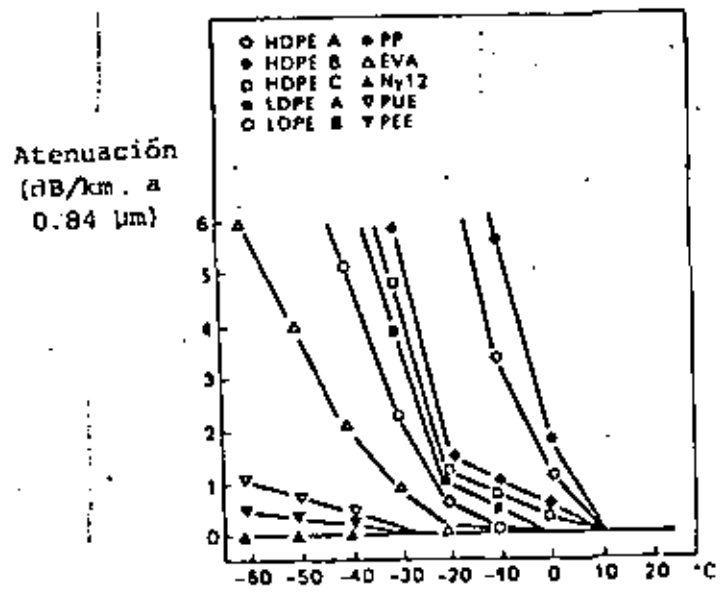


Fig. 5.-15 Atenuación adicional de las fibras de tres capas a bajas temperaturas.

fibras ópticas no deben sufrir una deformación mayor al 0.20%, para lograr un tiempo de vida mayor a 30 años. En algunas aplicaciones, dicho valor de elongación se sobrepasa por lo que se recurre a diseños especiales de cable, fundamentados en el tipo de material usado como elemento de refuerzo central y de recubrimiento, tanto en los grupos de cables ópticos, como en los construidos de manera independiente. Solamente con un adecuado control de las diferentes etapas de fabricación del cable se podrá obtener una reducción del número de fallas durante la instalación y puesta en operación del mismo.

5.5.- APLICACIONES DEL CABLE OPTICO

Las aplicaciones del cable de fibra óptica en los sistemas de comunicación se dividen en tres grandes grupos: instalación subterránea o en ductos, instalación aérea, e instalación submarina.

Como cada una de ellas presenta características especiales, éstas serán analizadas por separado.

a) Instalación subterránea

Durante la instalación subterránea, el cable se ve sometido a dos tipos de procesos: la instalación misma, que implica ejercer tensiones relativamente altas durante periodos cortos, y la condición de servicio normal, en las que los esfuerzos son menores y prolongados. En el caso de un tendido subterráneo, la elongación máxima esperada es del orden de 0.2 a 0.4% (ver fig. 5.-16); esto demuestra que las condiciones de tensión mecánica no son muy estrictas, y que el diseño del cable óptico puede realizarse fácilmente.

b) Instalación Aérea

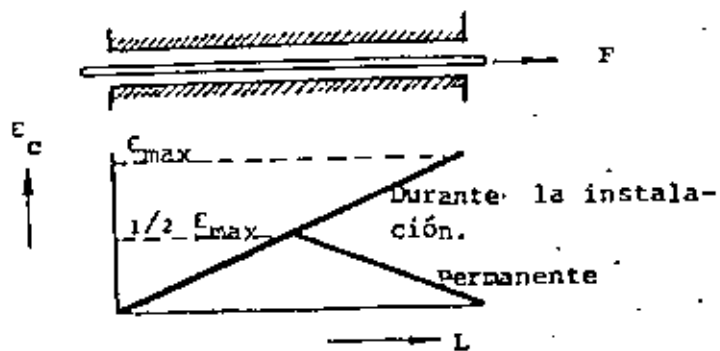
En algunas ocasiones es más conveniente un tendido aéreo, ya que se cuenta con los postes o las torres de líneas ya existentes, por lo que aprovechando su bajo peso, su maniobrabilidad y sus características dieléctricas se logra una reducción de los costos de instalación; sin embargo, esto requiere que los cables ópticos puedan soportar elongaciones del orden del 1%, por lo que las fibras ópticas deben protegerse adecuadamente.

Cuando los claros poseen una longitud menor a 100 metros, los problemas para el diseño de la estructura se enfocan a los esfuerzos de tensión sobre el cable producidos por el peso del mismo, la presión del viento, la carga de hielo y la variación de temperatura; para esta aplicación se han obtenido deformaciones entre 0.4 y 0.8% , con una carga de hielo en el rango de 30 a 60 N/m, y generalmente a sido sobre postes de línea telefónica.

En el caso del diseño del cable óptico aéreo para líneas de alta tensión se requiere someter al cable a condiciones más severas de operación debido a que los claros entre torres son por lo general mayores a 100 metros, y las condiciones ambientales de la zonas donde debe de operar pueden ser muy variables.

Por ello se han diseñado diferentes tipos de cables basados en los de estructuras libres a fin de reducir la carga mecánica de las fibras durante su operación normal.

Existen tres tipos de diseño empleados: cable unido a mensajero, cable autosoportado y cable interconstruido.



Valores típicos:

$$F_{max} = 1000 \text{ N}$$

$$E_{max} = 0.2 \dots 0.4 \%$$

Fig. 5.-16 Deformación permanente para cables en ductos.

El cable unido a mensajero tiene la ventaja de permitir un adecuado tensionado del cable óptico de acuerdo a las condiciones de carga o de "deslizamiento", y a las deformaciones plásticas, ambas del orden de 0.1% ⁽⁹⁾ (ver fig. 5.-17). El problema más importante es asegurar la igualdad de elongaciones para el cable mensajero y el cable óptico a fin de evitar tensiones excesivas o concentradas en los puntos de amarre, lo que implica que para líneas en operación se diseñe el cable a la medida. Otro aspecto a tomar en cuenta es la incidencia de descargas atmosféricas sobre el cable lo que puede dañar al cable óptico si no posee un amarre dieléctrico seccional, o si la protección del cable óptico no es adecuada.

El cable autosoportado presenta el problema de agregarse a los cables de la línea instalados, lo que puede causar sobrecargas mecánicas en algunos tramos sobre las torres; sin embargo, se ha desarrollado un diseño de tipo dieléctrico que puede disminuir estos problemas, aunque para los claros que normalmente se requieren en las líneas de alta tensión no se han obtenido buenos resultados, sobretudo por los efectos de galopeo y vibraciones por influencia del viento. (ver fig. 5.-17).

El diseño de cable interconstruido tiene la ventaja de poder cumplir las funciones de un cable de potencia (conductor de fase o cable de guarda) y las de un cable de telecomunicación, ya que el cable óptico se encuentra contenido propiamente dentro del cable de potencia, y así evitar modificar las torres para la instalación de un cable adicional. Además, las características mecánicas del cable conductor y del elemento de refuerzo central permiten a las fibras ópticas cierta holgura en el margen de elongación; en forma experimental se han instalado algunos tramos de cable de guarda óptico, empleando estructuras de fibras libres en tubos y estructuras cilíndricas ranuradas;

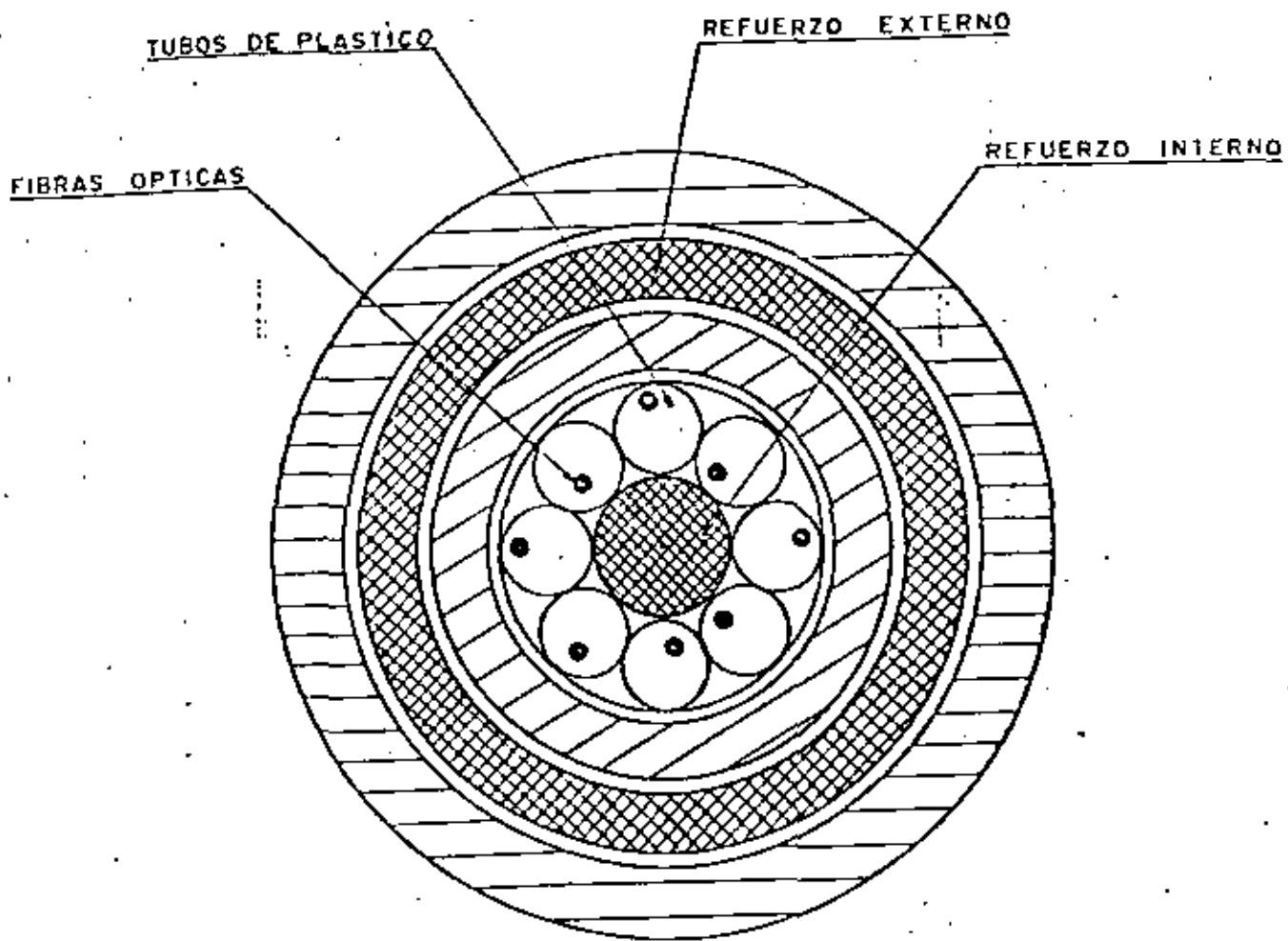


FIG. 5.-17 CABLE AUTOSOPORTADO

las estructuras de ambos cables se muestran en las figuras 5.-18 y 5.-19.

La tendencia de dichos diseños es de que cumplan con las especificaciones propias de un cable conductor, ya sea de fase o de guarda, de manera que su instalación en las líneas ya existentes resulte inmediata.

c) Instalación Submarina

La aplicación de las fibras ópticas en cable submarino es una de las que se espera obtener mayores beneficios de comunicación; se considera que en 1988 será construido el primer cable óptico submarino transcontinental, que tendrá una fuerte competitividad con los enlaces vía satélite. Con el objeto de resistir las grandes presiones hidráulicas en el fondo del mar y los esfuerzos de tensión durante las maniobras de instalación, posiblemente la estructura requiera una protección mecánica como la observada en la fig. 5.-20. (10)

El elemento principal del diseño es el tubo metálico donde se contiene a las fibras ópticas. Dicho tubo debe soportar deformaciones de 0.5 a 0.7%, y permitir la conducción de energía eléctrica con el objeto de telealimentar a los repetidores, proporcionando un canal de comunicación de emergencia.

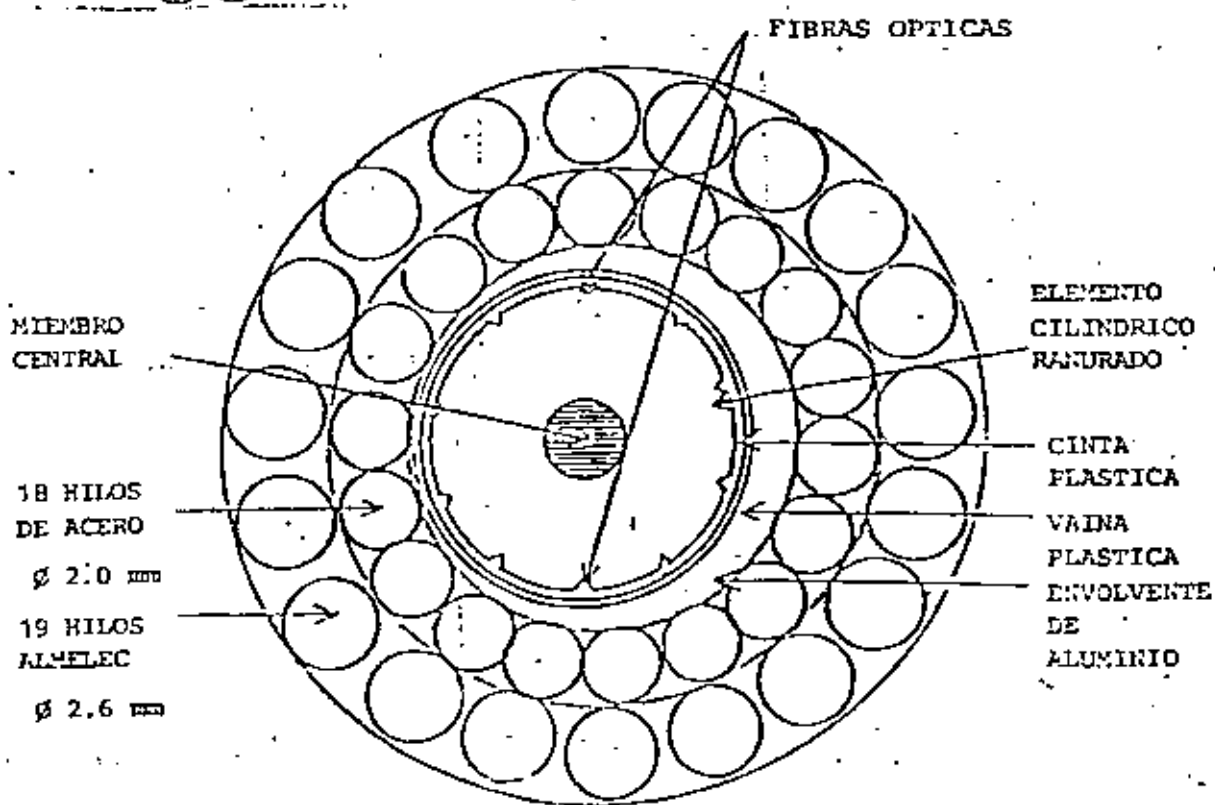
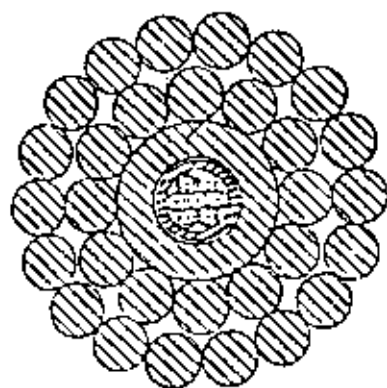
En la figura 5.-21 se pueden resumir algunos de los criterios aplicados de acuerdo al tipo de estructuras disponibles, para la selección del cable óptico a instalar en diferentes sistemas de comunicación

5.6.- ESTADO ACTUAL Y TENDENCIAS DE DESARROLLO

En general, el mercado de cables ópticos está muy diversificado



Fig. 5.-18 Cable óptico unido a mensajero



DIAMETRO EXTERIOR : 19.5 mm

Fig. 5.-19 Cable óptico interconstruido en el cable de guarda.

por el gran número de aplicaciones disponibles, aunque se puede hablar de tres aplicaciones principales: un mercado orientado a satisfacer las demandas de enlaces entre computadoras o terminales de video a corta distancia con requerimientos bajos de ancho de banda, (entre 20 y 200 MHz · Km), y valores de atenuación relativamente altos (6 y 7 dB/Km); en este tipo de aplicaciones, las características del diámetro del núcleo y revestimiento presentan una relación 100/140 μ m, siendo de tipo multimodo con índice graduado y semigraduado; en algunos casos particulares se aplican fibras multimodo de índice escalonado con una relación 200/230 μ m, presentando atenuaciones de 8 a 10 dB/km. y anchos de banda menores a 10 Mhz · Km. Esta aplicación ha tenido una gran aceptación sobretodo en medios donde las necesidades son de protección de la calidad de la transmisión, más que de alta velocidad y capacidad.

La segunda parte del mercado se ha enfocado al sector de telecomunicaciones, donde la participación de las empresas telefónicas ha sido preponderante para el desarrollo de la mayoría de los tipos de cables ópticos disponibles; dicha demanda ha surgido como una necesidad de medios de comunicación con mayores posibilidades de expansión, no sólo en cuanto a volúmenes de información o velocidades de transmisión sino también en lo que respecta a medios alternativos de comunicación, como son transmisión de datos, para enlaces interurbanos entre computadoras, o la transmisión de canales de video, todo ello en la misma línea óptica, a través de los diferentes métodos de multicanalización disponibles. Para este tipo de aplicación, la fibra óptica trabaja con una relación de diámetros núcleo-revestimiento de 50/125 μ m, pudiendo operar bajo dos ventanas, de acuerdo a la longitud de onda de emisión del dispositivo obviamente entre mayor sea la longitud de onda de emisión a la que responda la fibra, mayor será el costo de ella por metro; en este caso, las dos longitudes de onda de emisión disponibles en el mercado son:

0.85 μ m y 1.3 μ m. En forma alternativa se están fabricando fibras ópticas que responden en ambas ventanas de emisión con valores de atenuación de 2.4 dB/km para 0.85 μ m y 1.0 dB/km para 1.3 μ m, con un ancho de banda mínimo de 800 MHz . Km. (11)

La variedad de estructuras disponibles para comunicación ha requerido al usuario la especificación de sus necesidades de aplicación; en general se puede decir que las estructuras densas se utilizan para aplicaciones con pocos requerimientos de esfuerzos sobre el cable, aunque para instalaciones subterráneas es recomendable proveer al diseño del cable de una protección metálica que evite la acción de roedores, y de capas plásticas que lo aislen de la influencia de la humedad. Sin embargo, para condiciones de instalación subterránea crítica, o para instalaciones aéreas, se recomienda el uso de estructuras de fibras ópticas libres, que permiten un margen de elongación para las fibras, antes de que aparezcan microcurvaturas sobre ella.

En este aspecto, es aconsejable que dicho margen de elongación sea mayor al 1%, a fin de que las fibras estén protegidas mecánicamente ante esfuerzos de elongación no mayores al 0.2%.

El tercer mercado disponible es de tipo potencial, y está orientado al desarrollo de fibras ópticas monomodales de índice escalonado, con características de núcleo muy reducido (4-12 μ m) y diámetro del revestimiento normalizado (125 μ m); dichas fibras tienen rangos de atenuación entre 1 y 4 dB/km, dependiendo de la longitud de onda de emisión. Su aplicación actual es para enlaces experimentales de altas velocidades (cientos de Mb/s) y para sensar diferentes fenómenos con alta resolución y rápida respuesta. Este tipo de fibra óptica no ha podido comercializarse debido a la falta de un desarrollo óptimo de los dispositivos de emisión, de los conectores ópticos, y de los procedimientos de empalme requeridos, de acuerdo a las caracterís

ticas de dicha fibra. A pesar de esto, se espera resolver este tipo de problemas en los próximos años, y así disponer de una alternativa más dentro de la tecnología de fibras ópticas.

De lo anterior se puede concluir que la tendencia del mercado de cables ópticos es un abatimiento en los costos de producción tanto de la fibra óptica, como del cable mismo; se busca, el desarrollo de cables ópticos que puedan responder satisfactoriamente ante diferentes condiciones de operación, principalmente tendido subterráneo, y del tipo aéreo, con espaciamento de los puntos de apoyo menores a 100 m. para aplicaciones particularmente críticas, se buscará una optimización de la estructura básica del cable óptico, agregándose posteriormente las protecciones o blindajes correspondientes, de acuerdo a sus necesidades. Al final se anexa un apéndice con la información técnica y de costos de diferentes fabricantes de cable óptico y de fibra disponibles en el mercado.

REFERENCIA CAPITULO 5

- 1.- Midwinter J.E., "Optical Fibres for Transmission" John Wiley & Sons, New York, 1979, 260-307
- 2.- Le Noane G., "Cables de Fibras Opticas", Boletín de Telecomunicaciones, 48(11), 1981, 649-656.
- 3.- Bark P.R., D.O. Lawrence, H.M. Liertz, O.I. Szentesi U. Oestrich, y G. Zeidler, "Cable Design Testing and Installation" International Fiber Optics and Communications (IFOC), 3(2) 1982, 22-33.
- 4.- Bark P.R., U. Oestrich y G. Zeidler, "Fiber Optic Cable Design Testing and Installation Experiences", 27 th International Wire & Cable Symposium Proceeding, 1978, 379-384.
- 5.- Boscher D. G. LeNoane, Q.B. Nonclercq y A. Zaganianis "Optical Fibre Cables Using V-Grooved Cylindrical Units: High Performance Cable", Fiber & Integrated Optics, 4(1), 1982, 67-94.
- 6.- Boscher D., Q.B. Nonclercq, "Ultra Low Loss Optical Fibre Cable Design and Characterization" Comunicación escrita CNET, Lannion Francia.
- 7.- Vecchis M. de, J. P. Huilin y J.C. Staath, "Ultra Low Loss Cables Using the Cylindrical V-Grooved Structure", Thomson CSF/LTT, 30 th International Wire & Cable Symposium Proceeding, 1981, 228-235.
- 8.- Información Técnica Thomson CSF, "Cables de Fibra Optica".
- 9.- Oestrich, V., Zeidler, G., Bark, P.R., Lawrence, D.O., Fiber Optic Cable for application, International wire & Cable Symposium proceedings 1980, pp.394-400.
- 10.-Kojima N,Y. Negishi, "Design and Characteristics of Submarine Cable" IEEE Proceeding, 128 (6), December 1981, 290-297.
- 11.-Corning Glass Works, Información Técnica Sobre Fibras Opticas, marzo 1982.



DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.

TELECOMUNICACIONES VIA FIBRAS OPTICAS
TEORIA Y APLICACIONES

CABLES DE FIBRA OPTICA

APENDICE

MARZO, 1984.

APENDICE SOBRE INFORMACION TECNICA

DE CABLE OPTICO.

(CAPITULO 5.- CABLES DE FIBRA OPTICA).

OPTICAL FIBERS

Several types of optical fibers are manufactured* and sold by CLTO ; They are individually protected by a coating making them more easily usable.

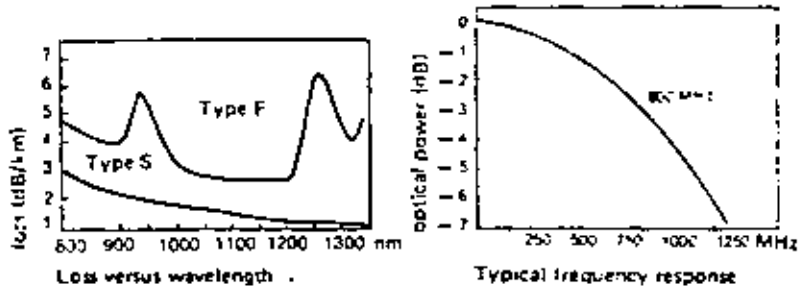
The core and cladding of these graded index fibers are made of very pure silica.

They may be used in the different types of cables developed and industrialized by CLTO. These cables are perfectly fitted to optical connectors and terminal equipments developed by CLTO.

ACRYLATE COATED FIBERS (Long distance)

GEOMETRICAL SPECIFICATIONS	
Core diameter	50 µm
Cladding diameter	125 µm
Primary coating diameter	250 µm

Numerical aperture : 0.20 (measured at 100%)



FIBERS Type F (First window) (losses are measured at 850 nm)

OPTICAL SPECIFICATIONS		
P / N	Maximum loss dB/km	Minimum bandwidth MHz x km
3006 F	3	600
3008 F	3	800
3510 F	3,5	1000
3508 F	3,5	800
3506 F	3,5	600
3504 F	3,5	400
3502 F	3,5	200
4004 F	4	400
4002 F	4	200

FIBERS type S (Second window) (losses are measured at 1300 nm)

OPTICAL SPECIFICATIONS		
P / N	Maximum loss dB/km	Minimum bandwidth MHz x km
1010 S	1	1000
1008 S	1	800
1006 S	1	600
1504 S	1,5	400
2006 S	2	600
2004 S	2	400
2002 S	2	200

ACRYLATE COATED FIBERS FGA 7000 (Short distance)

SPECIFICATIONS	
Core diameter	100 µm
Cladding diameter	140 µm
Primary coating diameter	500 µm
Tensile breaking strength	>30 N
Maximum loss at 820 nm	7 dB/km
Minimum bandwidth	20 MHz x km
Numerical aperture	0.3

PACKAGING :
Minimum length of 1100 m
* Coming Glass Works licence.

These specifications are for development products, subject to change without notice.

Compagnie Lyonnaise de Transmissions Optiques

Marketing and management : 35, rue Jean Jaurès — 95871 BEZONS Cedex, FRANCE



REFERENCES

CUSTOMERS	ITEM	DELIVERY
Nuclear Research	Delivery of high mechanical resistance, 6, 12 and 18 fibers cables. Delivery of six fibers connectors and connecting tools	since 1976
FRENCH AIR FORCE	Model of a 500 meters 1 Mbit/s link	1976-03
MEDICAL INDUSTRY	Delivery of optical fibers for ophthalmology	since 1977
C.N.E.T. (French telecommunications research center)	Pulling into ducts of a 18 fibers 500 meters cable Pulling into ducts of a 12 fibers 300 meters cable	1976-06 1976-06
CABLES DE LYON	Field - test link : 500 meters 6 fibers aerial cable with splicing and connection on field	1977-09
	Test of a link transmitting an analog 3 TV channels multiplexed signal on a single fiber	1978-03
Nuclear Research	Development of 150 bars tight detachable connector	1978-06
	Delivery of non metallic high resistance 10 fibers cables	1978-06
	Delivery of image analyzers	1979-11
C.N.E.T.	Delivery of a 2.2 km length 6 fibers cable allowing a 140 Mbit/s transmission over 7 km (10 dB, 700 MHz over 2 200 m)	1978-06
	Delivery of a 500 m. ribbon 5 fibers cable	1978-07
	Delivery of a 500 m. ribbon 30 fibers cable	1979-01
SUBMARINE EXPLORATION	Development of a new 100 meters umbilical cable : power transmitted on copper wires, data on optical fibers	1978-11
	Experiments in pressure simulator	1980-04
C.A.T.V.	Delivery of components and connectors for a 2 km CATV experimental link	1978-11
ELECTRICAL POWER PLANT CGEE-ALSTHOM	Development of a bus star-coupler system for high voltage power plants	1978-11
SWISS POST OFFICE	Delivery of connectors and connecting tools for experimental link	1978-12
FRENCH AIR FORCE	Installation of an operational MIC TN1 system over 1 km optical cable. First operational link in France	1979-04
FINLAND	Delivery of cable and equipments for MIC TN1 links	1979-04



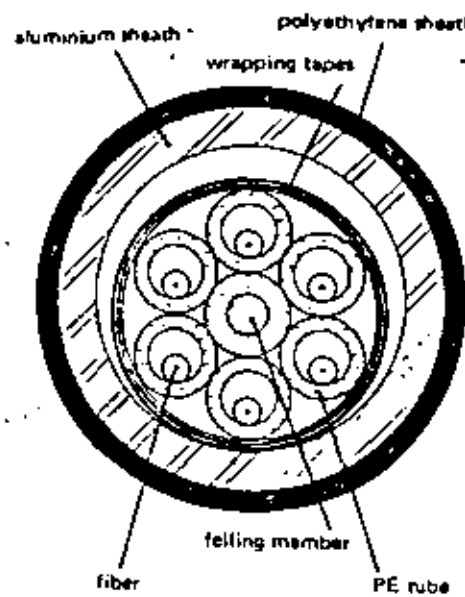
Compagnie Lyonnaise de Transmissions Optiques

Marketing and management : 35, rue Jean Jaurès — 95871 BEZONS Cedex FRANCE
 B.P. 20 — Téléphone (3) 410 57 57 — Telex : 697063

811112000

MULTI-FIBERS CABLE TA, TC

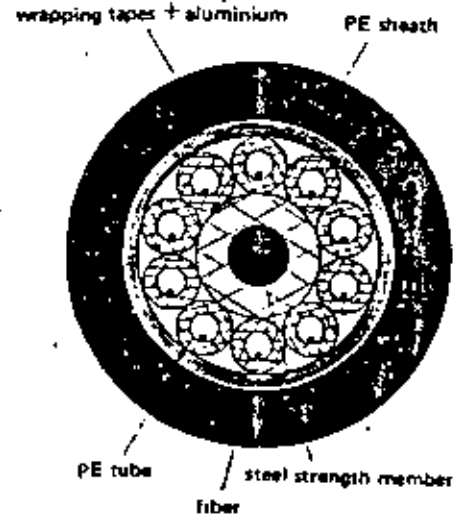
Protected by an aluminium tube (TA) or a copper tube (TC), these 18 fibers cable provide a very high mechanical strength and a complete protection against humidity outside aggressions (corrosion, rodents ...).



MECHANICAL SPECIFICATIONS				
DESIGNATION	TA 06	TA 18	TC 06	TC 18
Number of fibers	≤ 6	≤ 18	≤ 6	≤ 18
Maximum breaking strength	> 250 daN	> 850 daN	> 350 daN	> 450 daN
Breaking strain	1,5 %	1,5 %	1,5 %	1,5 %
Minimum bending radius	300 mm	400 mm	200 mm	300 mm
Weight	175 kg/km	290 kg/km	280 kg/km	410 kg/km
Resistance to isostatic pressure	120 bars	100 bars	170 bars	150 bars
Outside diameter	15 mm	20 mm	15 mm	20 mm
Standard length	1100 m	1100 m	1100 m	1100 m
Packaging (reels)	∅ 1400 mm	∅ 1650 mm	∅ 1400 mm	∅ 1650 mm

MULTI-FIBERS FLEXIBLE CABLE TSM

The central strength member, made of steel, provides to these very light and flexible cables, with a maximum of 18 fibers, a mechanical strength adapted to all conditions of usual installation.



MECHANICAL SPECIFICATIONS			
DESIGNATION	TSM 06	TSM 10	TSM 18
Number of fibers	1 & 6	7 & 10	11 & 18
Maximum breaking strength	> 200 daN	> 400 daN	> 200 daN
Breaking strain	1,5 %	1,5 %	1,5 %
Minimum bending radius	40 mm	60 mm	70 mm
Weight	83 kg/km	135 kg/km	140 kg/km
Outside diameter	13,4 mm	13,7 mm	15,2 mm
Flexing resistance :			
bending radius R			
≥ 90° under 5 N tensile strength (6000 cycles)	R = 50 mm	R = 80 mm	R = 100 mm
Crushing strength	> 20 daN/mm	> 20 daN/mm	> 20 daN/mm
Temperature range	- 20, + 70° C	- 20, + 70° C	- 20, + 70° C

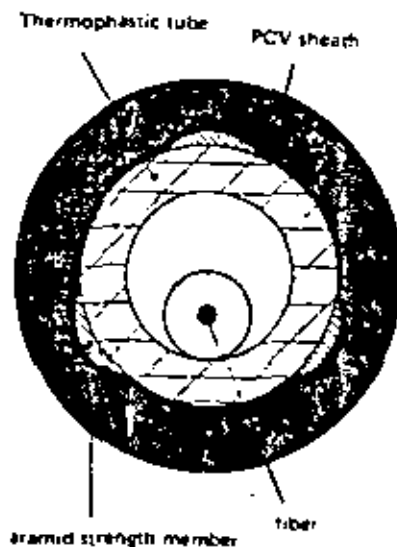
OPTICAL CABLES

As cabling does not modify fibers characteristics, the optical specifications of cables are the same as those of the fibers used (optical loss, bandwidth, numerical aperture).

The reference of an optical cable is obtained by using the part number of the cable, followed by the one of the fiber (example : TSM 12 - 1010 S).

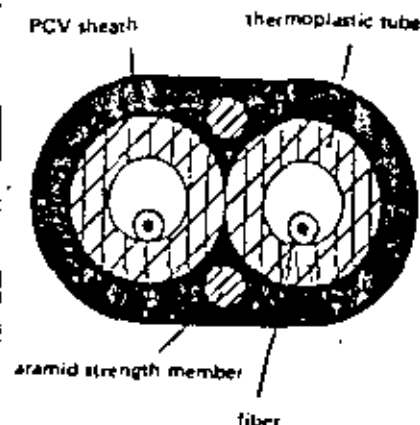
SINGLE FIBER NON METALLIC CABLE M 60

MECHANICAL SPECIFICATIONS			
DESIGNATION	M 60-3,2	M 60-3,8	M 60-5,5
Number of fibers	1	1	1
Maximum breaking strength	≥ 60 daN	≥ 60 daN	≥ 60 daN
Breaking strain	1,5 %	1,5 %	1,5 %
Minimum bending radius	20 mm	20 mm	20 mm
Weight	7 kg/km	9 kg/km	28 kg/km
Cutting strength	30 daN	30 daN	40 daN
Crushing strength	≥ 7 daN/mm	≥ 7 daN/mm	≥ 8 daN/mm
Flexing resistance bending : radius 50 mm ± 90° under 20 N tensile strength over 1 meter	≥ 6000 cycles	≥ 6000 cycles	≥ 6000 cycles
Temperature range	- 20, + 70° C	- 20, + 70° C	- 20, + 70° C
Outside diameter	3,2 mm	3,8 mm	5,5 mm
Inside tube diameter	1 mm	1,5 mm	1,5 mm
Standard length	1100 mm	1100 mm	1100 mm
Packaging	φ 450 mm	φ 450 mm	φ 750 mm



TWO FIBERS NON METALLIC CABLE B 60

MECHANICAL SPECIFICATIONS		
DESIGNATION	B 60-3,2	B 60-3,8
Number of fibers	2	2
Primary coating diameter	250 μm	500 μm
Maximum breaking strength	≥ 60 daN	≥ 60 daN
Breaking strain	1,5 %	1,5 %
Minimum bending radius	20 mm	20 mm
Weight	12 kg/km	17 kg/km
Cutting strength	30 daN	30 daN
Crushing strength	≥ 7 daN/mm	≥ 7 daN/mm
Flexing resistance bending : radius 50 mm ± 90° under 20 N tensile strength	≥ 6000 cycles	≥ 6000 cycles
Temperature range	- 20, + 70° C	- 20, + 70° C
Thickness x width	3,2 x 5,2 mm	3,8 x 6,3 mm
Inside tube diameter	1 mm	1,6 mm
Standard length	1100 m	1100 m
Packaging	φ 450 mm	φ 750 mm



These specifications are for development products, subject to change without notice.

Compagnie Lyonnaise de Transmissions Optiques

Marketing and management : 35, rue Jean Jaurès — 95871 BEZONS Cedex FRANCE
B.P. 20 — Téléphone (3) 410 57 57 — Telex : 697063



MULTI-FIBERS NON METALLIC CABLE TSP

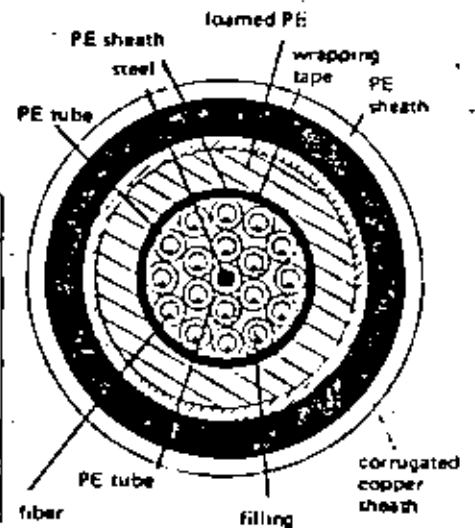
These cables have a similar structure to previous ones with non metallic central strength member.

MECHANICAL SPECIFICATIONS			
DESIGNATION	TSP 06	TSP 10	TSP 18
Number of fibers	1 & 6	7 & 10	11 & 18
Maximum breaking strength	> 150 daN	> 200 daN	> 150 daN
Breaking strain	1,5 %	1,5 %	1,5 %
Minimum bending radius	200 mm	300 mm	200 mm
Weight	75 kg/km	115 kg/km	130 kg/km
Outside diameter	11,4 mm	13,7 mm	15,2 mm
Crushing strength	> 20 daN/mm	> 20 daN/mm	> 20 daN/mm
Temperature range	- 20, + 70° C	- 20, + 70° C	- 20, + 70° C
Standard length	1100 m	1100 m	1100 m
Packaging (reels)	φ 1200 mm	φ 1200 mm	φ 1400 mm

WATERPROOF CABLE T 18 E

Longitudinal watertightness is realised by filling all the interstices.

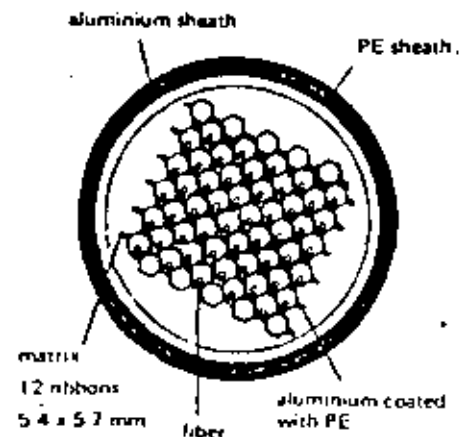
MECHANICAL SPECIFICATIONS	
Number of fibers	18
Maximum breaking strength	> 300 daN
Breaking strain	1,5 %
Minimum bending radius	200 mm
Weight	407 kg/km
Resistance to isostatic pressure	150 bars
Temperature range	- 20, + 90° C
Standard length	1100 m
Packaging (reels)	φ 1650 mm



HIGH DENSITY CABLE NA

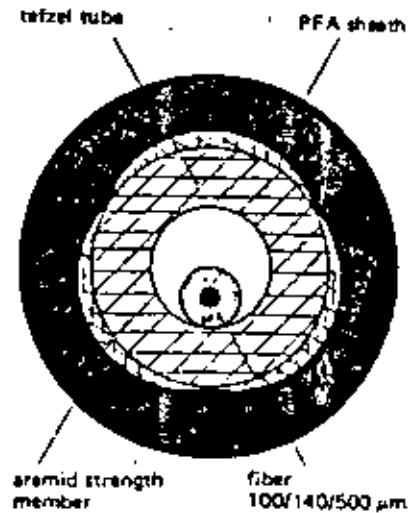
The cable is made by stacking 12 aluminium ribbons. Each ribbon has 5 cells, each of them able to contain an optical fiber to yield a 5 to 50 fibers cable.

SPECIFICATIONS OF CABLE NA	
Number of fibers	5 & 50
Outside diameter	13,3 mm
Weight	150 kg/km
Maximum breaking strength	> 240 daN
Minimum bending radius	250 mm
Standard length	1100 m
Packaging (reels)	φ 1650 mm



AIRCRAFT CABLE AM 60 - 3.2

SPECIFICATIONS OF CABLE AM 60-3,2			
Number of fibers	1	Crushing resistance at 50 %	3 daN/mm
Maximum breaking strength	> 60 daN	Bending qualities :	
Breaking strain	1,5 %	Curvature radius	50 mm
Minimum bending radius	50 mm	± under 20 N 5000 cycles	
Weight	21 kg/km	Cutting strength	> 30 daN
Temperature range	-55, +125° C		



REMARKS

When the mechanical environment is particularly aggressive, some cables may have outside protection in steel. Please consult our marketing department.

All these cables may be used with the optical connectors and the equipments developed by CLTO.

CONNECTORS (see our connectors literature)

DESIGN	Reference	Type of Connection	Attenuation	Suitable fibers
Bayonet single way	4032 C	on equipment	0,5 - 1 dB	50/125 μm
SMA type connector	4034	on equipment	3 dB	100/140 μm
Removable 6 fibers	4030	on line	0,5 - 1 dB	50/125 μm
V groove splice	consult us	on line	0,5 dB	50/125 μm
Welding	consult us	on line	0,5 dB	50/125 μm
Aircraft connector	consult us	on equipment	3 dB	50/125 and 100/140 μm

EQUIPMENTS (see our equipment literature)

- Analog equipments : A10, A10L, AF150
- Digital equipments : E20A, E02A, E200K, E02S, E02SL

Mechanical/Environmental Specifications

D01X-Series

D02X-Series

FIBER STYLE	GS-502	SS-601	SS-800	GS-502	SS-601	SS-800	Units
Fiber Core/Clad Diameter	50/125	100/140	200/230	50/125	100/140	200/230	μm
Cable Diameter	3.0	3.0	3.0	3.0 x 6.0	3.0 x 6.0	3.0 x 6.0	mm
Cable Weight: D0X5-TPR	6	6	6	11.0	11.0	11.0	kg/m
D0X2-PVC	8	8	8	15.5	15.5	15.5	
D0X3-Polyurethane	7	7	7	13.3	13.3	13.3	
Impact resistance for 100% survivability @ 200 impacts	1.0	1.0	1.0	2.0	2.0	2.0	N.m
Cyclic Flex Performance							Cycles
1. PVC	> 2,000	> 2,000	> 2,000	> 7,500	> 7,500	> 7,500	
2. TPR	> 5,000	> 5,000	> 5,000	> 10,000	> 10,000	> 10,000	
3. Polyurethane	> 10,000	> 10,000	> 10,000	> 10,000	> 10,000	> 10,000	
Crush Resistance	400	400	400	800	800	800	N/cm
Cable Breaking Strength (Tensile Load)	1,600	1,600	1,600	3,200	3,200	3,200	N
Maximum Installation Tensile Load	750	750	600	1,500	1,500	1,200	N
Maximum Operating Tensile Load	250	250	200	500	500	400	N
Minimum Short Term Bend Radius At:							mm
1. Max. Installation Load	125	140	200	125	140	200	
2. Max. Operating Load	10	11	40	10	11	40	
3. No Load	6.4	7.0	13	6.4	7.0	13	
Minimum Long Term Bend Radius At:							mm
1. Max. Operating Load	125	140	200	125	140	200	
2. No Load	20	22	40	20	22	40	
Storage Temperature	-55° to +85°	-55° to +85°	-55° to +85°	-55° to +85°	-55° to +85°	-55° to +85°	°C
Typical Attenuation Change At:							dB/km
+65°C	-1.0	-1.0	-1.0	-1.0	-1.0	-1.0	
-20°C	+1.0	+1.0	+3.0	+1.0	+1.0	+3.0	
-40°C	+2.0	+2.0	-	+2.0	+2.0	-	

Optical Characteristics (Typical)

FIBER TYPE	Graded	Semi-Graded	Hard Clad Silica	Units
Core Diameter	50	100	200	μm
Clad Diameter	125	140	230	μm
Buffer Diameter	940	940	500	μm
Numerical Aperture 100	0.20-0.22	0.26-0.30	0.35-0.38	
Fiber Attenuation @ 820 nm	4.0-6.0	6.0	8.0-12.0	dB/km
Optical Bandwidth	200-600	100-300	15-20	MHz.km
Proof Test	100	100	50	kgpsi

Ordering Information

The ordering code is derived as shown below:

example: D016-GS-502

D - Indoor/Duct or tray installation

01 - No. of fibers in cable - 01 - one

02 - two

6 - Jacket material

2-Flame Retardant PVC

3-Polyurethane

4-Tefzel

5-FEP-Fluorocarbon

6-TPR

GS - 50 μ core graded index multimode fiber

50 - Optical Attenuation: 40 - 4.0 dB/km

70 - 7.0 dB/km

2 - Optical Bandwidth: 2 - 200MHz.km

8 - 800MHz.km

For large core All Glass and Hard Clad Silica fiber cable:

example: D016-SS-601 and D016-SS-800

SS-601 - 100 μ core/140 μ clad fiber with 6dB/km Attenuation and greater than 100MHz.km Bandwidth

SS-800 - 200 μ core/230 μ clad HCS fiber with 8-10dB/km Attenuation and 17MHz.km Bandwidth

For custom cable designs and materials see PHALOX/O.S.D. Data Sheets A043-A103 Series and GE-Series or Consult Factory

PHALO/O.S.D.

Cable & Component Sales

Phalo/O.S.D.
530 Boston Temple
Shrewsbury, MA 01545
(617) 845-5000 Telex: 92-0416

Systems Sales

Phalo/O.S.D.
9240 Darnley Avenue
Chesworth, CA 91311
(213) 998-3177 Telex: 18-1549

Optical Waveguide

Short Distance Fiber
Optical Waveguide for data
processing applications

PRODUCT SUMMARY

Product Number	Price per meter (US \$) 1-500 km		Maximum attenuation ² (dB/km)		Minimum Bandwidth ³ (MHz-km)
	CPC ¹	CSB ¹	850 nm	1300 nm	
5001L	.50	.55	5.0	4.0	100
4502L	.60	.65	4.5	3.5	200
4503L	.70	.75	4.5	3.5	300

Nominal numerical aperture* .29
Core Diameter 100 μm
Cladded Diameter 140 μm
Standard Length 2.2 km

NOTES:

¹CPC: Composite Protective Coating, 250 μm O.D.,CSB: Composite Strandable Buffer, 500 μm O.D.²At 850 nm and 1300 nm, normalized to 1 km.³At 850 nm and 1300 nm, normalized to 1 km.

$$\text{by } BW_{1.0 \text{ km}} = BW_{2.2 \text{ km}} \times L$$

where $BW_{2.2 \text{ km}}$ = bandwidth in MHz,

L = Length in km

⁴One hundred percent optical power output from a two meter length.

Optical performances other than those specified above are available for quotation.

Conditions: Corguide® SDF™ optical waveguides are wound on reels containing a minimum of 2200 meters unless otherwise specified.

Terms: Net 30 days FOB Wilmington, N.C., U.S.A.

Corguide®
 Optical Waveguide

First Window Fiber
 Optical Waveguides designed
 for operation at 850 nm.

PRODUCT SUMMARY

Product Number	Price per meter (US \$) 1-500 km		Maximum attenuation ² (dB/km)	Minimum Bandwidth ³ (MHz-km)
	CPC ¹	CSB ¹		
2410F	.72	.79	2.4	1000
2407F	.46	.50	2.4	700
2710F	.57	.61	2.7	1000
2706F	.37	.39	2.7	600
2704F	.35	.36	2.7	400
3504F	.31	.32	3.5	400

Nominal numerical aperture⁴ .20
 Core Diameter 50 μm
 Cladded Diameter 125 μm
 Standard Length 2.2 km

NOTES:

¹CPC: Composite Protective Coating, 250 μm O.D.,
²CSB: Composite Strandable Buffer, 500 μm O.D.

²At 850 nm normalized to 1 km.

³At 850 nm normalized to 1 km.

$$\text{by } BW_{1.0 \text{ km}} = BW_{2.2 \text{ km}} \times L$$

where $BW_{2.2 \text{ km}}$ = bandwidth in MHz

L = Length in km

⁴One hundred percent optical power output from a two meter length.

Optical performances other than those specified above are available for quotation.

Conditions: Corguide® FWF™ optical waveguides are shipped on reels containing a minimum of 2200 meters unless otherwise specified.

Terms: Net 30 days FOB Wilmington, N.C., U.S.A.

Corguide®
 Optical Waveguide

Second Window Fiber
 Optical Waveguides designed
 for operation at 1300 nm.

PRODUCT SUMMARY

Product Number	Price per meter (US \$) 1-500 km		Maximum attenuation ² (dB/km)	Minimum Bandwidth ³ (MHz-km)
	CPC ¹	CSB ¹		
0712S	1.00	1.13	0.7	1200
0710S	.82	.91	0.7	1000
1010S	.60	.65	1.0	1000
1007S	.42	.47	1.0	700
1504S	.31	.33	1.5	400

Nominal numerical aperture⁴ .20
 Core Diameter 50 μm
 Cladded Diameter 125 μm
 Standard Length 2.2 km

NOTES:

¹CPC: Composite Protective Coating, 250 μm O.D.,
²CSB: Composite Strandable Buffer, 500 μm O.D.

²At 1300 nm, normalized to 1 km.

³At 1300 nm, normalized at 1 km.

$$\text{by } BW_{1.0 \text{ km}} = BW_{2.2 \text{ km}} \times L$$

where $BW_{2.2 \text{ km}}$ = bandwidth in MHz,
 L = length in km

⁴One hundred percent optical power output from a two meter length.

Optical performances other than those specified above are available for quotation.

Conditions: Corguide® SWF™ optical waveguides are shipped on reels containing a minimum of 2200 meters unless otherwise specified.

Terms: Net 30 days FOB Wilmington, N.C., U.S.A.

Corguide®
 Optical Waveguide

Double Window Fiber
 Optical Waveguides designed for
 operation at 850 nm and 1300 nm.

PRODUCT SUMMARY

Product Number	Price per meter (US \$) 1-500 km		Maximum attenuation ² (dB/km)		Minimum Bandwidth ³ (MHz-km)
	CPC ¹	CSB ¹	850 nm	1300nm	
2408D	1.22	1.33	2.4	1.0	800
2404D	.41	.43	2.4	1.0	400
2707D	.59	.63	2.7	1.5	700
2704D	.35	.36	2.7	1.5	400
3504D	.31	.32	3.5	2.0	400
3502D	.26	.28	3.5	2.0	200

Nominal numerical aperture⁴ .20
 Core Diameter 50 μm
 Cladded Diameter 125 μm
 Standard Length 2.2 km

NOTES:

¹CPC: Composite Protective Coating, 250 μm O.D.
 CSB: Composite Strandable Buffer, 500 μm O.D.

²At 850 nm and 1300 nm, normalized to 1 km.

³At 850 nm and 1300 nm, normalized to 1 km.

$$\text{by } BW_{1.0 \text{ km}} = BW_{2.2 \text{ km}} \times L$$

where $BW_{2.2 \text{ km}}$ = bandwidth in MHz

L = Length in km

⁴One hundred percent optical power output from a two meter length.

Optical performances other than those specified above are available for quotation.

Conditions: Corguide® DWFTM optical waveguides are shipped on reels containing a minimum of 2200 meters unless otherwise specified.

Terms: Net 30 days FOB Wilmington, N.C., U.S.A.

Corguide®

Optical Waveguide

Single Mode Fiber/SMF

SMF PRODUCTS FOR EXPERIMENTAL APPLICATIONS

Attenuation	λ_c	Price per meter (US \$)	
		1-10 km	10-100 km
≤ 4.0 dB/km @ 850 nm	<800 nm	4.75/m	4.00/m
≤ 2.0 dB/km @ 1060 nm	<950 nm	4.75/m	4.00/m
≤ 1.0 dB/km @ 1550 nm	<1400 nm	4.75/m	4.00/m

Core Diameter 4-12 μ m
Clad Diameter 125 μ m
Coating CPC (250 μ m O.D.)
Screen Test 50 kpsi
Standard Length 2.2 km
Short Lengths
100 m minimum
\$100.00 cutting charge

Single mode fibers for experimental and sensor applications are available from Corning on a special order basis in developmental volumes.

Single mode fibers, due to their unique design will propagate nominally one mode of light along its optical core. This property can be exploited in various sensors or as a high bandwidth media for information transfer. These fibers have a much smaller core diameter than standard multi-mode fibers, usually in the range of 4 to 12 microns. A cut-off wavelength (λ_c) is generally specified below the planned operating wavelength of the system. For operation at shorter wavelengths than λ_c , more than one mode of light will be propagated along the fiber and single mode transmission will not occur.

Fiber designs can be optimized for different applications and wavelengths. Due to the large diversity of uses for this type of fiber, it is suggested that potential users discuss their specific applications with Corning for fiber selection and availability.

WARRANTY

DEVELOPMENTAL OPTICAL FIBER WARRANTY

This warranty relates to Optical Fibers which are currently undergoing development and testing. Corning warrants that each reel of these fibers sold by it meets applicable specifications for mechanical strength, light attenuation and bandwidth. Corning makes no warranty, however, as to the results to be obtained from the use of these fibers. Moreover, Corning reserves the right to change these fibers and/or their manufacturing or measurement techniques in the future. If any of these fibers fail to satisfy this warranty, Corning's sole obligation will be to provide replacement fibers. In no event shall Corning be responsible for removal or installation costs or other incidental or consequential damages. THE FOREGOING WARRANTY IS IN LIEU OF ALL OTHER WARRANTIES EXPRESS OR IMPLIED INCLUDING THE WARRANTIES OF MERCHANTABILITY AND FITNESS FOR A PARTICULAR PURPOSE.

Fiber Optic Cable

P/N LT100-2

Standard Fiber

100um/140um Glass on glass fully graded index
.21 numerical aperture to 3% fall-off points
6.0 dB/km maximum attenuation at 850nm
200 MHz/km minimum bandwidth
Buffer diameter - 400um nominal
Buffer is removable from glass mechanically without
chemical solvents
Proof tested at 50,000 PSI
Other fibers of various sizes and optical parameters
and cable configurations are available on request

Strength Members

Kevlar 7 strands per channel
Total tensile strength of members - 224 lbs. (102 Kg)

Inner Jacket

Material: Flame retardant polyolefin durometer - 74
(shore D)

OD of .078" $\pm .004$ " (1.98mm $\pm .10$)
 $-.001$ " $-.025$)

ID of .045" $\pm .002$ " (1.14mm $\pm .051$)

Outer Jacket

Materials - polyurethane - durometer 90 (shore A)
Dimensions: .138" x .238 NOM (3.51 x 6.05mm)
Color: light brown, blue
Other colors available upon request
One channel is ribbed on outer jacket for positive
identification

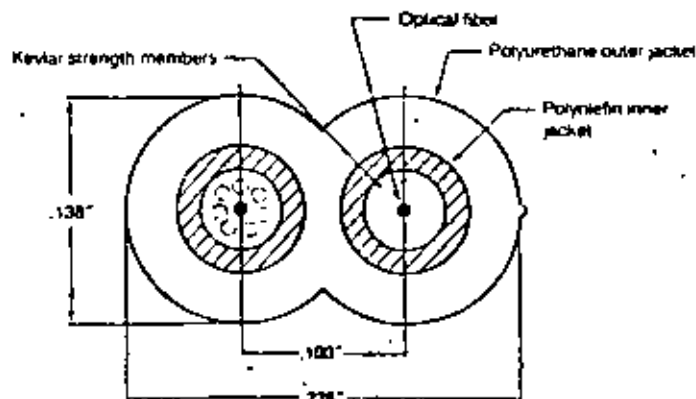
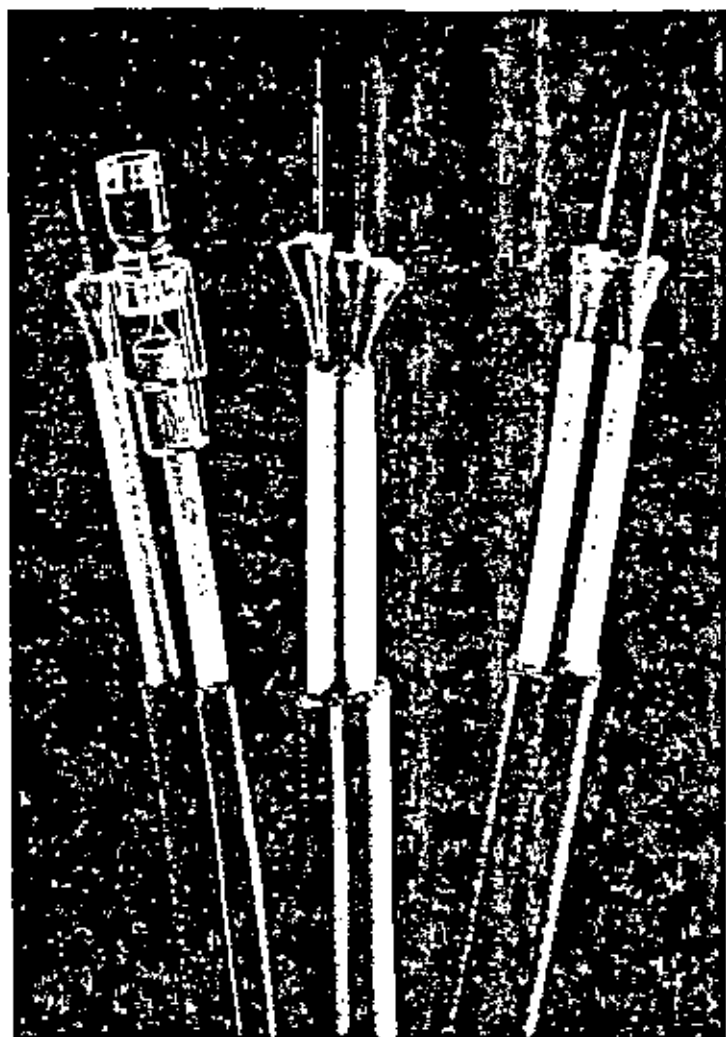
Environmental

Operating range: -25°C to 70°C at 95% relative
humidity

Storage temperature range -50°C to 70°C

Miscellaneous

Cable passes UL VW-1 vertical flame test
Cable tensile load 198 lb. (90 Kg)
Crush load - 400 lbs. (181 Kg) per square inch of
contact area



MOHAWK
CABLE COMPANY / OPTICAL GROUP



A Division of Conduction Corporation
9 Mohawk Drive, Leominster, Massachusetts 01453
(617) 527-4350 TWX: 710-3-7-7620

Fiber Optic Cable P/N LT100-1

Standard Fiber

100um/140um Glass on glass fully graded index
 .21 numerical aperture to 3% fall-off points
 6.0 dB/km maximum attenuation at 850nm
 200 MHz/km minimum bandwidth
 Buffer diameter - 500um nominal
 Buffer is removable from glass mechanically without
 chemical solvents
 Proof tested at 50,000 PSI
 Other fibers of various sizes and optical parameters
 and cable configurations are available on request

Strength Members

Kevlar 7 strands
 Total tensile strength of members - 112 lbs. (50 Kg)

Inner Jacket

Material: Flame retardant fluoroplastic (durometer -
 80 - shore D)

OD of .078" $\begin{matrix} +.004" \\ -.001" \end{matrix}$ (1.98mm $\begin{matrix} +.10 \\ -.025 \end{matrix}$)

ID of .045" $\pm .002"$ (1.14mm $\pm .051$)

Outer Jacket

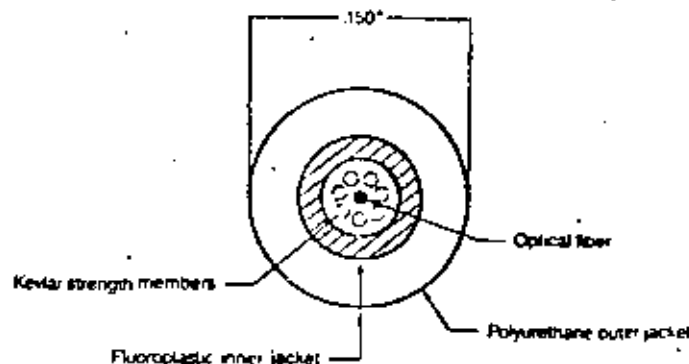
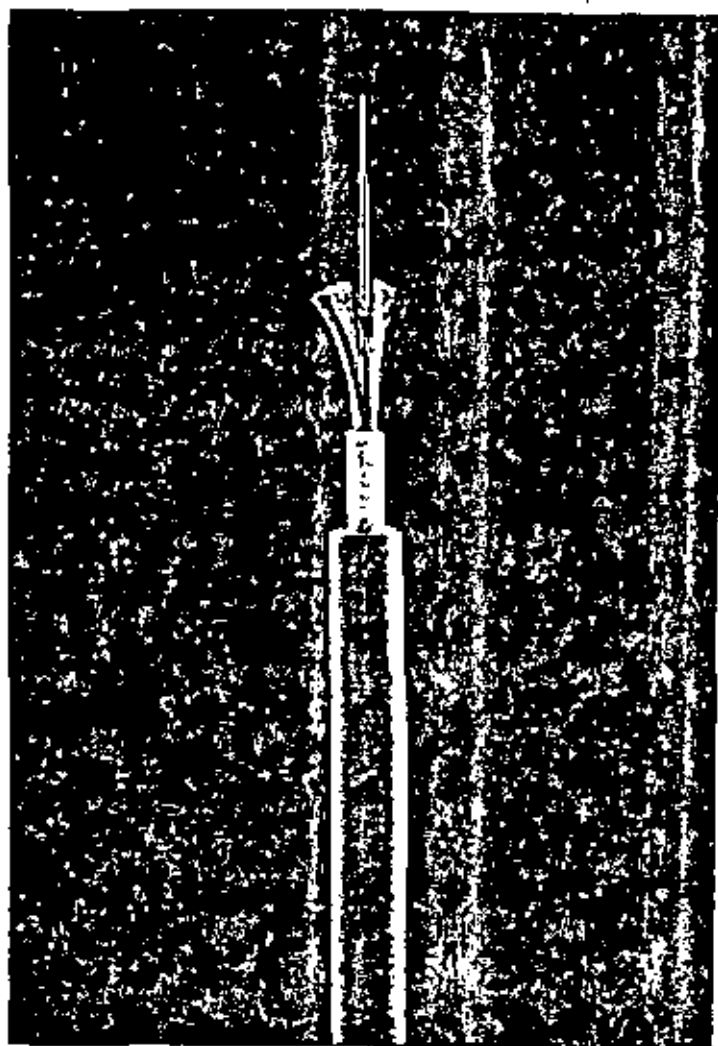
Materials - polyurethane - durometer 90 (shore A)
 Dimensions: .150 dia NOM (3.81 mm dia)
 Color: light brown,
 Other colors available upon request

Environmental

Operating range: -25°C to 70°C at 95% relative
 humidity
 Storage temperature range -50°C to 70°C

Miscellaneous

Cable passes UL VW-1 vertical flame test
 Cable tensile load 80 lb. (36 Kg)
 Crush load - 100 lbs. (45 Kg) per square inch of
 contact area



Cable Matrix

This matrix contains specifications on fiber optic cables. The products vary from single fiber cables to large multi-fiber bundles. Some cable manufacturers draw their own fibers, and others turn to outside fiber manufacturers. For more information on any of the cables listed here, circle the reader service number on the card.

Model number	Number of fibers	Fiber index type	Fiber core diameter (µm)	Overall coated diameter (µm)	Cladding diameter (µm)	Cable diameter (mm)	Cable weight (kg/km)	Minimum bend radius (mm)	Tensile strength rating (kg)	Attenuation rating (dB/km)	Attenuation wavelength (µm)	Numerical aperture	Dispersion rating (ns/km)	Bandwidth capacity (MHz-km)	Factory unit lengths (km)	Fiber material	Jacket material	Price (\$/m for 1 km)	Price (\$/m for 1-10 km)
Aims Optronics Reader Service No. 50																			
FSB 1000			1000	1260	1550		12		5	.85	.17					Si	Tefzel		
FSB 600			600	750	1060		8		5	.85	.17					Si	Tefzel		
FSB 400			400	550	850		6		5	.85	.17					Si	Tefzel		
FSB 300			300	440	650		3		5	.85	.17					Si	Tefzel		
FSB 200			200	380	600		2		5	.85	.17					Si	Tefzel		
FSB 125	1	1,458	125	275	450		1.3		5	.85	.17					Si	Tefzel		
CLB Nuclear*				20-100						3000		.45				G*			
CLB 100	1			100				0.5								G			
CLB 60	1			60				0.3								G			
CLB 30	1	1,516		30				0.1	400	.8	.57			12		G			
Artel Communications Reader Service No. 51																			
Video C1000	1	GI	50	500	125	3	8	2.5	45	4	.85	.2		200	1	G	PU		
Video C1200	2	GI	50	500	125	3x6	15	2.5	90	4	.85	.2		200	2	G	PU		
Video C1600	6	GI	50	250	125	8	60	10	150	4	.85	.2		200	6	G	PE		
Video C1600S	8	GI	50	250	125	11	130	15	150	4	.85	.2		200	6	G	St/PE		
Belden Reader Service No. 62																			
220001	1	SI	200	600	380	3.8	13.5	50	57	6	.85	.27		25	1.0	PCS	PVC		1.65
220002	2	SI	200	600	380	3.8x7.6	27	50	113	8	.85	.27		25	1.0	PCS	PVC		3.14
220006	6	SI	200	600	380	8	40	100	172	8	.85	.27		25	1.0	PCS	PVC		
220012	12	SI	200	600	380	14	155	150	172	8	.85	.27		25	1.0	PCS	PVC		
220018	18	SI	200	600	380	18	260	200	172	8	.85	.27		25	1.0	PCS	PVC		2.22
221001	1	SI	300	850	440	3.8	13.5	50	57	6	.85	.27		20	1.0	PCS	PVC		4.25
221002	2	SI	300	850	440	3.8x7.6	27	50	113	6	.85	.27		20	1.0	PCS	PVC		
221006	6	SI	300	850	440	8	40	100	172	6	.85	.27		20	1.0	PCS	PVC		
221012	12	SI	300	850	440	14	155	150	172	6	.85	.27		20	1.0	PCS	PVC		
221018	18	SI	300	850	440	18	260	200	172	6	.85	.27		20	1.0	PCS	PVC		
226001	1	GI	100	500	140	3.8	13.5	50	113	5.5	.85	.30		20	1.0	G	PVC		1.68
226002	2	GI	100	500	140	3.8x7.6	27	50	227	5.5	.85	.30		20	1.0	G	PVC		3.15
226006	6	GI	100	500	140	8	40	100	227	5.5	.85	.30		20	1.0	G	PVC		
226012	12	GI	100	500	140	14	155	150	218	5.5	.85	.30		20	1.0	G	PVC		
226018	18	GI	100	500	140	18	260	200	218	5.5	.85	.30		20	1.0	G	PVC		
226101	1	GI	100	500	140	3.0	8	50	54	7	.85	.30		20	1.0	G	PU		1.73

Model number	Number of fibers	Fiber Index type	Fiber core diameter (μm)	Overall coated diameter (μm)	Cladding diameter (μm)	Cable diameter (mm)	Cable weight (kg/km)	Minimum bend radius (mm)	Tensile strength rating (kg)	Attenuation rating (dB/km)	Attenuation wavelength (μm)	Numerical aperture	Dispersion rating (ns/km)	Bandwidth capacity (MHz-km)	Factory unit lengths (km)	Fiber material	Jacket material	Price (\$/m for 1 km)
226102	2	GI	100	500	140	3.0x6.0	16	50	108	7	.85	.30		20	1.0	G	PU	
227001	1	GI	50	250	125	3.8	13.5	50	113	6	.85	.20		200	1.0	G	PVC	
227002	2	GI	50	250	125	3.8x7.6	27	50	227	6	.85	.20		200	1.0	G	PVC	
227006	6	GI	50	250	125	8	40	100	227	6	.85	.20		200	1.0	G	PVC	
227012	12	GI	50	250	125	14	155	150	218	6	.85	.20		200	1.0	G	PVC	
227018	18	GI	50	250	125	18	260	200	218	6	.85	.20		200	1.0	G	PVC	
227101	1	GI	50	500	125	3.0	8	50	54	8	.85	.21		200	1.0	G	PU	
227102	2	GI	50	500	125	3.0x6.0	16	50	108	6	.85	.21		200	1.0	G	PU	
227201	1	GI	50	250	125	3.8	13.5	50	113	4	.85	.20		400	1.0	G	PVC	
227202	2	GI	50	250	125	3.8x7.6	27	50	227	4	.85	.20		400	1.0	G	PVC	
227206	6	GI	50	250	125	8	40	100	227	4	.85	.20		400	1.0	G	PVC	
227212	12	GI	50	250	125	14	155	150	218	4	.85	.20		400	1.0	G	PVC	
227218	18	GI	50	250	125	18	260	200	218	4	.85	.20		400	1.0	G	PVC	
BIW Cable Systems Reader Service No. 53																		
14459H-002	2	SI	200	600	400	10				5	.82	.25		25				
14460H-004	4	GI	50	250	125	10				5	.82	.25		400				
15338P-001	1	GI	100	500	140	5	15	50	100	6	.82	.25		200				
15338P-002	2	GI	100	500	150	10x6	30	50	100	6	.82	.25		200				
15377P-004	4	GI	100	500	140	10	42	100	200	6	.82	.25		200				
15378P-006	6	GI	100	500	140	12	45	100	200	6	.82	.25		200				
15378P-012	12	GI	100	500	140	15	160	150	350	8	.82	.25		200				
13866O-002	2	GI	50	250	125	7	29	75	150	6	.82	.25		400				
13867O-003	3	GI	50	250	125	7	33	75	150	6	.82	.25		400				
13868O-006	6	GI	50	250	125	10	35	100	150	6	.82	.25		400				
Canstar Communications Reader Service No. 54																		
FC1	1	GI	50	900	125	2.5	9	20	30	35	.85	.20		100-1000	1.0	G	PVC	
FC1	1	PG	100	900	140	2.5	8	20	30	7-10	.85	.27		25	1.0	G	PVC	
FC2	2	GI	50	900	125	2.5x5	18	20	60	3-5	.85	.20		100-1000	1.0	G	PVC	
FC2	2	PG	100	900	140	2.5x5	18	20	60	7-10	.85	.27		25	1.0	G	PVC	
NLB	1-8	GI	50	250	125	13	130	130	150	3-4.5	.85	.20		100-1000	1.7	G	PE	
NLB	1-8	PG	100	250	140	13	130	130	150	7	.85	.30		20	1.0	G	PE	
NDB	1-8	GI	50	900	125	10	80	100	90	3-5	.85	.20		100-1000	1.7	G	PE	
NDB	1-8	PG	100	900	140	10	80	100	90	7-10	.85	.27		25	1.7	G	PE	
ML12	1-12	GI	50	250	125	15	250	160	310	3-4.5	.85	.20		100-1000	1.7	G	LAP	
ML12	1-12	PG	100	250	140	16	250	160	310	7	.85	.30		20	1.0	G	LAP	
MD12	1-12	GI	50	900	125	12	150	120	200	3-5	.85	.20		100-1000	1.7	G	LAP	
MD12	1-12	PG	100	900	140	12	150	120	200	7-10	.85	.27		25	1.7	G	LAP	

Model number	Number of fibers	Fiber index type	Fiber core diameter (μm)	Overall coated diameter (μm)	Cladding diameter (μm)	Cable diameter (mm)	Cable weight (kg/km)	Minimum bend radius (mm)	Tensile strength rating (kg)	Attenuation rating (dB/km)	Attenuation wavelength (μm)	Numerical aperture	Dispersion rating (ns/km)	Bandwidth capacity (MHz·km)	Factory unit lengths (km)	Fiber material	Jacket material	Price (\$/m for 1 km)	Price (\$/m for 1.10 km)
C.L.T.O. Reader Service No. 55																			
M60-3.2	1	*				3.2	7	20	30						1.1				
M60-3.8	1	*				3.8	9	20	30						1.1				
M60-5.5	1	*				5.5	28	20	40						1.1				
B60-3.2	2	*				3.2x5.2	12	20	30						1.1				
B60-3.8	2	*				3.8x6.3	17	20	30						1.1				
TA/TC 6	6	*				15	175	300	150						1.1				
TA/TC 10	10	*				18	260	400	180						1.1				
TA/TC 18	18	*				20	290	400	200						1.1				
TSM 6	6	*				11.4	83	40	100						1.1				
TSM 8	8	*				13.7	125	60	200						1.1				
TSM 10	10	*				13.7	135	60	200						1.1				
TSM 18	18	*				15.2	140	70	100						1.1				
TSP-6	6	*				11.4	75	200	70						1.1				
TSP-10	10	*				13.7	115	300	100						1.1				
TSP-18	18	*				15.2	130	200	70						1.1				
TSPE-6	6	*				11.4	80	250	70						1.1				
TSPE-10	10	*				13.7	120	350	100						1.1				
TSPE-18	18	*				15.2	140	250	70						1.1				
TSM-36	36	*				18	185	350	100						1.1				
NA-50	50	*				13.3	150	250	120						1.1				
AM-60-3.2	1	*				5.5	21	50	30						1.1				
Dainichi-Nippon Cables, Ltd. Reader Service No. 56																			
****/2LAP	2	*				13	120	80	120						1.0		PE		
****/4LAP	4	*				13	120	80	120						1.0		PE		
****/6LAP	6	*				15	150	90	150						1.0		PE		
****/8LAP	8	*				16	200	100	200						1.0		PE		
****/2LCS	2	*				20	400	120	400						1.0		PE		
****/4LCS	4	*				20	400	120	400						1.0		PE		
****/6LCS	6	*				23	470	140	450						1.0		PE		
****/8LCS	8	*				25	570	150	500						1.0		PE		
****/2NMS	2	*				12	80	80	80						1.0		PE		
****/4NMS	4	*				12	80	80	80						1.0		PE		
****/6NMS	6	*				15	110	90	100						1.0		PE		
****/8NMS	8	*				16	160	100	150						1.0		PE		
Ensign Bickford Reader Service No. 57																			
HC206-H	1	SI	200	600	230				9	6	820	.38		25	1.1	SI	Hytral		
HC206-IV	1	SI	200	600	230	2.4	5.4	9	100	6	820	.38		25	1.1	PVC			
HC206-2V	2	SI	200	600	230	4.0x6.7	30	9	150	6	820	.38		25	1.1	SI	PVC		
HC206-6P	6	SI	200	600	230	7.6	41	40	200	6	820	.38		25	1.1	SI	PVC		
HC306-H	1	SI	300	650	340				14	6	820	.38		20	1.1	SI	Hytral		

Model number	Number of fibers	Fiber index type	Fiber core diameter (μm)	Overall coated diameter (μm)	Cladding diameter (μm)	Cable diameter (mm)	Cable weight (kg/km)	Minimum bend radius (mm)	Tensile strength rating (kg)	Attenuation rating (dB/km)	Attenuation wavelength (μm)	Numerical aperture	Dispersion rating (ns/km)	Bandwidth capacity (MHz-km)	Factory unit lengths (km)	Fiber material	Jacket material	Price (\$/m for 1 km)	Price (\$/m for 1-10 km)
HC306-IV	1	SI	300	650	340	2.4	5.4	14	100	6	820	.38		25	1.1	Si	PVC		
HC406-H	1	SI	400	850	450			18		6	820	.38		15	1.1	Si	Hytral		
HC406-IV	1	SI	400	850	450	2.6	6.6	18	100	6	820	.38		15	1.1	Si	PVC		
HC606-H	1	SI	600	1060	660			28		6	820	.38		9		Si	Hytral		
HC606-IV	1	SI	600	1060	660	2.9	7.9	28	100	6	820	.38		9		Si	PVC		
HC1006-H	1	SI	1000	1550	1080			46		6	820	.38				Si	Hytral		
HC1006-IV	1	SI	1000	1550	1080	3.4	10.9	46	100	6	820	.38				Si	PVC		
EOTec Reader Service No. 58																			
EFC1036P	1	GI	50	500	125	3	9.0	25	40	5	850	.21		200	1.0	GG	PVC		
EFC1036U	1	GI	50	500	125	3	8.0	25	40	5	850	.21		200	1.0	GG	PU		
EFC1038P	2	GI	50	500	125	3x6	18.0	40	60	5	850	.21		200	1.0	GG	PVC		
EFC1038U	2	GI	50	500	125	3x6	17.0	40	60	5	850	.21		200	1.0	GG	PU		
EFC1037P	1	GI	100	500	140	3	9.0	25	40	6	850	.30		20	1.0	GG	PVC		
EFC1037U	1	GI	100	500	140	3	8.0	25	40	6	850	.30		20	1.0	GG	PU		
EFC1039P	2	GI	100	500	140	3x6	18.0	40	60	6	850	.30		20	1.0	GG	PVC		
EFC1039U	2	GI	100	500	140	3x6	17.8	40	60	6	850	.30		20	1.0	GG	PU		
EFC1027P	1	S	200	500	350	3	9.0	25	40	8	790	.40		20	1.1	PCS	PVC		
EFC1027U	1	S	200	500	350	3	8.0	25	40	8	790	.40		20	1.1	PCS	PU		
EFC1011P	2	S	200	500	350	3x6	18.0	40	60	8	790	.40		20	1.1	PCS	PVC		
EFC1011U	2	S	200	500	350	3x6	17.0	40	60	8	790	.40		20	1.1	PCS	PU		
EFC1030P	1	S	200	500	350	3	9.0	25	40	12	790	.30		20	1.1	PCS	PVC		
EFC1030U	1	S	200	500	350	3	8.0	25	40	12	790	.30		20	1.1	PCS	PU		
EFC1014P	2	S	200	500	350	3x6	18.0	40	60	12	790	.30		20	1.1	PCS	PVC		
EFC1014U	2	S	200	500	350	3x6	17.0	40	60	12	790	.30		20	1.1	PCS	PU		
EFC1033P	1	S	200	500	350	3	9.0	25	40	50	790	.30		20	1.1	PCS	PVC		
EFC1033U	1	S	200	500	350	3	8.0	25	40	50	790	.30		20	1.1	PCS	PU		
EFC1028P	1	S	400	750	600	3	10.0	50	40	8	790	.40		15	.25	PCS	PVC		
EFC1028U	1	S	400	750	600	3	9.0	50	40	8	790	.40		15	.25	PCS	PU		
EFC1031D	1	S	400	750	600	3	10.0	50	40	12	790	.30		15	.25	PCS	PVC		
EFC1031U	1	S	400	750	600	3	9.0	50	40	12	790	.30		15	.25	PCS	PU		
EFC1034P	1	S	400	750	600	3	10.0	50	40	50	790	.30		15	.25	PCS	PVC		
EFC1034U	1	S	400	750	600	3	9.0	50	40	50	790	.30		15	.25	PCS	PU		
EFC1029P	1	S	600	1000	800	3.5	10.0	75	50	8	790	.40		10	.1	PCS	PVC		
EFC1029U	1	S	600	1000	800	3.5	9.0	75	50	8	790	.40		10	.1	PCS	PU		
EFC1032P	1	S	600	1000	800	3.5	10.0	75	50	12	790	.30		10	.1	PCS	PVC		
EFC1032U	1	S	600	1000	800	3.5	9.0	75	50	12	790	.30		10	.1	PCS	PU		
EFC1035P	1	S	600	1000	800	3.5	10.0	75	50	50	790	.30		10	.1	PCS	PVC		
EFC1035U	1	S	600	1000	800	3.5	9.0	75	50	50	790	.30		10	.1	PCS	PU		
Fibronics Reader Service No. 59																			
A-110-01	1	GI	50	500	125	4	12	25	50	***		0.2			1.1	G	PU		
A-320-01	1	PG	100	500	140	4	12	25	50	5	850	0.3		**	1.1	G	PU		
A-200-01	1	SI	200/ 250	600	350/ 400	4	12	25	50	6	850	0.3		20	1.1	PCS	PU		

Model number	Number of fibers	Fiber index type	Fiber core diameter (µm)	Overall coated diameter (µm)	Cladding diameter (µm)	Cable diameter (mm)	Cable weight (kg/km)	Minimum bend radius (mm)	Tensile strength rating (kg)	Attenuation rating (dB/km)	Attenuation wavelength (µm)	Numerical aperture	Dispersion rating (ns/km)	Bandwidth capacity (MHz-km)	Factory unit lengths (km)	Fiber material	Jacket material	Price (\$/m for 1 km)	Price (\$/m for 1-10 km)
B-110-02	2	GI	50	500	125	5x10	38	25	100	***		0.2	*	1.1	G	PU			
B-320-02	2	PG	100	500	140	5x10	38	25	100	5	850	0.3	**	1.1	G	PU			
B-200-02	2	SI	200/ 250	600	350/ 400	5x10	38	25	100	6	850	0.3	20	1.1	PCS	PU			
C-110-02	2	GI	50	500	125	3.5x7	18	25	25	***		0.2	*	1.1	G	PU			
C-320-02	2	PG	100	500	140	3.5x7	18	25	25	5	850	0.3	**	1.1	G	PU			
C-200-02	2	SI	200/ 250	600	350/ 400	3.5x7	18	25	25	6	850	0.3	20	1.1	PCS	PU			
D-110-02	2	GI	50	500	125	3.5x6	18	20	15	***		0.2	*	1.1	G	PU			
D-320-02	2	PG	100	500	140	3.5x6	18	20	15	5	850	0.3	**	1.1	G	PU			
E-110-07	up to 7	GI	50	500	125	6	40	30	100	***		0.2	*	1.1	G	PU			
E-320	up to 7	PG	100	500	140	6	40	30	100	5	850	0.3	**	1.1	G	PU			
F-110-12	up to 12	GI	50	500	125			200		***		0.2	*	1.1	G	PU			
F-320	up to 12	PG	100	500	140			200		5	850	0.3	**	1.1	G	PU			
Fort Fibre Optics Reader Service No. 60																			
TOM LG04	4	GI	50	250	125	12		200	70	3	850	0.18		600	2	Si			
TOM LG05	6	GI	50	250	125	12		200	70	3	850	0.18		600	2	Si			
TOM LS04	4	SI	50	250	125	12		200	70	5	850	0.18		60	2	Si			
TOM LS06	6	SI	50	250	125	12		200	70	6	850	0.18		80	2	Si			
TIS LG02	2	GI	50	250	125	6		80	30	3	850	0.18		800	2	Si			
TIS LS02	2	SI	50	250	125	6		80	30	6	850	0.18		60	2	Si			
TIS PZ01	1	SI	200	600	400	6		80	30	25	850	0.19		30	1	PCS			
TIS HP02	2	SI	100	250	140	8		80	30	10	850	0.28		10	1	GL			
MVM LG01	1	GI	50	250	125	4.5		80	20	3	850	0.18		600	2	Si			
MVM LS01	1	SI	50	250	125	4.5		80	20	6	850	0.18		60	2	Si			
MVM PZ01	1	SI	200	600	400	4.5		80	20	25	850	0.19		30	1	PCS			
MVM HP01	1	SI	100	250	140	4.5		80	20	10	850	0.28		10	1	GL			
TAF PZ01	1	SI	200	600	400	4.5		80	25	25	850	0.19		30	1	PCS			
TAF MD19	19	SI	75	8	110	4.5		80	25	100	850	0.48		20	0.2	GL			
PX FP01	1	SI	980		1000	2.2		50	10	500	680	0.5			0.5	P			
PX FP02	2	SI	980		1000	2.2x4		50	15	500	680	0.5			0.5	P			
Gandalf Data Reader Service No. 61																			
HD-PC10-02	2	PC 10	250	430	9mm x 6mm	38	2	50	12	0.8	0.30	40		3x10 ⁴	Si	PU			
General Cable Reader Service No. 62																			
Non-Metallic Aerial/Duct	1-6	GI	50	125	250	.99	80	10x Rad	400	1.0-5	850 1300	0.20		200- 800	1&2	G	PE		
	8	GI	50	125	250	1.09	100	10x Rad	400	1.0-5	850 1300	0.20		200- 800	1&2	G	PE		
	10	GI	50	125	250	1.22	120	10x Rad	400	1.0-5	850 1300	0.20		200- 800	1&2	G	PE		

Model number	Number of fibers	Fiber index type	Fiber core diameter (μm)	Overall coated diameter (μm)	Cladding diameter (μm)	Cable diameter (mm)	Cable weight (kg/km)	Minimum bend radius (mm)	Tensile strength rating (kg)	Attenuation rating (dB/km)	Attenuation wavelength (μm)	Numerical aperture	Dispersion rating (ns/km)	Bandwidth capacity (MHz km)	Factory unit lengths (km)	Fiber material	Jacket material	Price (\$/m for 1 km)	Price (\$/m for 1-10 km)
	12	GI	50	125	250	1.32	140	10x Rad	400	1.0-5	850 1300	0.20		200-800	1&2	G	PE		
	14-48	GI	50	125	250			10x Rad	400	1.0-5	850 1300	0.20		200-800	1&2	G	PE		
Direct Burial	4-6	GI	50	125	250	1.47	200	10x Rad	400	1.0-5	850 1300	0.20		200-800	1&2	G	PE		
	8	GI	50	125	250	1.57	230	10x Rad	400	1.0-5	850 1300	0.20		200-800	1&2	G	PE		
	10	GI	50	125	250	1.70	260	10x Rad	400	1.0-5	850 1300	0.20		200-800	1&2	G	PE		
	12	GI	50	125	250	1.80	290	10x Rad	400	1.0-5	850 1300	0.20		200-800	1&2	G	PE		
	14-48	GI	50	125	250			10x Rad	400	1.0-5	850 1300	0.20		200-800	1&2	G	PE		
Spectra Guide	1	GI	50	125	250	2.8	7	28	100	1.0-5	850 1300	0.20		200-800	1		PVC		
	2	GI	50	125	250	6.9x4.1	24	41	115lb	1.0-5	850 1300	0.20		200-800	1		PVC		
Hewlett-Packard Reader Service No. 63																			
HFBR-3200	1	PG	100	300	140	2.65	6	25	30	10	.82	.30	17.5	20		G	PU	2.00	
HFBR-3300	2	PG	100	300	140	2.65x5.3	12	25	60	10	.82	.30	17.5	20		G	PU	4.50	
Huber and Suhner AG Reader Service No. 64																			
FO-03220	1	SI	200	600	380	4.4	16		40	45	820	0.27		25		PCS	PVC		
FO-04220	2	SI	200	600	380	4.4	16.5		40	45	820	0.27		25		PCS	PVC		
FO-05220	2	SI	200	600	380	4.4x8.8	32		80	45	820	0.27		25		PCS	PVC		
ITT Electro-Optics Products Division Reader Service No. 65																			
T-2000	1-4	GI	50	950	125	5				3-8	.85	.22	0.8-2.2	200-800	1-2	S	PU		
T2501/ T2500	1-7	GI	50	950	125	7	42	50	400	3-8	.85	.22	0.5-2.2	200-800	1-2	S	PU		
Agril/Duct																			
	8-10	GI	50	950	125	7.7	50	50	400	3-8	.85	.22	0.5-2.5	200-800	1-2	S	PU		
	11-19	GI	50	950	125	8.9	66	50	400	3-8	.85	.22	0.5-2.5	200-800	1-2	S	PU		
	20-28	GI	50	950	125	2.0	82	50	400	3-8	.85	.22	0.5-2.5	200-800	1-2	S	PU		
	29-35	GI	50	950	125	12.9	90	50	400	3-8	.85	.22	0.5-2.5	200-800	1-2	S	PU		
	36-41	GI	50	950	125	13.9	95	50	400	3-8	.85	.22	0.5-2.5	200-800	1-2	S	PU		
	42-48	GI	50	950	125	13.9	99	50	400	3-8	.85	.22	0.5-2.5	200-800	1-2	S	PU		
T2502	1-7	GI	50	950	125	9.7	87	50	400	3-8	.85	.22	0.5-2.5	200-800	1-2	S	PE		
Direct Burial	8-10	GI	50	950	125	10.8	108	50	400	3-8	.85	.22	0.5-2.5	200-800	1-2	S	PE		

Model number	Number of fibers	Fiber index type	Fiber core diameter (µm)	Overall coated diameter (µm)	Cladding diameter (µm)	Cable diameter (mm)	Cable weight (kg/km)	Minimum bend radius (mm)	Tensile strength rating (kg)	Attenuation rating (dB/km)	Attenuation wavelength (µm)	Numerical aperture	Dispersion rating (ns/km)	Bandwidth capacity (MHz km)	Factory unit lengths (km)	Fiber material	Jackat material	Price (\$/m for 1 km)	Price (\$/m for 1-10 km)
11-19 GI	50	950	125	12.2	130	50	400	3-8	0.85	0.22	0.5-2.5	200-800	1-2	S	PE				
20-28 GI	50	950	125	16.5	152	50	400	3-8	0.85	0.22	0.5-2.5	200-800	1-2	S	PE				
29-35 GI	50	950	125	17.4	160	50	400	3-8	0.85	0.22	0.5-2.5	200-800	1-2	S	PE				
36-41 GI	50	950	125	18.4	171	50	400	3-8	0.85	0.22	0.5-2.5	200-800	1-2	S	PE				
42-48 GI	50	950	125	18.4	185	50	400	3-8	0.85	0.22	0.5-2.5	200-800	1-2	S	PE				
Intra-Building																			
T3000-T3001	1	GI	50/100	500/950	125/140	2.5	6	25	30	3-8	0.85	0.22	1.3 <20	1-600	1-2	S	PU		
T3001-T3102	2	GI	50/100	500/950	125/140	14	25	60	3-8	0.85	0.22	1.3 <20	1-800	1-2	S	PU			
T3500	1-7	GI	50/100	475	125/140	6.1	30	50	100	3-8	0.85	0.22	1.3 <20	1-800	1-2	S	PU		
8-11 GI	50/100	475	125/140	6.8	33	50	100	3-8	0.85	0.22	1.3 <20	1-800	1-2	S	PU				
12-19 GI	50/100	475	125/140	7.5	36	50	100	3-8	0.85	0.22	1.3 <20	1-800	1-2	S	PU				
Maslight/Raychem Reader Service No. 66																			
MSC200A	¼	SI	200	375	375	2.3	3.9	5	80	<8	0.80	>.33	>10	<1.5	PCS	HP	1.85	1.65	
MSC200B	¼	SI	200	375	375	2.3	3.9	5	80	<8	0.80	>.33	>10	<1.5	PCS	HP	2.05	2.00	
KSC200A	¼	SI	200	375	375	2.3	3.9	5	80	<10	0.80	>.33	>10	<1.5	PCS	HP	1.90	1.70	
KSC200B	¼	SI	200	375	375	2.3	3.9	5	80	<10	0.80	>.33	>10	<1.5	PCS	HP	2.10	2.05	
RSC200A	¼	SI	200	375	375	2.3	3.9	5	80	<12	0.80	>.33	>10	<1.5	PCS	HP	2.60	2.35	
Maret, Inc. Reader Service No. 67																			
SC	1	GI	50	125		4.0	.014	50	80	4-8		0.21		200					
SD	1	SI	200	600		2.4	.006	3	30	60		0.40		50					
SG	1	SI	300	440		4.0	.135	50	80	10		0.22		20					
SH	1	SI	200	400		4.0	.135	50	80	10		0.22		20					
SCF	1	GI	80	125		4.0	12	20	50	6	0.80	0.2		200					
SDM	1	SI	250	560		4.0	12	20	50	15	0.80	0.3		20					
SIS	1	SI	100	140		4.8	.24	30	40	10	0.80	0.3		20					
SIT	1	SI	200	250		3.5x4.8	.28	30	150	6	0.80	0.16		45					
SCT	1	GI	80	125		2.5	5	30	30	6	0.80	0.2		200					
Mitsubishi Rayon-ESKA Reader Service No. 68																			
CH1016	16	SI	250			2.2													
CH1032	32	SI	250			2.8													
CH1048	48	SI	250			3.0													
CH1064	64	SI	250			3.3													
SH1016	16	SI	250			2.2													
SH1032	32	SI	250			2.8													
SH1048	48	SI	250			3.0													

Model number	Number of fibers	Fiber index type	Fiber core diameter (µm)	Overall coated diameter (µm)	Cladding diameter (µm)	Cable diameter (mm)	Cable weight (kg/km)	Minimum bend radius (mm)	Tensile strength rating (kg)	Attenuation rating (dB/km)	Attenuation wavelength (µm)	Numerical aperture	Dispersion rating (ng/km)	Bandwidth capacity (MHz km)	Factory unit length (km)	Fiber material	Jacket material	Price (\$/m for 1 km)	Price (\$/m for 1.10 km)
SH1064	64	SI	250			3.3													
CH2007	7	SI	500			2.8													
CH2017	12	SI	500			3.0													
CH2016	16	SI	500			3.4													
CH2001	1	SI	500			1.0													
CH3001	1	SI	750			2.2													
CH4001	1	SI	1000			2.2	25	12.3	2000	0.83	50			80					
CH4002	2	SI	1000			2.2x4.6													
SH4002	2	SI	1000			2.2x4.6													
NKF Kabel B.V. Reader Service No. 59																			
LTSC 6	6	GI	50	Var.	125	8.5	65	100	1000 *		0.21	Var.	up to 1000	1.0	SI	PE/PVC + APL			
LTSC 8	8	GI	50	Var.	125	9.5	85	100	1500 *		0.21	Var.	up to 1000	1.0	SI	PE/PVC + APL			
LTSC 12	12	GI	50	Var.	125	12	130	120	1500 *		0.21	Var.	up to 1000	1.0	SI	PE/PVC + APL			
LTMF 1	1	GI	50	Var.	125	3.5	12	40	250 *		0.21	Var.	up to 1000	1.0	SI	PE/PVC Metallfree			
LTMF 6	6	GI	50	Var.	125	11	90	120	1000 *		0.21	Var.	up to 1000	1.0	SI	PE/PVC Metallfree			
LTMF 8	8	GI	50	Var.	125	12	110	120	1500 *		0.21	Var.	up to 1000	1.0	SI	PE/PVC Metallfree			
LTMF 12	12	GI	50	Var.	125	14	155	140	2000 *		0.21	Var.	up to 1000	1.0	SI	PE/PVC Metallfree			
NSG America, Inc. Reader Service No. 70																			
OPCB-110	1	SI	100	900	150	3	10	10	30	12	0.83	0.25	4.4	10	1	G	PVC		
OPCB-111	1	SI	100	900	150	3	10	10	30	15	0.83	0.50	8.8	5	1	G	PVC		
OPCB-121	1	SI	200	900	250	3	10	15	30	15	0.83	0.50	8.8	5	1	G	PVC		
OPCB-210	2	SI	100	900	150	8.5	60	30	60	15	0.83	0.25	4.4	10	0.5	G	PVC		
OPCB-211	2	SI	100	900	150	8.5	60	30	60	15	0.83	0.50	8.8	5	0.5	G	PVC		
OPCB-221	2	SI	200	900	250	8.5	60	30	60	15	0.83	0.50	8.8	5	0.5	G	PVC		
OPCB-610	6	SI	100	900	150	12	100	80	100	15	0.83	0.25	4.4	10	0.2	G	PVC		
OPCB-611	6	SI	100	900	150	12	100	80	100	15	0.83	0.50	8.8	5	0.2	G	PVC		
OPCB-621	6	SI	100	900	250	12	100	80	100	15	0.83	0.50	8.8	5	0.2	G	PVC		
Phalo/Optical Systems Division Reader Service No. 71																			
DO12-GS	1	GI	50	940	125	3.0	8.0	25	180	4.0	0.85	0.21		to 800	2	G	PU/PVC	1.30	
DO12-GS	1	GI	100	940	140	3.0	8.0	25	180	5.0	0.85	0.21		200	1	G	PU/PVC	1.60	
DO12-SS	1	SI	100	940	140	3.0	8.0	25	180	6.0	0.85	0.30		30	1	G	PU/PVC	1.55	
DO12-SS	1	SI	200	940	230	3.0	8.0	25	180	6.0	0.85	0.25		30	1	G	PU/PVC	2.30	
DO12-PS	1	SI	200	940	380	3.0	8.0	25	180	7.0	0.85	0.27		25	1	PCS	PU/PVC	1.95	
DO22-GS	2	GI	50	940	125	3x6	16.5	25	360	4.0	0.85	0.21		to 800	2	G	PU/PVC	2.55	
DO22-GS	2	GI	100	940	140	3x6	16.5	25	360	5.0	0.85	0.21		200	1	G	PU/PVC	3.15	
DO22-SS	2	SI	100	940	140	3x6	16.5	25	360	6.0	0.85	0.30		30	1	G	PU/PVC	3.10	
DO22-SS	2	SI	200	940	230	3x6	16.5	25	360	6.0	0.85	0.25		30	1	G	PU/PVC	4.50	

Model number	Number of fibers	Fiber index type	Fiber core diameter (µm)	Overall coated diameter (µm)	Cladding diameter (µm)	Cable diameter (mm)	Cable weight (kg/km)	Minimum bend radius (mm)	Tensile strength rating (kg)	Attenuation rating (dB/km)	Attenuation wavelength (µm)	Numerical aperture	Dispersion rating (ps/km)	Bandwidth capacity (MHz-km)	Factory unit lengths (km)	Fiber material	Jacket material	Price (\$/m for 1 km)	Price (\$/m for 1-10 km)
D022-PS	2	SI	200	940	380	3.6	16.5	25	360	7.0	0.85	0.27		25	1	PCS	PU/PVC		3.85
A043-GS	4	GI	50	500	125	5.6	32	100	525	4.0	0.85	0.21		to 800	1	G	PE/PU		
A043-GS	4	GI	100	940	140	5.5	32	100	525	5.0	0.85	0.21		200	1	G	PE/PU		4.85 & up
A043-GS	4	SI	100	940	140	5.6	32	100	525	6.0	0.85	0.30		30	1	G	PE/PU		4.80 & up
A063-GS	6	GI	50	500	125	5.5	32	100	525	4.0	0.85	0.21		to 800	1	G	PE/PU		
A063-GS	6	GI	100	940	140	5.5	32	100	525	5.0	0.85	0.21		200	1	G	PE/PU		7.20 & up
A063-GS	6	SI	100	940	140	5.5	32	100	525	6.0	0.85	0.30		30	1	G	PE/PU		7.20 & up
A083-GS	8	GI	50	500	125	6.5	42.5	150	720	4.0	0.85	0.21		to 800	1	G	PE/PU		
A083-GS	8	GI	100	940	140	6.5	42.5	150	720	5.0	0.85	0.21		200	1	G	PE/PU		9.60 & up
A083-GS	8	SI	100	940	140	6.5	42.5	150	720	6.0	0.85	0.30		30	1	G	PE/PU		9.60 & up
A103-GS	10	GI	50	500	125	10	44	150	720	4.0	0.85	0.21		to 800	1	G	PE/PU		
A103-GS	10	GI	100	940	140	10	44	150	720	5.0	0.85	0.21		200	1	G	PE/PU		12.00 & up
A103-GS	10	SI	100	940	140	10	44	150	720	6.0	0.85	0.30		30	1	G	PE/PU		12.00 & up
Pilkington P.E. Ltd. Reader Service No. 72																			
40 RS 250	1		200	460	250	4.5		25	25	40	.90	.48		6	1.1	G	PVC		1.69
15 RS 150	1		100	385	150	4.5		25	25	15	.90	.24		15	1.1	G	PVC		
10 RS 150	1		100	385	150	4.5		25	25	10	.90	.22		100	1.1	G	PVC		
40 RD 250	2		200	460	250	4.5		25	25	40	.90	.48		6	1.1	G	PVC		
15 RD 150	2		100	385	150	4.5		25	25	15	.90	.24		15	1.1	G	PVC		
10 RD 150	2		100	385	150	4.5		25	25	10	.90	.22		100	1.1	G	PVC		
40 LS 250	1		200	460	250	5.0		25	25	40	.90	.48		6	1.1	G	PVC		
15 LS 150	1		100	385	150	5.0		25	25	15	.90	.24		15	1.1	G	PVC		
10 LS 150	1		100	385	150	5.0		25	25	10	.90	.22		100	1.1	G	PVC		
10 LS 200	1		200	600	380	5.0		25	25	10	.85	.27		25	1.1	PCS	PVC		
10 LD 200	2		200	600	380	5.0		25	25	10	.85	.27		25	1.1	PCS	PVC		
40LO250	2		200	460	250	5.0		25	25	40	0.90	0.48		6	1.1	G/G	PVC		
15LD150	2		100	385	150	5.0		25	25	15	0.90	0.24		15	1.1	G/G	PVC		
16LD150	2		100	385	150	5.0		25	25	16	0.90	0.22		100	1.1	G/G	PVC		
40MS250	1		200	460	250	7.0		50	35	40	0.90	0.48		6	1.1	G/G	PE		
10MS150	1		100	385	150	7.0		50	35	16	0.90	0.22		100	1.1	G/G	PE		
10MS200	1		200	600	380	7.0		50	35	10	0.85	0.27		25	1.1	PCS	PE		
40MD250	2		200	460	250	7.0		50	35	40	0.90	0.48		6	1.1	G/G	PE		
10MD150	2		100	385	150	7.0		50	35	10	0.90	0.22		100	1.1	G/G	PE		
10MD200	2		200	600	380	7.0		50	35	10	0.85	0.27		25	1.1	PCS	PE		
Phillips Cables Limited Reader Service No. 73																			
6F4020F	6	GI	50	250	125	16				4				200	1.0	G	PE		8.50
8F4020F	8	GI	50	250	125	16				4				200	1.0	G	PE		11.60
12F4020F	12	GI	50	250	125	16				4				200	1.0	G	PE		14.50
16F4020F	16	GI	50	250	125	16				4				200	1.0	G	PE		19.80
24F4020F	24	GI	50	250	125	17				4				200	1.0	G	PE		23.30
6F3040F	6	GI	50	250	125	16				3				400	1.0	G	PE		10.20

Model number	Number of fibers	Fiber index type	Fiber core diameter (µm)	Overall coated diameter (µm)	Cladding diameter (µm)	Cable diameter (mm)	Cable weight (kg/km)	Minimum bend radius (mm)	Tensile strength rating (kg)	Attenuation rating (dB/km)	Attenuation wavelength (µm)	Numerical aperture	Dispersion rating (ns/km)	Bandwidth capacity (MHz.km)	Factory unit lengths (km)	Fiber material	Jacket material	Price (\$/m for 1 km)	Price (\$/m for 1-10 km)
BF3040F	8	GI	50	250	125	16			3					400	1.0 G	PE		13.90	
12F3040F	12	GI	50	250	125	16			3					400	1.0 G	PE		17.80	
16F3040F	16	GI	50	250	125	16			3					400	1.0 G	PE		24.30	
24F3040F	24	GI	50	250	125	17			3					400	1.0 G	PE		30.10	
Quartz Products Corp. Reader Service No. 74																			
QSF-200A	1		200	600	380	0.49	3		4.8	0.82	0.27			25	1.1 PCS	T			
QSF-300A	1		300	650	440	0.86	10		4.5	0.82	0.27			20	1.1 PCS	T			
QSF-400A	1		400	850	550	1.25	12		3.5	0.82	0.27			15	1.1 PCS	T			
QSF-600A	1		600	1060	750	1.95	15		3	0.82	0.27			9	1.1 PCS	T			
QSF-1000A	1		1000	1550	1250	3.90	25		3	0.82	0.27				1.1 PCS	T			
QSFUV200	1		200	600	380	0.49	3		8	0.82	0.40				1.1 PCS	T			
QSFUV400	1		400	850	550	1.25	12		8	0.82	0.40				1.1 PCS	T			
QSFUV600	1		600	1060	750	1.95	15		8	0.82	0.40				1.1 PCS	T			
QSFUV1000	1		1000	1550	1250	3.90	25		8	0.82	0.40				1.1 PCS	T			
QSF200AS	1		133	450	200				5	0.82	0.2			20	1.1 S	T			
QSF300AS	1		200	650	300				5	0.82	0.2			20	1.1 S	T			
Sacor Optical Cable Reader Service No. 75																			
155	1	GI	200	1000	230	3.8	12.5	50	10.2	.35	0.85	0.4		5	1.0 G	PU	1.65	1.40	
144	1	GI	100	950	140	3.0	7.5	50	5.1	10	0.85	0.3		20	1.0 G	PU	1.50	1.30	
174	1	GI	50	950	125	3.0	7.5	50	5.1	7	0.85	0.2		250	1.0 G	PU	1.50	1.30	
104	1	GI	50	950	125	3.0	7.5	50	5.1	4.5/ 3.0	0.85/ 1.300	0.2		250	1.0 G	PU	1.50	1.30	
Talco Duct & Aerial	6	GI	50	250	125	8.0	50	100	30.6	3.0	0.85	0.2			1.0 G	PE			
	8	GI	50	250	125	8.5	65	100	30.6		0.85	0.2			1.0 G	PE			
	10	GI	50	250	125	8.5	75	100	30.6	4.5	0.85	0.2			1.0 G	PE			
	12	GI	50	250	125	10.5	90	100	30.6	1.0	1.30	0.2			1.0 G	PE			
Direct Buried	6	GI	50	250	125	10.5	110	250	30.6		1.30	0.2			1.0 G	PE			
	8	GI	50	250	125	11.0	130	250	30.6	2.5	1.30	0.2			1.0 G	PE			
	10	GI	50	250	125	12.0	150	250	30.6	3.0/ 1.5	0.85/ 1.30	0.2			1.0 G	PE			
	12	GI	50	250	125	13.0	170	300	30.6	3.0/ 1.5	0.85/ 1.30	0.2			1.0 G	PE			
177S	1	GI	50/ 100	950	125/ 140	3.0	7.5	50	5.1		0.2/ 0.3				1.0 G	PU			
277R	2	GI	50/ 100	950	125/ 140	6.0	3.0	80	10.2		0.2/ 0.3				1.0 G	PU			
677T	6	GI	50/ 100	950	125/ 140	6.5	50	150	25.5		0.2/ 0.3				1.0 G	FEB			
677S	6	GI	50/ 100	500	125/ 140	6.0	32.5	80	15.3		0.2/ 0.3				1.0 G	PU			
877G	8	GI	50	250	125	13.0	140	250	25.5		0.2				1.0 G	PE			
Fan-Out Cable	2	GI	50/ 100	250/ 950	125/ 140	8.0	55	100	15.3		0.2/ 0.3				1.0 G	PVC			
	4	GI	50/ 100	250/ 950	125/ 140	9.5	80	100	15.3		0.2/ 0.3				1.0 G	PVC			

Model number	Number of fibers	Fiber Index type	Fiber core diameter (µm)	Overall coated diameter (µm)	Cladding diameter (µm)	Cable diameter (mm)	Cable weight (kg/km)	Minimum bend radius (mm)	Tensile strength rating (kg)	Attenuation rating (dB/km)	Attenuation wavelength (µm)	Numerical aperture	Dispersion rating (ns/km)	Bandwidth capacity (MHz-km)	Factory unit lengths (km)	Fiber material	Jacket material	Price (\$/m for 1 km)	Price (\$/m for 1-10 km)
	6	GI	50/100	250/950	125/140	11.0	115	115	15.3			0.2/0.3			1.0 G	PVC			
	8	GI	50/100	250/950	125/140	13.0	165	130	15.3			0.7/0.3			1.0 G	PVC			
Mini-Bundle	48	GI	50	250	125	12.5	145	125	61.2			0.2			1.0 G	PE			
	66	GI	50	250	125	14.5	195	150	61.2			0.2			1.0 G	PE			
	144	GI	50	250	125	19	300	190	61.2			0.2			1.0 G	PE			
Storm Product Co. Reader Service No. 76																			
60-001	1	SI	200	600	400	3.47	13.25	58		5	0.85	0.22		25	0.5 PCS	PVC			
60-004	1	SI	600	1060	750	3.81	12.75	68		5	0.85	0.22		9	0.5 PCS	PVC			
60-200-5	2	SI	200	600	400		28.7	17.4		5	0.85	0.22		25	0.5 PCS	PVC			
60-015-4	4	SI	200	600	400	10.5	1			5	0.85	0.22		25	0.5 PCS	PVC			
60-101-2	1	GI	50	250	125	3.2	12.75	12.4		6	0.85	0.20		200	1.0 GC	PVC			
Times Fiber Communications Reader Service No. 77																			
LC-6-1	1	SI	200 *	250	3.5x4.8	28	30	150	8	0.82	0.15		45	1.1 G	PVC				
LC-8-1	1	SI	200 *	250	3.5x4.8	28	30	150	8	0.82	0.15		45	1.1 G	PVC				
LC-10-1	1	SI	200 *	250	3.5x4.8	28	30	150	10	0.82	0.15		45	1.1 G	PVC				
LC-6-2	2	SI	200 *	250	10.2	55	70	250	8	0.82	0.15		45	1.1 G	PVC				
LC-8-2	2	SI	200 *	250	10.2	55	70	250	8	0.82	0.15		45	1.1 G	PVC				
LC-10-2	2	SI	200 *	250	10.2	55	70	250	10	0.82	0.15		45	1.1 G	PVC				
IN-6	1	GI	50 550	125	3.5x4.8	28	30	150	6	0.82	0.15		200/400	1.1 G	PVC				
	2	GI	50 550	125	6.9	55	70	250	8	0.82	0.15		200/400	1.1 G	PVC				
	4	GI	50 550	125	9.2	85	100	1000	6	0.82	0.15		200/400	1.1 G	PVC				
	6	GI	50 550	125	12.1	145	125	1000	6	0.82	0.15		200/400	1.1 G	PVC				
	8	GI	50 550	125	14.5	215	150	1000	6	0.82	0.15		200/400	1.1 G	PVC				
IN-10	1	GI	50 550	125	3.5x4.8	28	30	150	10	0.82	0.15		200/400	1.1 G	PVC				
	2	GI	50 550	125	6.9	55	70	250	10	0.82	0.15		200/500	1.1 G	PVC				
	4	GI	50 550	125	9.2	85	100	1000	10	0.82	0.15		200/400	1.1 G	PVC				
	6	GI	50 550	125	12.1	145	125	1000	10	0.82	0.15		200/400	1.1 G	PVC				
	8	GI	50 550	125	14.5	215	150	1000	10	0.82	0.15		200/400	1.1 G	PVC				
AD-6	2	GI	50 550	125	10.2	90	100	1000	6	0.82	0.16		400	1.1 G	P				
	4	GI	50 550	125	10.2	90	100	1000	6	0.82	0.16		400	1.1 G	P				
	6	GI	50 550	125	12.6	138	125	1250	6	0.82	0.16		400	1.1 G	P				
	8	GI	50 550	125	15.0	191	150	1500	6	0.82	0.16		400	1.1 G	P				
	12	GI	50 550	125	20.8	360	200	2250	6	0.82	0.16		400	1.1 G	P				
BR-6	2	GI	50 550	125	13.3	187	130	1150	6	0.82	0.16		400	1.1 G	P				

Model number	Number of fibers	Fiber index type	Fiber core diameter (µm)	Overall coated diameter (µm)	Cladding diameter (µm)	Cable diameter (mm)	Cable weight (kg/km)	Minimum bend radius (mm)	Tensile strength rating (kg)	Attenuation rating (dB/km)	Attenuation wavelength (µm)	Numerical aperture	Dispersion rating (ps/km)	Bandwidth capacity (MHz-km)	Factory unit lengths (km)	Fiber material	Jacket material	Price (\$/m for 1 km)	Price (\$/m for 1-10 km)
	4	GI	50	550	125	13.3	187	130	1150	6	0.82	0.16		400	1.1	G	P		
	6	GI	50	550	125	15.7	256	165	1450	8	0.82	0.16		400	1.1	G	P		
	8	GI	50	550	125	18.6	344	186	1650	6	0.82	0.16		400	1.1	G	P		
	12	GI	50	550	125	24.5	582	245	2500	6	0.82	0.16		400	1.1	G	P		
Valtec Reader Service No. 78																			
LC06-	1	PG	100	400	140	5.1	30	150	51	4	0.90	0.20		200		G	PVC		
40030-01																			
MG05-	1	GI	50	250	125	6.1	30	150	51	4	0.85	0.20		200		G	PVC		
40030-01																			
PC10-	1	SI	250	550	350	5.1	30	150	61	12	0.80	0.30		25		PCS	PVC		
40030-01																			
PC10-	2	SI	250	550	350	7.2x4.3	40	150	61	12	0.80	0.30		25		PCS	PVC		
40050-02																			
MG05-	2	GI	50	250	125	7.2x4.3	40	150	51	4	0.85	0.20		200		G	PVC		
40050-02																			
LC06-	2	PG	100	400	140	7.2x4.3	40	150	51	4	0.90	0.20		200		G	PVC		
40050-02																			
MG05-	4,5,6	GI	50	250	125	8.3	60	200	184	<4	0.85	0.20		>200		G	PE		
40095-04/06																			
MG05-	4,5,6	GI	50	250	125	11.4	130	500	184	<4	0.85	0.20		>200		G	PE		
401005-04/06																			
(w/steel)																			
MG05-	4,5,6	GI	50	250	125	10.0	75	200	184	<4	0.85	0.20		>200		G	PE		
40105-04/06																			
(w/strain-relieved channels)																			
MG05-	7	GI	50	250	125	8.9	76	200	184	<4	0.85	0.20		>200		G	PE		
40135-07																			
MG05-	8	GI	50	250	125	9.5	93	200	300	<4	0.85	0.20		>200		G	PE		
40135-08																			
MG05-	9	GI	50	250	125	10.1	89	200	300	<4	0.85	0.20		>200		G	PE		
40135-09																			
MG05-	10	GI	50	250	125	10.7	105	200	300	<4	0.85	0.20		>200		G	PE		
40135-10																			
MG05-	12	GI	50	250	125	11.9	168	200	700	<4	0.85	0.20		>200		G	PE		
40135-12																			
MG05-*	10	GI	50	250	125	13.5	178	500	300	<4	0.85	0.20		>200		G	PE		
401405-10																			
(w/steel)																			
MG05-**	10	GI	50	250	125	14.0	159	200	300	<4	0.85	0.20		>200		G	PE		
40145-10																			
(w/strain-relieved channels)																			

NOTES

Allme Optronics
 *Fiber under jacket
C.L.T.O.
 All cables can contain any size of graded index fibers from C.L.T.O.
 Overall Cable Length
 All cables contain 500m of spare fibers.
General
 * Jacket is flame-retardant polyurethane
 ** See Table B-1
 * Attenuation at 1300nm at 95 meters and 1 dB @ 100m at 1.3 microns.
 Tensile Fiber Characteristics
 * Overall coated diameter is 425 ± 30 microns.

VALUES

* All F-12 channel configurations can be arranged in a 6-1/2 inch or 8 inch
 ** All F-12 channel configurations can be arranged in a 6-1/2 inch or 8 inch

SYMBOLS

For fiber material and jacket material:
 PVC Polyurethane sheath
 G Glass
 S Silica
 E Ethylene
 For fiber index type:
 GI Graded index
 PG Plastically graded
 SI Step index

APENDICE SOBRE INFORMACION TECNICA
DE SISTEMAS ANALOGICOS Y DIGITALES.
(CAPITULO 6.- SISTEMAS DE COMUNICA-
CION POR FIBRAS OPTICAS)

Transmitter Model Number	Receiver Model Number	Emitter Type	Detector Type	Total CW Power (mW)	Optical Sensitivity (µW)	Operating Wavelength (nm)	In/Output Impedance (ohms)	Input Voltage Range (V)	Output Voltage Range (V)	System Bandwidth (MHz)	DC Coupled (Yes or No)	Pigtails (Yes or No)	Electrical Connector Type	Optical Connector Type	Operating Temperature (°C)	Power Requirement	Linearity (%/Bandwidth)	Optical Loss Budget (dB)	Maximum Cable Length (m)	Fiber Type	Dynamic Range (dB)	Termination Cable (Yes or No)	Size (cm) - TX/RX	Price Per Pair (US \$)
ARTEL COMMUNICATIONS CORP. Reader Service Number 43																								
T2020	R2020	LED	PIN	>.05	2	850	75	<2	1V p-p	15	*	Y	BNC	T	0-50	4W	1	6	800	GI	65		5x14 x1	
T2000L	R2000L	LED	PIN	>.1	.2	850	75	<2	1V p-p	15	*	Y	BNC	T	0-50	4W	1	25	6k	GI	66		5x14 x1	
T-2050	R-2000	LED	PIN	>.05	1	850	75	<2	1V p-p	30	*	Y	BNC	T	0-50	4W	1	10	1500	GI	62		5x14 x1	
T-2000	R-2000	LED	PIN	>.1	1	850	75	<2	1V p-p	30	*	Y	BNC	T	0-50	4W	1	16	3200	GI	62		5x14 x1	
BURR-BROWN Reader Service Number 44																								
FOT114 KG-IR	FOR110 KG	LED*	Si PIN	.31	.015 typ.	880	10 ¹⁰ VFC	±10mV ±10V	TTL pulse	DC to 40kHz	Y	N	32pin DIP	SMA	-40-70	**	.05 mx	.42 ***	10k	Qk PCS Si	R27 T.15	Y	5.3x 2.9x 1.0	192
FOT114 KG	FOR110 KG	LED*	Si PIN	.031	.015 typ.	665	10 ¹⁰ VFC	±10mV ±10V	TTL pulse	DC to 40kHz	Y	N	32pin DIP	SMA	-40-70	**	.05 mx	.33 ***	4.5k	Jry	R27 T.15	Y	5.3x 2.9x 1.0	188
C. L. T. O. Reader Service Number 45																								
B10E	B10R	LED	APD		.1	1310	75	0-1	0-2	10	N	Y	BNC	4032C 4034	0-40		5	10	5k	50/125 100/140		Y		
E10CL	R10CL	LED	PIN		1.5	850	75	1V p-p	1V p-p		N	Y	BNC	4012C 4034	0-40		2	13	5k	50/125 100/140		Y		
AF150E	AF150R	LED	PIN		.5	850	1M 50	1V p-p	1V p-p	.15	Y	Y	BNC	4032C 4034	0-40		5	10	2k	50/125 100/140		Y		
A40E	A40R	LED	PIN		2	850	50	1V p-p	1V p-p	40	N	Y	BNC	4032C 4034	0-40		5	5	2k	50/125 100/140		Y		
A10E	A10R	LED	PIN		2	850	75	0-1	0-2	10	N	Y	BNC	4032C 4034	0-40		5	5	2k	50/125 100/140		Y		
DYNAMIC MEASUREMENTS CORP. Reader Service Number 46																								
5701	5702	LED	PIN	.5	5	820	7k Δ	±1	±1	DC to 1	Y	N	PC mt.	AMP	0-70	±15 +5V	.1	*	2k	200 μm core			6.4x 7.6x 1.3	649
5704	5705	LED	PIN	.5	5	820	7k Δ	±5	±5	DC to 1	Y	N	PC mt.	AMP	0-70	±15 +5V	.1	*	2k	200 μm core			6.4x 7.6x 1.3	699
5707	5708	LED	PIN	.5	5	820	7k Δ	±10	±10	DC to 1	Y	N	PC mt.	AMP	0-70	±15 +5V	.1	*	2k	200 μm core			6.4x 7.6x 1.3	699
5711	5712	LED	PIN	.5	5	820	7k Δ	±1	±1	DC to 1	Y	N	PC mt.	T	0-70	±15 +5V	.1	*	2k	200 μm core			6.4x 7.6x 1.3	669
5714	5715	LED	PIN	.5	5	820	7k Δ	±5	±5	DC to 1	Y	N	PC mt.	T	0-70	±15 +5V	.1	*	2k	200 μm core			6.4x 7.6x 1.3	719
5717	5718	LED	PIN	.5	5	820	7k Δ	±10	±10	DC to 1	Y	N	PC mt.	T	0-70	±15 +5V	.1	*	2k	200 μm core			6.4x 7.6x 1.3	719
5601	5602	LED	PIN	.5	5	820	20k Δ	±1	±1	DC to 10kHz	Y	N	PC mt.	AMP	0-70	±15 +5V	.03	*	2k	200 μm core			6.4x 7.6x 1.3	519
5604	5605	LED	PIN	.5	5	820	20k Δ	±5	±5	DC to 10kHz	Y	N	PC mt.	AMP	0-70	±15 +5V	.03	*	2k	200 μm core			6.4x 7.6x 1.3	569
5607	5608	LED	PIN	.5	5	820	20k Δ	±10	±10	DC to 10kHz	Y	N	PC mt.	AMP	0-70	±15 +5V	.03	*	2k	200 μm core			6.4x 7.6x 1.3	569
5611	5612	LED	PIN	.5	5	820	20k Δ	±1	±1	DC to 10kHz	Y	N	PC mt.	T	0-70	±15 +5V	.03	*	2k	200 μm core			6.4x 7.6x 1.3	529

Transmitter Model Number	Receiver Model Number	Emitter Type	Detector Type	Total CW Power (mW)	Optical Sensitivity (dB)	Operating Wavelength (nm)	In/Output Impedance (ohms)	Input Voltage Range (V)	Output Voltage Range (V)	System Bandwidth (MHz)	DC Coupled (Yes or No)	Pigtails (Yes or No)	Electrical Connector Type	Optical Connector Type	Operating Temperature (°C)	Power Requirement	Linearity (%/Bandwidth)	Optical Loss Budget (dB)	Maximum Cable Length (m)	Fiber Type	Dynamic Range (dB)	Termination Cable (Yes or No)	Size (cm) - TX/RX	Price Per Pair (US \$)	
5614	5615	LED	PIN	5	5	820	20k	±5	±5	DC to 10kHz	Y	N	PC mt.	1	0-70	±15 ±5V	03	*	2k	200 µm core			5.4 x 7.6 x 1.3	589	
5617	5618	LED	PIN	5	5	820	20k	±10	±10	DC to 10kHz	Y	N	PC mt.	1	0-70	±15 ±5V	03	*	2k	200 µm core			5.4 x 7.6 x 1.3	589	
FAIRCHILD Reader Service Number 47																									
FFE 3100		LED		.04		670		1.8		100	N		TO18		40-85	2W									
FFE 4100		LED		.04		670		1.8		100	N		DIP		40-85	2W									
	FFD 3100		IC		1	600-1000		5	5	.1	N		TO18		40-85	1W									
	FFD 4100		IC		1	600-1000		5	5	.1	N		TO18		40-85	1W									
FOCOM SYSTEMS Reader Service Number 48																									
	FC1643		APD			75		0-1	10	10	Y	N	64 DIN	SMA	0-50	12V	2	40				Y	10 x 15	1200	
	FC1641		PIN			75		0-1	10	10	Y	N	64 DIN	SMA	0-50	12V	2	25				Y	10 x 15	500	
	FC1645	LED		.2		820	75	0-1		10	Y	N	64 DIN	SMA	0-50	12V	2	75				Y	10 x 16	500	
	FC1645A	LED		.2		820	75	0-1		10	Y	Y	64 DIN	SMA	0-50	12V	2	30				Y	10 x 16	400	
	FC1404T	LED		.2		820	75	0-1		8	Y	N	9' D'	SMA	0-80	12V	2	25				Y	4 x 4	200	
	FC1404R	PIN				75		0-1	8	8	Y	N	9' D'	SMA	0-50	12V	2	25				Y	4 x 4	200	
FOUNDATION INSTRUMENTS Reader Service Number 49																									
T3		LED Burnus		.03 -14dBm		830	75	1.5 mx p-p			Y		BNC	NEC Secor	0-40	12V @ 250 mA	3		3k	50 or 100 core G	100 GI	N	12.7 x 5.7 x 3.17		
	R3		PIN			2.5 nm	75	1.5 mx p-p	15	15	N	Y	BNC	NEC Secor	0-40	12V @ 50 mA	9		3k	50 or 100 core G	100 GI	N	12.7 x 5.7 x 3.17	1575	
	6300Y	LED Burnus		.03 -14 dBm		830	75	1.5 mx p-p			N		BNC	Deutsch	0-40	12V @ 250 mA	3		3k	50 or 100 core G	100 GI	Y	16.26 x 13.2 x 6.9		
	6300R		PIN			2.5 nm	75	1.5 mx p-p	15	15	N	N	BNC	Deutsch	0-40	12V @ 50 mA	9		3k	50 or 100 core G	100 GI	Y	16.26 x 13.2 x 6.9	1529	
	6310T	LED Burnus		.03 -14 dBm		830	75	1.5 mx p-p			N		BNC	Deutsch	0-40	12V @ 250 mA	3		3k	50 or 100 core G	100 GI	Y	16.26 x 13.2 x 6.9		
	6300R		PIN			2.5 nm	75	1.5 mx p-p	15	15	N	N	BNC	Deutsch	0-40	12V @ 50 mA	9		3k	50 or 100 core G	100 GI	Y	16.26 x 13.2 x 6.9	2315	
HAMAMATSU CORP. Reader Service Number 50																									
C1308		CaAlAs				820 ±10	50	+1.5 +4		.01			BNC	*	0-40	72mA							215 x 126 x 370mm	3600	
HITACHI CABLE Reader Service Number 51																									
HL-V 060F-T	HL-V 060F-R	LED	PIN	.05	1	840	75	8-1.2	8-1.2	6	N	Y	BNC	Hrac.	0-45	T.15 R15	5 mx	15	5k	500/25 GI	17	N	20 x 6 x 18		
HL-V 060(B)T	HL-V 060(B)R	LED	PIN	.07	5	840	75	8-1.2	8-1.2	6	N	N	BNC	Hrac.	0-45	T.1.7 R.9	5 mx	5	500	180/ 320 SI	6	N	4 x 3 x 7		
HL-V 060(A)T	HL-V 060(A)R	LED	PIN	.02	5	840	75	8-1.2	8-1.2	6	N	N	BNC	Hrac.	0-45	T.10 R.10	5 mx	5	500	180/ 320 SI	6	N	3 x 5 x 14		
HONEYWELL OPTOELECTRONICS Reader Service Number 52																									
HFM 4005-00	HFM 3035-001	LED	PIN	1	4	820	75	±1	±1	5	N	N	BNC	SMA	-20-85	115 V AC		24	3k	250 µm	30	Y	7.5 x 13 x 15	800	

Transmitter Model Number	Receiver Model Number	Emitter Type	Detector Type	Total CW Power (mW)	Optical Sensitivity (µW)	Operating Wavelength (nm)	In/Output Impedance (ohms)	Input Voltage Range (V)	Output Voltage Range (V)	System Bandwidth (MHz)	DC Coupled (Yes or No)	Pigtails (Yes or No)	Electrical Connector Type	Optical Connector Type	Operating Temperature (°C)	Power Requirement	Linearity (%/Bandwidth)	Optical Loss Budget (dB)	Minimum Cable Length (m)	Fiber Type	Dynamic Range (dB)	Termination Cable (Yes or No)	Size (cm) - TX/RX	Price Per Pair (US \$)
--------------------------	-----------------------	--------------	---------------	---------------------	--------------------------	---------------------------	----------------------------	-------------------------	--------------------------	------------------------	------------------------	----------------------	---------------------------	------------------------	----------------------------	-------------------	-------------------------	--------------------------	--------------------------	------------	--------------------	-------------------------------	-------------------	------------------------

ITT COMPONENTS GROUP Reader Service Number 53

TXA 006D	RXA 006	ELED	APD	.08	1	850	75	1p-p	1p-p	12	N	N	BNC	OCN 101	0-50	BW	3*	21	6k	1		N	22x 16x9	
TXA 006C	RXA 006	LED	APD	.05	1	900	75	1p-p	1p-p	12	N	N	BNC	OCN 101	0-50	BW	3*	18		1		N	22x 16x9	
TXA 006B	RXA 006	LED	APD	.03	1	900	75	1p-p	1p-p	12	N	N	BNC	OCN 101	0-50	BW	3*	16		1		N	22x 16x9	
TXA 006A	RXA 006	LED	APD	.02	1	900	75	1p-p	1p-p	12	N	N	BNC	OCN 101	0-50	BW	3*	13		1		N	22x 16x9	

MATH ASSOCIATES Reader Service Number 54

XA 1000	RA-1000	LED	PIN			820	1000	10 RMS	1 RMS	10 MHz	Y	N	BNC	SMA or AMP	0-50	*	1	30	1k+	all	50	Y	6.4x 12x 3.2	387
XA-1200	RA-1200	LED	PIN			820	1000	3p-p	3p-p	1	Y	N	BNC	SMA or AMP	0-50	*	1	30	1k+	all	50	Y	6.4x 12x 3.2	509
XA-1400	RA-1400	LED	PIN			820	1000	0-10	0-10	10 Hz	Y	N	BNC	SMA or AMP	0-50	*	5	30	1k	all	50	Y	6.4x 12x 3.2	419
XA-1800	RA-1800	LED	PIN			820	600	1 RMS	1 RMS	10 Hz-40 kHz	N	N	BNC	SMA or AMP	0-50	*	1	30	1k+	all	50	Y	6.4x 12x 3.2	302
XV-1100	RV-1100	LED	PIN			820	75	1.3 p-p	1.3 p-p	10 Hz-10 MHz	N	N	BNC	SMA or AMP	0-50	*	1	30	1k	all	50	Y	6.4x 12x 3.2	446
XD-1000	RD-1000	LED	PIN			820					Y	N	BNC	SMA or AMP	0-50	†		30	1k+	all		Y	6.4x 12x 3.2	340
XD-1100	RD-1100	LED	PIN			820					Y	N	BNC	SMA or AMP	0-50	**		30	1k	all		Y	4.2x 7.2x 2.5	170

PHOTON KINETICS, INC. Reader Service Number 55

23	35	CW laser	Si APD	7	.02	850	50	±1	0.1	>1000	N	N	SMA	beam	0-40	4	*				50	N	8x9 x4	4850
24	30	CW laser	Ge APD	5	.2	1300	50	±1	0.1	>1000	N	N	SMA	beam	0-40	4	*				38	N	8x9 x4	8000

NOTES

Arcal:

- * DC clamped
- † Amphenol

Burr-Brown:

- * GaAlAs
- † Typical into 200 µm 0.48 NA fiber
- ** Transmitter: 25 V @ 375 mA; ± 15 V @ 20 mA
- Receiver: ± 15 V @ 37 mA
- *** Typical with 200 µm core fiber

C. L. T. O.:

- * Video and clamp

Dynamic Measurements:

- * Cable dependent
- † Amphenol

Hamamatsu:

- * Light pipe, collimating lens

Honeywell:

- * With 100 µm core fiber

ITT

- * 2T pulse and bar
- † 50/125 graded index silica

Math Associates:

- * ±15-25V @ 250mA
- † +7 - +30 @ 200mA
- ** +7 - +25 @ 200mA

Meret Inc.

- Survey was returned after the deadline
- For information on Meret data links, circle reader service number 65.

Photon Kinetics

- * Dependant upon modulation level and received signal level

ABBREVIATIONS

- Amph. = Amphenol
- BP = balanced pair
- Deut. = Deutsch
- Glx = glass
- M = modular
- Man. = Manchester
- p-p = peak-to-peak
- WW = wire wrap

General Optonics:

- Survey was returned after the deadline. For information on General Optonics' analog data links, circle reader service number 58.

Transmitter Model Number	Receiver Model Number	Emitter Type	Detector Type	Total CW Power (mW)	Optical Sensitivity (µW)	Wavelength (nm) - TX/RX	Data Rate	BER	DC Coupled (Yes or No)	Pigtails (Yes or No)	Electrical Connector Type	Optical Connector Type	Operating Temperature (°C)	Power Requirement (W) - TX/RX	Data Format Compatibility	Optical Loss Budget (dB)	Maximum Cable Length (m)	Fiber Type	Maximum Duty Cycle (%)	Termination Cable (Yes or No)	Size - TX/RX	Dynamic Range (dB) - TX/RX	Price per pair (US \$)	
ARTEL COMMUNICATIONS CORP. Reader Service Number 43																								
T2010	R2010	LED	PIN	0	0	850	<50 Mbps	10 ⁻⁹	Y	Y	BNC	Ampr	0-50	4	TTL ECL	10-20	5k	GI	100	Y	5x 14x1			
AUGAT FIBEROPTICS Reader Service Number 56																								
CL10 698-125FGI	CL10 698-177OGI	LED	PIN	38	2.5	880	DC to 10	10 ⁻⁹	Y	N	24 pin DIP	Augat	0-70/0-55	.13/ .65	TTL	12	150	SI	100	Y	3.2x 15		197	
D40 698 208GI	Dx3698 207GI	LED	PIN	40	6	820	DC to 40 Mbps	10 ⁻⁸	Y	N		Augat	0-70/0-55	.75/ 1.5	TTL	8	500	SI	100	Y	5.4/ 8.9x 3.8		264	
M25698 M25TI	M25698 M25RI	LED	PIN	160	4	820	DC to 25 Mbps	10 ⁻⁹	Y	N	Std. IC	Augat SMA	0-70/0-55	.65	TTL	16	1k	SI	100	Y	3.4x 2.2/ 7.1x4.1		418	
BURR-BROWN Reader Service Number 44																								
FOT 210KG-820	FOR 120KG	LED	Si PIN	.041	.075	820	10 Mbps NRZ	10 ⁻¹⁴	N	N	32 pin DIP	SMA	-40-70	**	Man	37 ***	10k	GLS PCS Si	50	Y	5.3x 2.9x 1.0	13/ 20	147.50	
FOT 110KG-IR	FOR 110KG	LED	Si PIN	.091	.015	880	1 Mbps NRZ	10 ⁻¹⁴	Y	N	32 pin DIP	SMA	-40-70	11	any	37 ***	8.7k	GLS PCS Si	100	Y	5.3x 2.9x 1.0	13/ 27	147.50	
FOT 110KG	FOR 110KG	LED	Si PIN	.011	.015	665	2 Mbps	10 ⁻¹⁴	Y	N	32 pin DIP	SMA	-40-70	11	any	28 ***	3.9k	GLS PCS Si	100	Y	5.3x 2.9x 1.0	13/ 27	143	
CANOGA DATA SYSTEMS Reader Service Number 57																								
CSY-306	CSY-306	LED	PIN	-17	-33	820	<4 Mbps	10 ⁻⁹	Y	N	Var.	SMA	-10-60	<10	any	15	Var.	Var.	any	Y	*	8	†	
CAS-100	CAS-100	LED	PIN	-17	-33	820	<56 kbps	10 ⁻⁹	Y	N	Var.	SMA	-10-60	<5	any	15	Var.	Var.	any	Y	*	10	†	
CSY-100	CSY-100	LED	PIN	-17	-33	820	<56 kbps	10 ⁻⁹	Y	N	Var.	SMA	-10-60	<5	any	15	Var.	Var.	any	Y	*	10	†	
C. L. T. O. Reader Service Number 45																								
E20AE	E20AR	LED	PIN		.5	850	0-20 Mbps	10 ⁻⁸	Y	Y		*	0-40		TTL	13	5k	†		Y				
E025E	E025R	LED	PIN		.03	850	7000 Mbps	10 ⁻⁸	N	Y		*	-20-70		HD63	23	5k	†		Y				
H02AE	H02AR	LED	PIN		.03	850	3000-2 Mbps	10 ⁻⁸	N	Y		*	-10-50		TTL	23	5k	†		Y	DIL24 12x33 x54			
H02BE	H02BR	LED	PIN		.3	850	0-2 Mbps	10 ⁻⁸	Y	Y		*	-10-50		TTL MOS	12	5k	†		Y	DIL 24			
CODENOLL Reader Service Number 58																								
Codelink 20AT	Codelink 20AR			50/ 150	.5	830	20 NRZ	10 ⁻⁹	N	Y		*	0-70	550 5V			8k+			80	Y	5.44x 2.90		
Codelink 10T	Codelink 10R	LED	PIN	50/ 150/ 350	1	830	DC to 10	10 ⁻¹⁵	Y	Y		*	0-70	875 5V	TTL		8k+			Y	5.44/ 4.42x 2.9	<300		
Codelink 50T	Codelink 50R	LED	PIN	20/ 50/ 100	5	830	DC to 50	10 ⁻¹⁵	Y	Y		*	0-70	875 5V	TTL		5k+			Y	5.44/ 4.42x 2.9	<300		
Codelink 100T	Codelink 100R	LED	PIN	1.5	.5	820/ 830	DC to 100 NRZ	10 ⁻¹⁵	N	Y		*	0-60	525 15V	ECL		5k+			80	Y	9.53x 5.08		
EOTec CORP. Reader Service Number 59																								
ELT 02		IR LED		.7mm		820	4 Mbps		N	Term.	AMP		0-55	5W 170 mA	MRZ Man.								9.3x 3.8x 3.1	

Transmitter Model Number	Receiver Model Number	Emitter Type	Detector Type	Total CW Power (mW)	Optical Sensitivity (µW)	Wavelength (nm) - TX/RX	Data Rate	BER	DC Coupled (Yes or No)	Pigtails (Yes or No)	Electrical Connector Type	Optical Connector Type	Operating Temperature (°C)	Power Requirement (W) - TX/RX	Data Format Compatibility	Optical Loss Budget (dB)	Maximum Cable Length (m)	Fiber Type	Maximum Duty Cycle (%)	Termination Cable (Yes or No)	Size - TX/RX	Dynamic Range (dB) - TX/RX	Price per pair (US \$)
	ELR02		PIN PO		.6			10 ⁻⁹	Y	N	Term	AMP	0-55	5V@ 36 mA	MRZ				50		9 mm x 1 mm		
	ELT25			.7		820	50 Mbps		N	N	Term	AMP	0-55	5V@ 170 mA	MRZ						9 mm x 1 mm		
	ELR25				.9			10 ⁻⁹	N	N	Term	AMP	0-55	15V @+60 mA	MRZ				50		9 mm x 1 mm		

FAIRCHILD Reader Service Number 47

FFE 2000		IR LED		.06		900	100 MHz		N	N	TO 18		-40-85	.2	any				100	N	.5		
FFE 2100		LED		.04		670	100 MHz		N	N	TO 18		-40-85	.2	any				100		.5		
FFE 3100		LED		.04		670	100 MHz		N	N	TO 18		-40-85	.2	any				100		.5		
	FFD 1000		IC			600- 1000	7 MHz		Y	N	TO 18	FOAC	-20-65	.1	any		Gr	100		.5		20	
	FFD 2000		IC			600- 1000	7 MHz		Y	N	TO 18		-40-85	.1	any				100		.5		20
	FFD 3000		IC			600- 1000	7 MHz		Y	N	TO 18		-40-85	.1	any				100		.5		20
	FFD 3100		IC			600- 1000	100 kHz		Y	N	TO 18		-40-85	.1	any				100		.5		20
FFE 4100	FFD 4100	LED	IC	.04	1	670	100 kHz	10 ⁻⁹	Y	N	DIP	Speed	-40-85	.3	any	35		Pls.	100	Y		20	

FOCOM SYSTEMS Reader Service Number 48

FC 1646		LED		.2		820	10 Mbps	10 ⁻⁹	Y	N	64 DIN	SMA	50	2	Man TTL	25				Y	10x 16		500
FC 1403T		LED		.2		820	3 Mbps	10 ⁻⁹	Y	N	9 D	SMA	50	2	TTL	25				Y	4x4		200
FC 1646A		LED		.2		820	10 Mbps	10 ⁻⁹	Y	Y	64 DIN	SMA	50	2	TTL	35				Y	10x 16		950
	FC 1403R		PIN				3 Mbps	10 ⁻⁹	Y	N	9 D	SMA	50	1.5	TTL	25				Y	4x4		20
	FC 1644		APD				10 Mbps	10 ⁻⁹	Y	N	64 DIN	SMA	50	1.5	TTL	40				Y	10x 16		1200
	FC 1642		PIN				10 Mbps	10 ⁻⁹	Y	N	64 DIN	SMA	50	1.5	TTL	25				Y	10x 16		500

FOUNDATION INSTRUMENTS Reader Service Number 49

6400T		Burial		.03		830	5 Mbps		N	N	AMP D	Dist.	0-40	±12V @250 mW	TTL	28	6k	50 or 100µm core GI	50	N	16.26 x13.2 x6.9		
	6400R		PIN	2				10 ⁻⁹	N	N	AMP D	Dist.	0-40	±12V @50 mW	TTL			50/ 100 GI		N	16.26 x13.2 x6.9	22	1050
6500T	6500R	Burial	PIN	.03	2	830	56 kbps	10 ⁻⁹	N	N	AMP D	Dist.	0-40	±12V @250 mW	RS 232	28	6k	50/ 100 GI	50	N	16.26 x13.2 x6.9	22	1120
6350LT ***		Burial		.03		830			N	N	AMP D	Dist.	0-40	±12V @250 mW	Analog Video	28	6k	50 or 100µm core GI		N	16.26 x13.2 x6.9		
	6350LR ***		PIN	2					N	N	AMP D	Dist.	0-40	±12V @50 mW				50 or 100µm core GI		N	16.26 x13.2 x6.9	21	3125
6360LT ***		user		.1		830			N	N	AMP D	Dist.	0-40	±12V @300 mW	Analog Video	40	8k	50 or 100µm core GI		N	16.26 x13.2 x6.9		
	6360LR ***		PIN	2					N	N	AMP D	Dist.	0-40	±12V @50 mW				50 or 100µm core GI		N	16.26 x13.2 x6.9	31	6875

Transmitter Model Number	Receiver Model Number	Emitter Type	Detector Type	Total CW Power (mW)	Optical Sensitivity (µW)	Wavelength (nm) - TX/RX	Data Rate	BER	DC Coupled (Yes or No)	Pigtails (Yes or No)	Electrical Connector Type	Optical Connector Type	Operating Temperature (°C)	Power Requirement (W) - TX/RX	Data Format Compatibility	Optical Loss Budget (dB)	Maximum Cable Length (m)	Fiber Type	Maximum Duty Cycle (%)	Termination Cable (Yes or No)	Size - TX/RX	Dynamic Range (dB) - TX/RX	Price per pair (US \$)	
GENERAL OPTRONICS Reader Service Number 60																								
GO-DATA (TX)	GO-DATA (RCVR)	ILD	PIN	2-4	.003 typ to 3Mhz	780 to 855	DC to 40 Mbps	10 ⁻⁹	Y	Y	SMA	1	0-60	2.5	TTL	28	11	50 µm	100	Y	7.62x5.08x1.91	15		
	GO-RCVR		APD																					
GTE LENKURT Reader Service Number 61																								
3120 F	3120 F	LED	APD			820 to 850	30Hz to 3064 Mbps	55 dB	Y	Y	Dual	1	0-50	10		33 per m	3k	GI					12	
3120 P1/P1C	3120 P1/P1C	LED	APD			820 to 850	T1C to 3.1 Mbps	10 ⁻⁹	Y	Y	Dual	WW	0-50	8		50 per m	7k	GI						28
3120 P1	3120 P1	LED	APD			820 to 850	T1-15 Mbps	10 ⁻⁹	Y	Y	Dual	WW	0-50	8		50 per m	7k	GI						28
3120 V	3120 V	LED	APD			820 to 850	30Hz to 5.5 MHz	65-45 SNR	Y	Y	Dual	BNC 75Ω coax	0-50	4		51 per m	5k	GI						20
HITACHI LTD. Reader Service Number 62																								
DS 2302	DR 2302	LED	PIN PD		-30 dB	830	32 Mbps	10 ⁻⁹	N	N	DIP PIN	FC type	-20-70				3k	GI			46.5 x15 x12.5	15		
DS 2301	DR 2301	LED	PIN PD		-30 dB	830	32 Mbps	10 ⁻⁹	N	N	DIP PIN	*	-20-70				3k	GI			46.5 x15 x12.5	17		
DS 2203	DR 2203	LED	PIN PD		-33 dB	890	10 Mbps	10 ⁻⁹	N	N	DIP PIN	FC type	-20-70				1.5k	GI			46.5 x15 x12.5	6		
DS 2202	DR 2202	LED	PIN PD		-33 dB	890	10 Mbps	10 ⁻⁹	N	N	DIP PIN	*	-20-70				1.5k	GI			46.5 x15 x12.5	6		
DS 2201	DR 2201	LED	PIN PD		-33 dB	890	10 Mbps	10 ⁻⁹	N	N	DIP PIN	*	-20-70				1.5k	SI			46.5 x15 x12.5	28		
DS 2103	DR 2103	LED	PIN PD		-38 dB	890	2 Mbps	10 ⁻⁹	Y	N	DIP PIN	FC type	-20-70				2k	GI			46.5 x15 x12.5	11		
DS 2102	DR 2102	LED	PIN PD		-38 dB	890	2 Mbps	10 ⁻⁹	Y	N	DIP PIN	*	-20-70				2k	GI			46.5 x15 x12.5	11		
DS 2101	DR 2101	LED	PIN PD		-38 dB	890	2 Mbps	10 ⁻⁹	Y	N	DIP PIN	*	-20-70				2k	SI			46.5 x15 x12.5	33		
HITACHI CABLE Reader Service Number 51																								
HL-D 640 T	HL-D 640 R	LED	PIN PD	.025	1.5	850	64 Mbps	10 ⁻⁹	N	N	*	1	0-50	1.25/3.9	TTL/ECL	9	3k	50/25 GI Si	N	23x10x57/70x23x165	12			
HL-T 300 T	HL-T 300 R	LED	PIN PD	.006	1.5	850	30 Mbps	10 ⁻⁹	N	N	*	1	0-60	1.25/5	TTL	3	1k	100/150 SI Si	N	23x10x52	6			
HL-D 300 T	HL-D 300 R	LED	PIN PD	.04	.8	850	30 Mbps	10 ⁻⁹	N	N	*	1	0-70	1.25/5	TTL	14	4k	85/150 GI Si	N	23x10x57	17			
HL-G 020 T	HL-G 020 R	LED	PIN PD	.013	3	850	2 Mbps	10 ⁻⁹	Y	N	*	1	0-50	.5/25	TTL	3	300	200/320 polymer clad	N	21x19x62	6			
HL-F 020 T	HL-F 020 R	LED	PIN PD	.006	1.5	850	2 Mbps	10 ⁻⁹	Y	N	*	1	0-60	1.25/5	TTL	3	1k	100/150 SI Si	N	23x10x52	6			
HL-D 020 T	HL-D 020 R	LED	PIN PD	.04	1.3	850	2 Mbps	10 ⁻⁹	Y	N	*	1	-10-70	1.25/5	TTL	12	35k	85/150 GI Si	N	23x10x57	15			

Transmitter Model Number	Receiver Model Number	Emitter Type	Detector Type	Total CW Power (mW)	Optical Sensitivity (µW)	Wavelength (nm) - TX/RX	Data Rate	BER	DC Coupled (Yes or No)	Prepairs (Yes or No)	Electrical Connector Type	Optical Connector Type	Operating Temperature (°C)	Power Requirement (W) - TX/RX	Data Format Compatibility	Optical Loss Budget (dB)	Maximum Cable Length (m)	Fiber Type	Minimum Duty Cycle (%)	Termination Cable (Yes or No)	Size - TX/RX	Dynamic Range (dB) - TX/RX	Price per pair (US \$)
--------------------------	-----------------------	--------------	---------------	---------------------	--------------------------	-------------------------	-----------	-----	------------------------	----------------------	---------------------------	------------------------	----------------------------	-------------------------------	---------------------------	--------------------------	--------------------------	------------	------------------------	-------------------------------	--------------	----------------------------	------------------------

HONEYWELL OPTOELECTRONICS Reader Service Number 52

SPX-4140-001-002				.05 or .09 mW		820	80 Mbps				SMA			4.75- 5.25V @135 mA	TTL						1.3x 1.3x 3.3		
HFM-2010				.025, .05, 1mW		820	10 Mbps				SMA AMP ADM			45-55 V@240 mA	TTL				50		1.3x 1.3x 3.3		
HFM-2110				.05, .1, 1mW		820	10 Mbps				SMA AMP ADM			45-55 V@240 mA	TTL				50		1.3x 1.3x 3.3		
HFM-2025				.025, .05 mW		820	25 Mbps				SMA			45-55 V@240 mA	TTL				50		1.3x 1.3x 3.3		
HFM-2150				.05, 1 mW		820	50 Mbps				SMA			45-55 V@240 mA	TTL				50		1.3x 1.3x 3.3		
	SD				10 ⁻² @820 nm	660- 940	200 kbits /s						-40- 100	4.5- 16V @14 mA	TTL CMOS								
	SPX				.193 @820 nm	660- 940	20 Mbps				SMA		0-95 or -55- 125	4.75- 5.25V @65 mA	TTL						1.3x 1.3x 3.3		
	HFM				.150 to 4 @ 820 nm	660- 940	102 1.6, 2511 Mbps				SMA, AMP ADM		-55- 125 or -40- 90	or .	TTL						8x 2.2x 4.9		

ITT COMPONENTS GROUP Reader Service Number 53

TXD 005C	RXD 008	LED	PIN	.45	5	900	10 Mbps	10 ⁻⁹	Y	N	DES PO	OCN 101	0-50		TTL	14	1.1k	SI SI	100	N	6.6x 1.7/ 10.5x 4.5x1.7		
TXD 004	RXD 007	LED	PIN	.02	.08	660	20 kbps	10 ⁻⁹	Y	N	DES PO	OCN 101	0-50	.5	TTL	15	200	PCS	100	N	6.9x 3.2x 1.7		

MATH ASSOCIATES Reader Service Number 54

XD-1150	RD-1150	LED	PIN			820	DC to 20 kbps	10 ⁻⁹	Y	N	BNC	SMA or AMP	0-50	7.25V DC@ 200mA	NRZ	30	1k+	all	0- 100	Y	4.2x 7.2x 2.5	180
HPD-1000		LED	PIN			820	0 to 2 Mbps	10 ⁻⁹	Y	N	BNC	SMA or AMP	0-50	7.25V DC@ 200mA	NRZ	30	1k+	all	0- 100	Y	6.4x 12x 3.2	315
XA-1000	RS 232C	LED	PIN			820	DC to 100 Kbps	10 ⁻⁹	Y	N	BNC	SMA or AMP	0-50	115V AC@ 500mA	NRZ	30	1k+	all	0- 100	Y		855
XD-1000	RD-1000	LED	PIN			820	DC to 2 Mbps	10 ⁻⁹	Y	N	BNC	SMA or AMP	0-50	7.25V DC@ 200mA	NRZ	30	1k+	all	0- 100	Y		
XD-1100	RD-1100	LED	PIN			820	DC to 100 Kbps	10 ⁻⁹	Y	N	BNC	SMA or AMP	0-50	7.25V DC@ 200mA	NRZ	30	1k+	all	0- 100	Y		

NEC ELECTRONICS U.S.A. Reader Service Number 63

ODN 1D(4) CT	ODN 1D(4) CR	LED	PIN	-25 dBm	-25- -37 dBm	830 ±30	DC to 1 Mbps	10 ⁻⁹	Y	N	Indiv. Leads	NEC D-type	0-60	DC to 10 Mbps	NRZ	12	500	SI 100	50	N	1.4x 1.3x 4.5	12	475
ODN 1D(4) JT	ODN 1D(4) JR	LED	PIN	-25 dBm	-25- -37 dBm	830 ±30	DC to 1 Mbps	10 ⁻⁹	Y	N	Indiv. Leads	NEC D-type	0-60	DC to 10 Mbps	NRZ	17	1.5k	SI 80	50	N	1.4x 1.3x 4.5	12	495
ODN 1D(5) CT	ODN 1D(5) CR	LED	PIN	-25 dBm	-25- -37 dBm	830 ±30	DC to 1 Mbps	10 ⁻⁹	Y	N	6- pin	NEC D-type	0-60	NEC D-type	NRZ	12	500	SI 100	50	N	1.6x 1.6x 6.0	12	540

Transmitter Model Number	Receiver Model Number	Emitter Type	Detector Type	Total CW Power (mW)	Optical Sensitivity (µW)	Wavelength (nm) - TX/RX	Data Rate	BER	DC Coupled (Yes or No)	Optical Connector Type	Optical Connector Type	Operating Temperature (°C)	Power Requirement (W) - TX/RX	Data Format Compatibility	Optical Loss Budget (dB)	Maximum Cable Length (m)	Fiber Type	Maximum Duty Cycle (%)	Termination Cable (Yes or No)	Size - TX/RX	Dynamic Range (dB) - TX/RX	Price per pair (US \$)	
ODN 1D(5) JT	ODN 1D(5) JR	LED	PIN	.25 dBm	.25 dBm	830 ±30	DC to 1 Mbps	10 ⁻⁹	Y	N	6-pin	NEC D-type	0-50	*	NRZ	12	1.5k	SI 80	50	N	1.5x 1.5x 6.0	12	560
ODN 10D(4) CT	ODN 10D(4) CR	LED	PIN	.14 dBm	.14 dBm	830 ±30	DC to 1 Mbps	10 ⁻⁹	Y	N	Indiv. leads	NEC D-type	0-50		NRZ	12	500	SI 100	50	N	1.4x 1.3x 4.5TTT	12	940
ODN 10D(4) JT	ODN 10D(4) JR	LED	PIN	.14 dBm	.14 dBm	830 ±30	DC to 1 Mbps	10 ⁻⁹	Y	N	Indiv. leads	NEC D-type	0-50		NRZ	12	1.5k	SI 80	50	N	1.4x 1.3x 4.5TTT	12	950
ODN 10DL CT	ODN 10DL CR	LED	PIN	.12 dBm	.12 dBm	830 ±30	DC to 10 Mbps	10 ⁻⁹	Y	N	Indiv. leads	NEC D-type	0-50	**	NRZ	10 to 23	1.5k	SI 100	50	N	1.4x 1.3x 4.5TTT	13	975
ODN 10DL JT	ODN 10DL JR	LED	PIN	.12 dBm	.12 dBm	830 ±30	DC to 10 Mbps	10 ⁻⁹	Y	N	Indiv. leads	NEC D-type	0-50	**	NRZ	10 to 23	1.5k	SI 80	50	N	1.4x 1.3x 4.5TTT	13	995
ODN 35D CT	ODN 35D CR	LED	PIN	.15 dBm	.15 dBm	830 ±30	DC to 35 Mbps	10 ⁻⁹	Y	N	Indiv. leads	NEC D-type	0-50	††	NRZ	11	500	SI 100	50	N	5.5x2 x6	11	1450
ODN 35D JT	ODN 35D JR	LED	PIN	.15 dBm	.15 dBm	830 ±30	DC to 35 Mbps	10 ⁻⁹	Y	N	Indiv. leads	NEC D-type	0-50	††	NRZ	11	1k	SI 80	50	N	5.5x2 x6	11	1470
ODN 35D DT	ODN 35D DR	LED	PIN	.15 dBm	.15 dBm	830 ±30	DC to 35 Mbps	10 ⁻⁹	Y	N	Indiv. leads	NEC D-type	0-50	††	NRZ	11	2k	GI 50	50	N	5.5x 2x 6	11	1490
ODN 10DL DT	ODN 10DL DR	LED	PIN	.12 dBm	.12 dBm	830 ±30	DC to 10 Mbps	10 ⁻⁹	Y	N	Indiv. leads	NEC D-type	0-50	**	NRZ	11	3.5k	GI 50	50	N	1.4x 1.3x 3.5TTT	13	1015

OPTICAL INFORMATION SYSTEMS Reader Service Number 64

OT4000	OR4000	LED	PIN	.125	.10	820	50	< 10 ⁻⁹	Y	N	mnt. on PCB	AMP	0-55	1.6	any (TTL)	10	3k	100 µm	100	Y	5x 10x1	10	575
OT8100	OR8110	Laser	APD	3.5	.3	800-850	150 Mbps NRZ	< 10 ⁻⁹	N	Y	44pin edge	Amph.	0-55	7	ECL	40	13k	50 µm	70	Y	11x16 x1.5/ x4	19	
OT8100	OR8100	Laser	PIN	1	7.8	800-850	150 Mbps NRZ	< 10 ⁻⁹	N	Y	44pin edge	Amph.	20-40	7	ECL	21	7k	50 µm	70	Y	11x16 x1.5/ x4	19	1500
OT8000	OR8010	Laser	APD	3.5	.08	800-850	50 Mbps NRZ	< 10 ⁻⁹	N	Y	44pin edge	Amph.	0-55	7	TTL	46	15k	50 µm	70	Y	11x16 x1.5/ x4	19	
OT5000	OR5000	Laser	PIN	1.0	2.0	800-850	50 Mbps NRZ	< 10 ⁻⁹	N	Y	44pin edge	Amph.	20-40	7	TTL	27	9k	50 µm	70	Y	11x16 x1.5/ x4	19	1400
OT8000	OR8000	Laser	PIN	3.5	2.0	800-850	50 Mbps NRZ	< 10 ⁻⁹	N	Y	44pin edge	Amph.	0-55	10.4 max.	TTL	32	10k	50 µm	70	Y	11k 18k 1.7	19	
OT8100	OR8100	Laser	PIN	3.5	7.8	800-850	150 Mbps NRZ	< 10 ⁻⁹	N	Y	44pin edge	Amph.	0-55	10.4 max.	ECL	26	8.5k	50 µm	70	Y	11k 16k 1.7	19	

PLESSEY Reader Service Number 65

HRCL 50TX series*		LED		.003 .225 **		900	DC to 70 Mbps		Y	DIP	0-70		.18- 1.11 µA mA										
	HRCL 50RX series*	Si PIN		.33- .41 dBm			2-50 Mbps	10 ⁻¹⁰			0-70		.25										21 27

Burr-Brown

† Typ. into 200 µm core 0.48 NA fiber
 †† Trans: +5V @ 118 mA; Recv: +5V @ 20 mA, 215V @ 30 mA
 ††† Trans: +5V @ 118 mA; Recv: 215V @ 37 mA
 *** Inv. with 200 µm core fiber

Canoga

† Contact factory
 C.L.T.O.
 Model 4032C or 4034
 † 50/175 or 100/140

Codenet

panel, bulkhead, PCB
 EOTac
 †† 15V @ +60 mA, -5V @ -50 mA
 Foundation
 ††† Digital FM optical; analog video electrical
 General Optics
 †† plus solder pads
 †† depends on fiber, connector, temp.
 GTI
 † 75 Ω unbalanced or 124 Ω balanced pair

Hitachi Ltd.

† Hitachi type
 Hitachi Cable
 † lead terminal
 † original connector

Honeywell

† many models available in range
 † peak power specified for NRZ
 † modules only
 † specified for total link, including max. fiber length, transmitter, recv.

NEC

*** Fiber coupled peak power

Plessey

† Products available in mid 1983
 † many in each series
 † min into 100/40 fiber



**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

TELECOMUNICACIONES VIA FIBRAS OPTICAS
TEORIA Y APLICACIONES

TECNICAS DE MODULACION

MARZO, 1984.

6.1 TECNICAS DE MODULACION.

La técnica de modulación en fibras ópticas depende grandemente de la fuente óptica que se vaya a usar. Las fuentes de semiconductores como los LED's, los SLD's y los laser de inyección pueden ser moduladas directamente al variar la corriente impulsora. Por otro lado, el Laser Nd:YAG requiere un modulador externo. Un modulador óptico puede servir también como conmutador o como un multicanalizador por división de tiempo. Esa variación de la potencia de la salida óptica puede hacerse por medio de la señal analógica o digital.

Para una señal analógica, se puede primero modular en amplitud, frecuencia o fase una subportadora. Esto puede facilitar el diseño de filtros para la separación de diferentes canales de información multicanalizados en la frecuencia (FDM). La subportadora con la información, modula en intensidad la portadora óptica. Más adelante se dará un resumen sobre señales moduladas en emplitud, frecuencia y fase de una manera analógica.

Para lograr un mejoramiento en cuanto a inmunidad de ruido, se puede utilizar la modulación por posición de pulsos (PPM). Tal como se muestra en la fig. 1.

La señal analógica puede también ser convertida a forma digital (PCM, Modulación Delta o PCM diferencial) para después modular a la portadora óptica directamente, modularse primeramente en ASK, FSK ó PSK y entonces variar la intensidad, o bien modular con la señal digital, la portadora de luz. El uso de modulación digital ofrece cierta discriminación que puede estar disponible después de la demodulación y así poder controlar los errores más fácilmente.

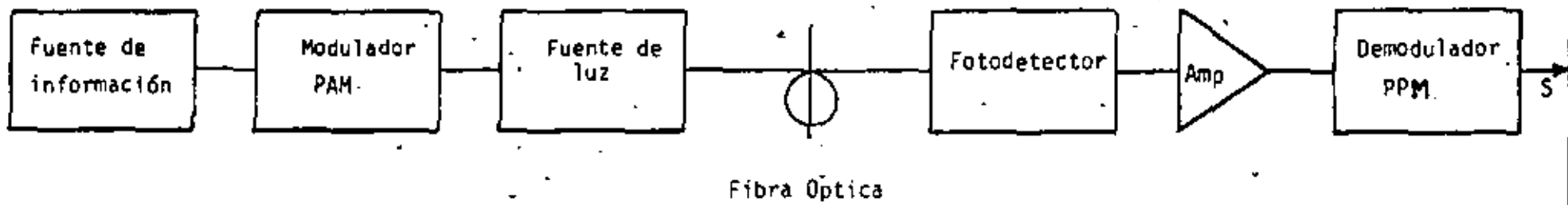


FIGURA Nº 1

MODULACION LINEAL.

La modulación lineal se refiere a la translación de frecuencia del espectro del mensaje, usando una portadora senoidal. La portadora modulada es representada por

$$f_c(t) = A(t) \cos \omega_c t$$

en la que la amplitud de la portadora $A(t)$ esta relacionada linealmente a la señal mensaje $f(t)$. Dependiendo de la naturaleza de la relación espectral (dominio de la frecuencia) entre $f(t)$ y $A(t)$, se tienen los siguientes tipos de modulación lineal: Modulación en doble banda lateral (DSB), modulación en amplitud (AM), modulación en banda lateral única (SSB) y modulación en banda lateral vestigial (VSB). Cada uno de estos esquemas tiene sus propias ventajas, desventajas y aplicaciones prácticas.

MODULACION EN BANDA LATERAL DOBLE (DSB).

Una manera sencilla para trasladar el espectro de una señal mensaje $f(t)$ es multiplicarla por una onda portadora $A_c \cos \omega_c$ como se muestra en la Fig. 2. La señal modulada $f_c(t)$.

$$f_c(t) = A_c f(t) \cos \omega_c t = A(t) \cos \omega_c t$$

es llamada señal modulada en doble banda lateral. La ecuación anterior revela que la amplitud instantánea de la portadora $A(t)$ es proporcional a la señal mensaje $f(t)$. Se puede demostrar, por el teorema de la modulación que el espectro de señal DSB esta dado por

$$F_c(f) = \frac{1}{2} A_c [F(f + f_c) + F(f - f_c)]$$

MODULACION LINEAL.

La modulación lineal se refiere a la translación de frecuencia del espectro del mensaje, usando una portadora senoidal. La portadora modulada es representada por

$$f_c(t) = A(t) \cos \omega_c t$$

en la que la amplitud de la portadora $A(t)$ esta relacionada linealmente a la señal mensaje $f(t)$. Dependiendo de la naturaleza de la relación espectral (dominio de la frecuencia) entre $f(t)$ y $A(t)$, se tienen los siguientes tipos de modulación lineal: Modulación en doble banda lateral (DSB), modulación en amplitud (AM), modulación en banda lateral única (SSB) y modulación en banda lateral vestigial (VSB). Cada uno de estos esquemas tiene sus propias ventajas, desventajas y aplicaciones prácticas.

MODULACION EN BANDA LATERAL DOBLE (DSB).

Una manera sencilla para trasladar el espectro de una señal mensaje $f(t)$ es multiplicarla por una onda portadora $A_c \cos \omega_c t$ como se muestra en la Fig. 2. La señal modulada $f_c(t)$.

$$f_c(t) = A_c f(t) \cos \omega_c t = A(t) \cos \omega_c t$$

es llamada señal modulada en doble banda lateral. La ecuación anterior revela que la amplitud instantánea de la portadora $A(t)$ es proporcional a la señal mensaje $f(t)$. Se puede demostrar, por el teorema de la modulación que el espectro de señal DSB esta dado por

$$F_c(f) = \frac{1}{2} A_c [F(f + f_c) + F(f - f_c)]$$

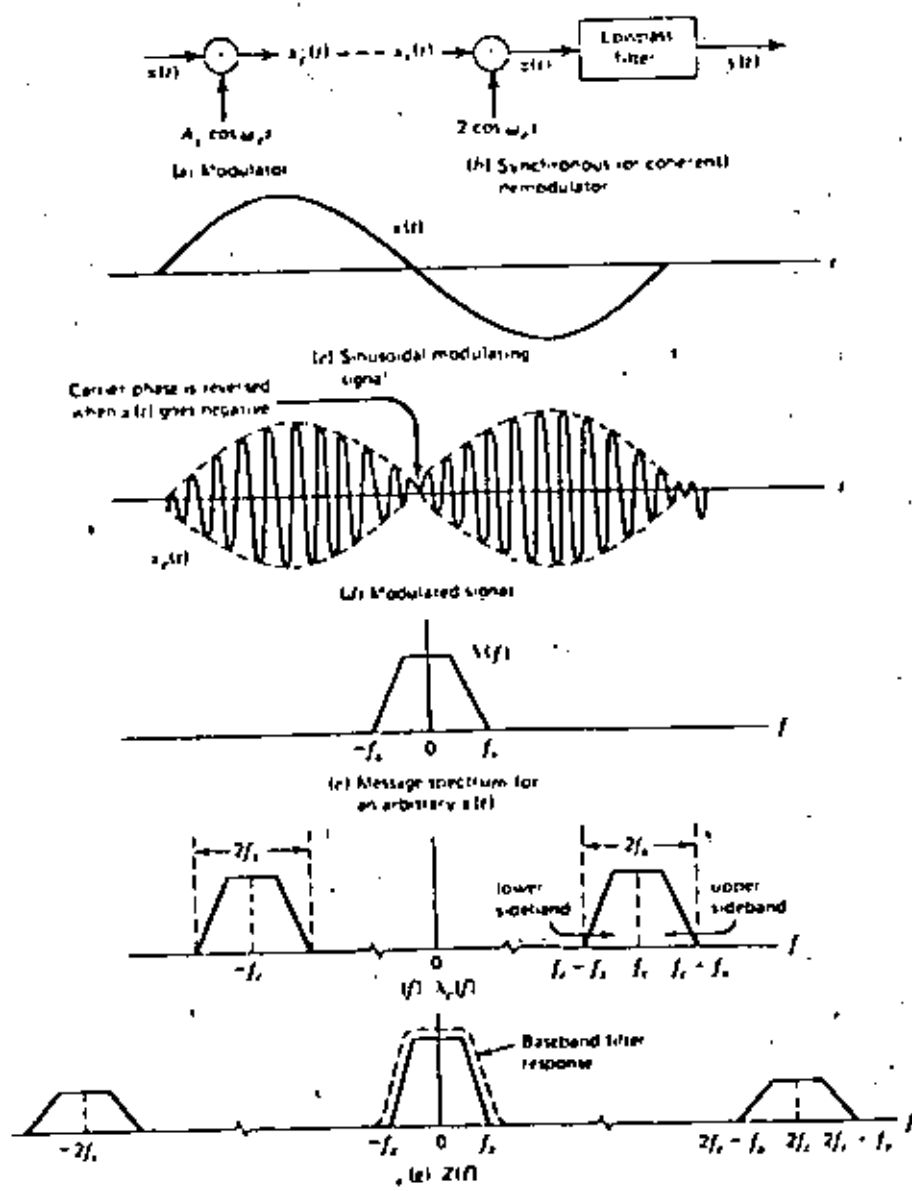


FIGURA N^o 2

La representación en el dominio de la frecuencia de $F(f)$ y $F_c(f)$ se representa en la Fig. 2.

ANCHO DE BANDA.

De la Fig. 2 se puede ver que el ancho de banda requerido B_T para transmitir una señal mensaje de ancho de banda f_x vía modulación en banda lateral doble es

$$B_T = 2 f_x$$

MODULACION EN AMPLITUD (AM).

Una señal modulada en amplitud se genera al agregar una componente de portadora a la señal DSB. La señal AM tiene la forma

$$\begin{aligned} f_c(t) &= A_c |1 + f(t)| \cos \omega_c t \\ &= A(t) \cos \omega_c t \end{aligned}$$

donde $A(t)$ es la envolvente de la portadora modulada. En el dominio de la frecuencia el espectro de la señal AM está dado por

$$\begin{aligned} F_c(f) &= \frac{1}{2} A_c [F(f-f_c) + F(f+f_c)] \\ &+ \frac{1}{2} A_c [\delta(f-f_c) + \delta(f+f_c)] \end{aligned}$$

Ejemplos de señales AM, tanto en el dominio del tiempo como en el de la frecuencia se muestran en la Fig. 3. Existen dos características en las señales AM, que una componente de frecuencia portadora está presente y que la envolvente $A(t)$ de la portadora modulada tiene la misma forma de $f(t)$

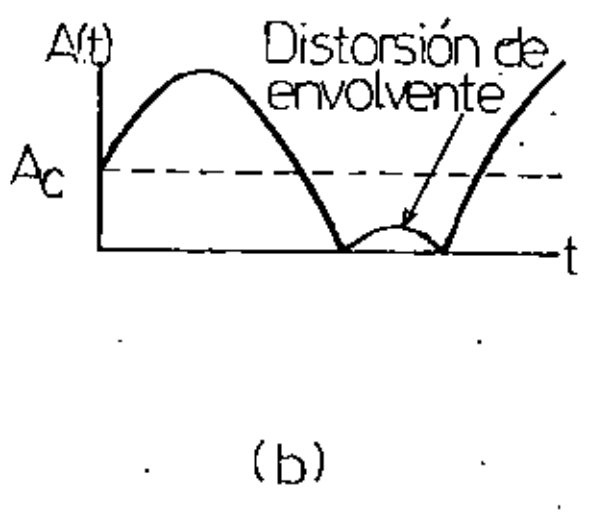
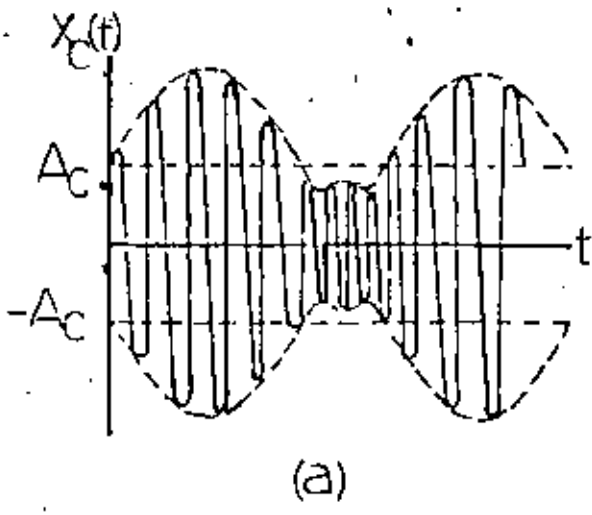
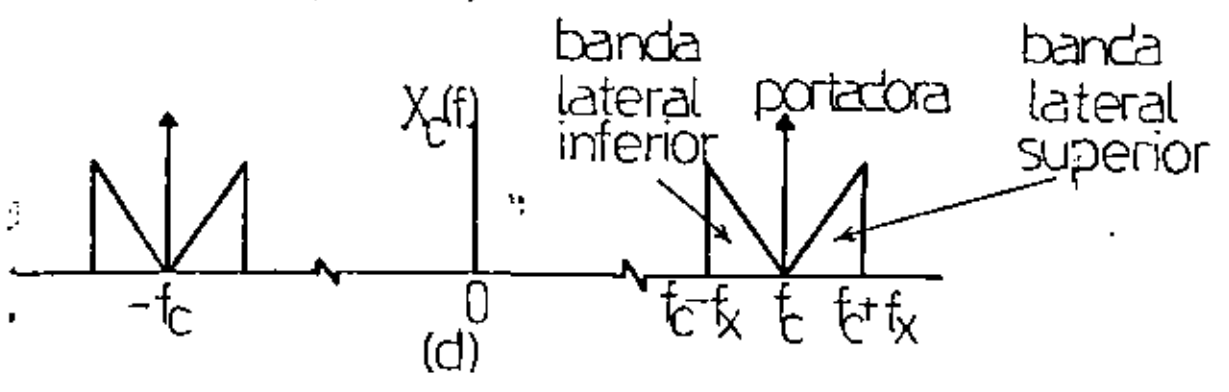
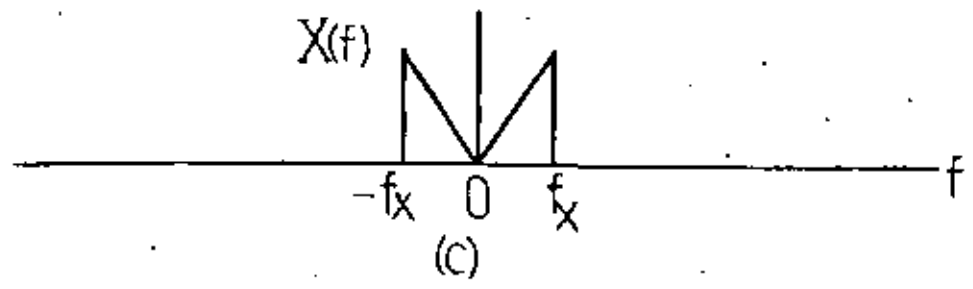
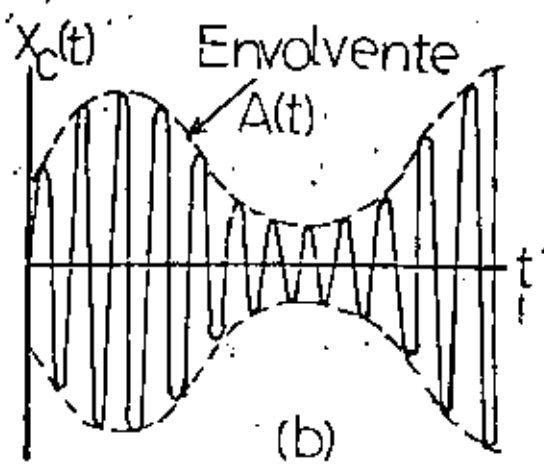
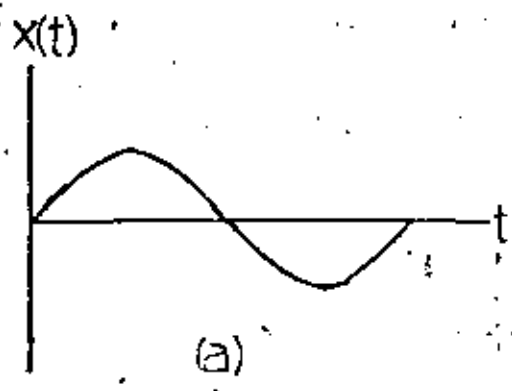


FIGURA Nº 3

siempre y cuando $f_c \gg f_x$ y $A(t) = A_c [1 + f(t)]$ no sea negativo. Si $X(t)$ es menor que -1 entonces $A(t)$ es negativo y resulta distorsión en la envolvente como se muestra en la Fig. 3. Un parámetro importante de una señal AM es el índice de modulación m , el cual se define por

$$m = \frac{[A(t)]_{\text{máx}} - [A(t)]_{\text{mín}}}{[A(t)]_{\text{máx}} + [A(t)]_{\text{mín}}}$$

Cuando no excede un valor de 1 se dice que la portadora está sobremodulada, resultando una distorsión de envolvente.

ANCHO DE BANDA.

De la Fig. 3 se puede ver que el ancho de banda de la señal AM es

$$B_T = 2f_x$$

MODULACION EN BANDA LATERAL UNICA (SSB).

En modulación SSB, solamente una de las bandas laterales que resulta de la multiplicación de la señal mensaje $f(t)$ con la portadora, es transmitido. La generación de una señal SSB de banda lateral superior al filtrar una señal DSB, se muestra en la Fig. 4. En esta figura se puede también observar la detección y la representación en el dominio de la frecuencia.

De la figura se puede ver que el ancho de banda para SSB es

$$B_T = f_x$$

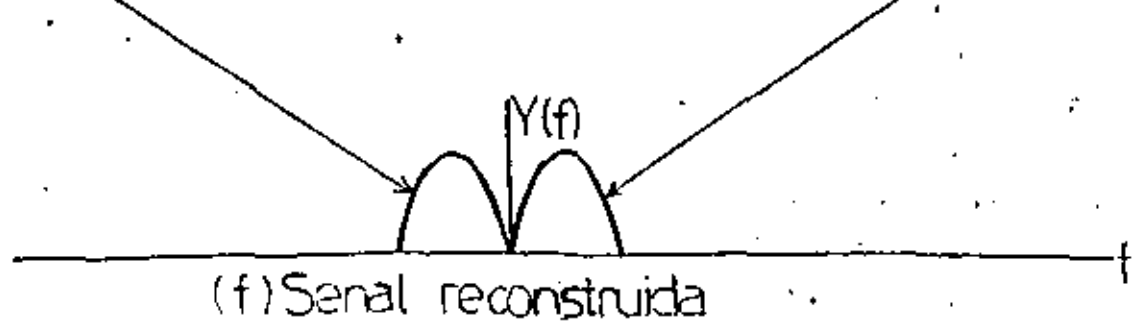
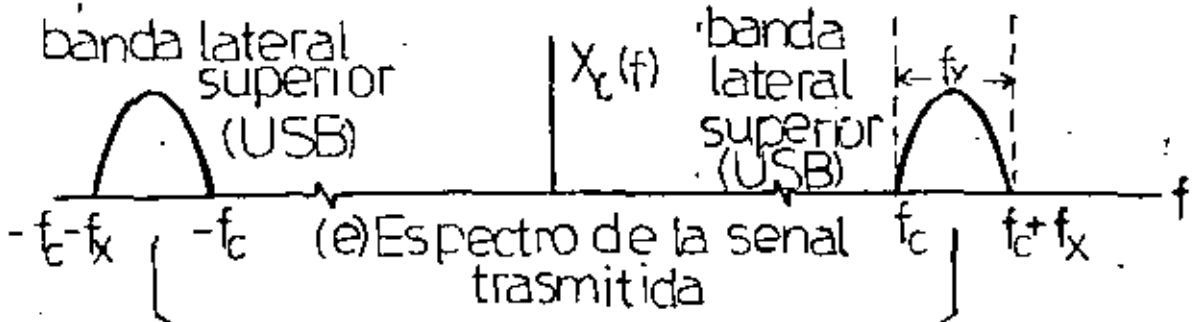
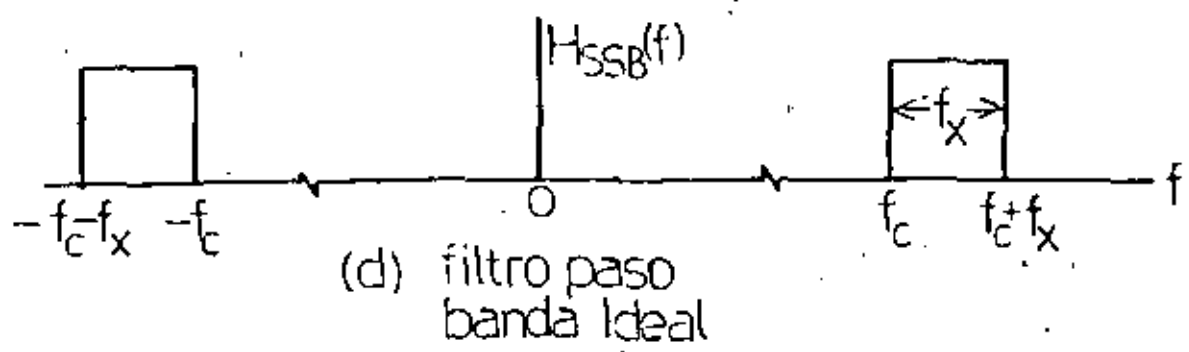
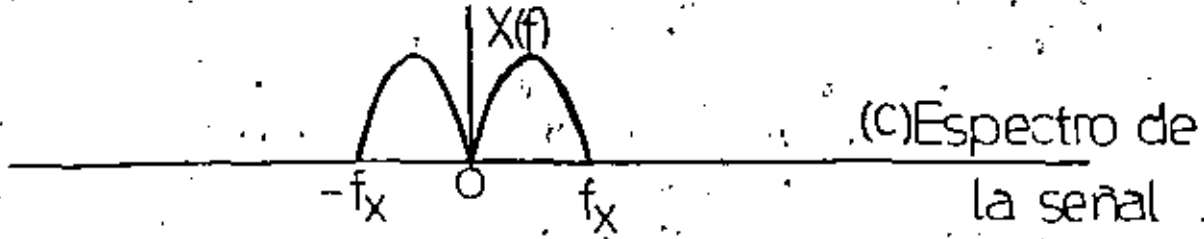
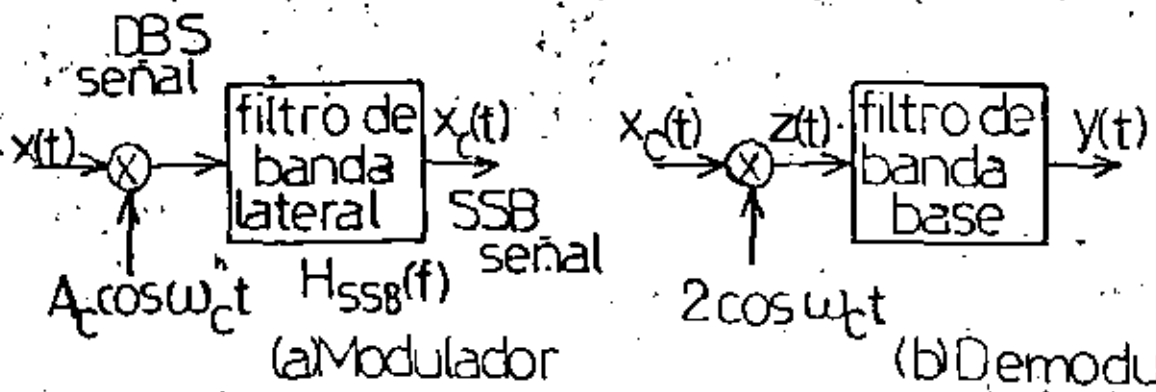


FIGURA Nº 4

MODULACION EN BANDA LATERAL VESTIGIAL (VSB).

Muchas señales mensajes tales como video, facsimil y señales de datos de alta velocidad tienen un ancho de banda muy grande y un contenido significativo de bajas frecuencias. La modulación SSB puede usarse para conservar el ancho de banda, pero los sistemas de modulación prácticos de SSB tienen una respuesta en frecuencia pobre. Mientras que DSB trabaja muy bien para mensajes con contenido significativo de bajas frecuencias. Un esquema de modulación que ofrece el mejor compromiso entre conservación del ancho de banda y mejoramiento a la respuesta a bajas frecuencias es la modulación en banda lateral vestigial (VSB). La modulación VSB se obtiene al filtrar señales DSB o AM en tal forma que una banda lateral pasa casi completamente, mientras que solamente una porción de la otra se incluye. La Fig. 5 muestra un modulador de VSB.

DEMODULACION DE DSB, AM, SSB y VSB.

La generación de cualquiera de las señales de AM discutidas anteriormente involucran el uso de un dispositivo producto. Así, en el receptor un dispositivo producto permite la recuperación de la señal original sin distorsión dependiendo del tipo de AM usado. Esto es, AM, DSB, SSB y VSB. La Fig. 6 ilustra la operación de demodulación en el receptor. La entrada de AM es multiplicada por una portadora local la cual debe ser generada dentro del receptor y debe estar en fase coherente o síncrona con la portadora transmitida para un mejor desempeño.

La salida del dispositivo producto en la Fig. 6 se hace pasar a través de un filtro paso bajas. El propósito del filtro es permitir solamente las componentes espectrales que caen en la banda de la señal de información.

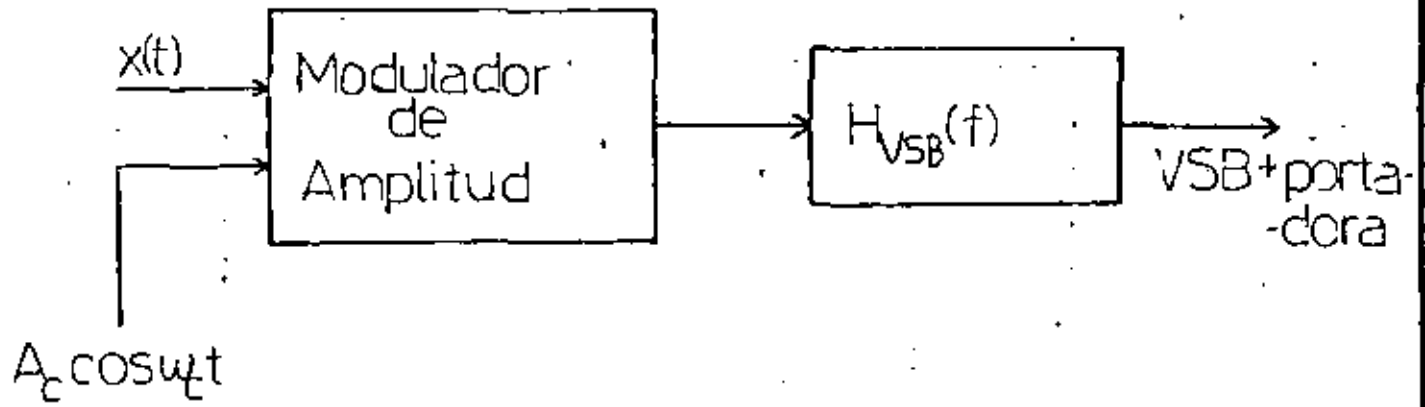


FIGURA Nº 5

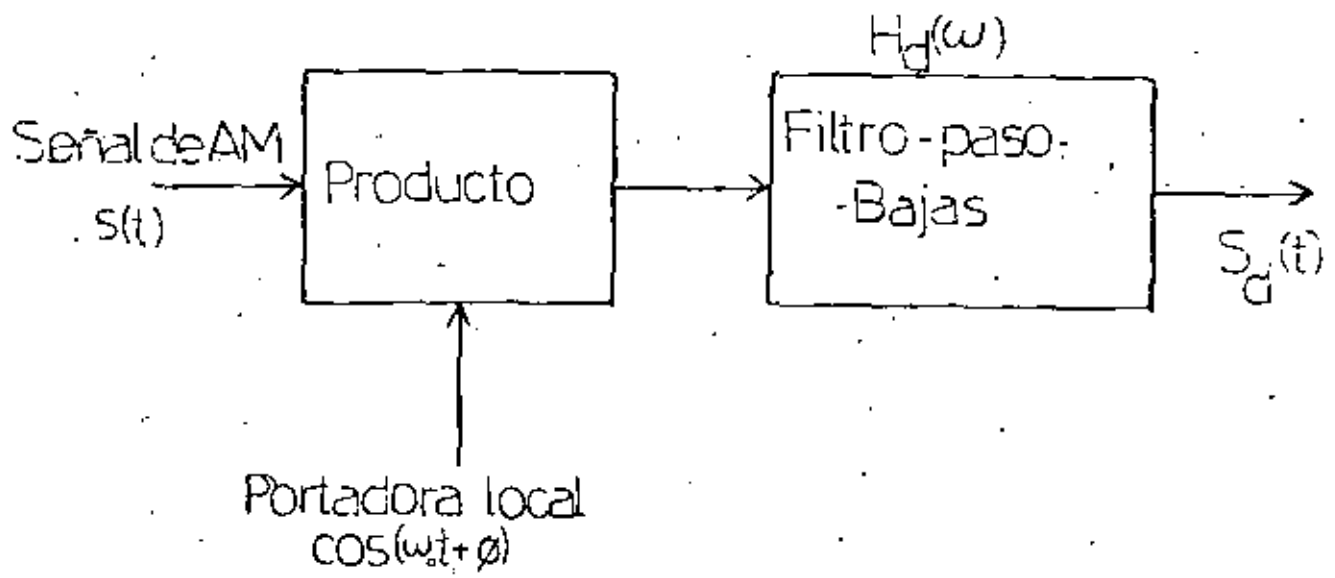


FIGURA Nº 6

MODULACION ANGULAR.

Una señal modulada en ángulo, también referida como una señal modulada exponencialmente, tiene la forma

$$f_c(t) = A_c [\cos \omega_c t + \phi(t)]$$

La fase instantánea de $f_c(t)$ se define como

$$\theta_i(t) = \omega_c t + \phi(t)$$

y la frecuencia instantánea de la señal modulada se define como

$$\omega_i(t) = \frac{d \theta_i}{dt} = \omega_c + \frac{d\phi}{dt}$$

La desviación de fase de la portadora $\phi(t)$ se relaciona al mensaje de banda base $f(t)$. Dependiendo de la naturaleza de la relación entre $\phi(t)$ y $f(t)$ se tienen diferentes formas de modulación angular.

En modulación en fase, la desviación de fase instantánea de la portadora es proporcional a la señal mensaje, esto es,

$$\phi(t) = k_p f(t)$$

Donde k_p es la constante de desviación de fase (expresada en radianes/volt). Para señales moduladas en frecuencia, la desviación en frecuencia de la portadora es proporcional al mensaje, esto es:

$$\frac{d\phi}{dt} = k_f f(t)$$
$$\phi(t) = k_f \int_{t_0}^t x(\lambda) d\lambda + \phi(t_0)$$

donde k_f es la constante de desviación de frecuencia (expresada en rad/seg/volt) y $\phi(t_0)$ es el ángulo inicial en $t = t_0$.

Combinando las últimas ecuaciones, podemos expresar la señal de modulación angular, como:

$$x_c(t) = \begin{cases} A_c \cdot \cos [W_c t + k_p f(t)] & \text{para PM} \\ A_c \cos [W_c t + k_f \int_{-\infty}^t f(t) dt] & \text{para FM} \end{cases}$$

Esta última ecuación revela que las señales PM y FM son similares en forma funcional con la excepción de la integración del mensaje en FM.

La Fig. 7 muestra formas de onda AM, FM y PM.

La representación de una señal FM está dada por

$$f_c(t) = A_c \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \cos [(W_c + nW_m)t]$$

Un ejemplo del espectro de $f_c(t)$ se ilustra en la Fig. 8.

El espectro de una señal FM tiene las siguientes propiedades:

1. El espectro FM consiste de una componente portadora mas un número infinito de bandas laterales a frecuencias $f_c \pm n f_m$ ($n = 1, 2, 3, \dots$). En cambio el espectro de AM tiene solamente tres componentes espectrales (a las frecuencias f_c , $f_c + f_m$ y $f_c - f_m$).
2. La amplitud relativa de las componentes espectrales de una señal de FM depende de los valores de $J_n(\beta)$. La amplitud relativa de la portadora depende de $J_0(\beta)$ y sus valores dependen de la señal moduladora.
3. La relación de fase entre las bandas laterales es tal, que las bandas laterales de nivel inferior y de orden impar, se invierten en fase.

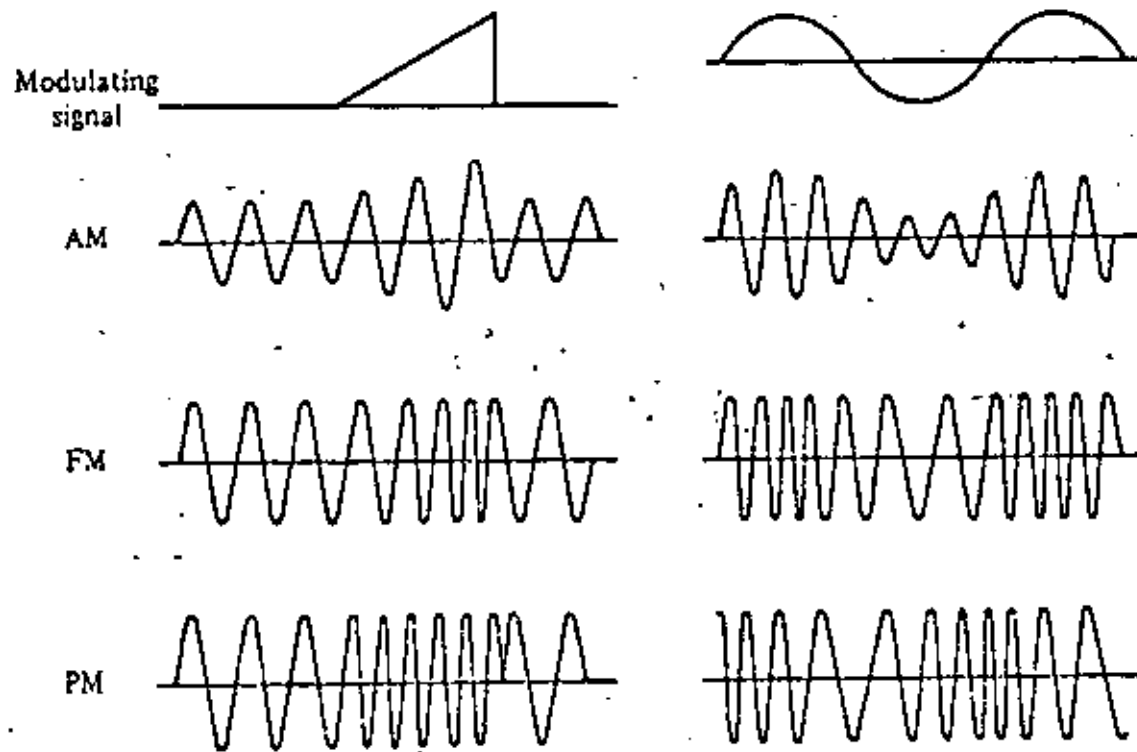


FIGURA N° 7

4. El número de componentes espectrales significantes es una función de β (ver Fig. 8). Cuando $\beta \ll 1$, solamente J_0 y T_1 son significantes tal que el espectro consistirá de una portadora más dos componentes laterales, justamente como en AM excepto que la fase se invierte en la componente de banda lateral inferior.
5. Un valor grande de β representa un ancho de banda grande, ya que habrá muchas componentes significantes de bandas laterales.

Las anteriores observaciones se aplican también a señales moduladas en fase.

ANCHO DE BANDA EN FM.

El ancho de banda B_T de la señal de FM es aproximadamente

$$B_T = 2\beta f_x = 2 \frac{f\Delta}{f_x} f_x = 2f\Delta \quad \beta \gg 1$$

El ancho de banda es igual a $2f\Delta$ solamente para grandes índices de modulación. Para pequeños valores de β , se puede determinar el ancho de banda contando el número de bandas laterales. El ancho de banda de transmisión B_T se normaliza tanto para Δf como para B . Así que:

$$B_T = 2 (f\Delta + f_x)$$

Siendo esta relación la regla de Carson, la cual indica que el ancho de banda de FM es dos veces la suma de la desviación de frecuencia máxima y el ancho de banda de la señal mensaje.

Table 6.2. Bessel functions $J_n(\beta)$:

$$J_{-n}(\beta) = (-1)^n J_n(\beta); \quad \frac{1}{2}[J_0(\beta)]^2 + [J_1(\beta)]^2 + [J_2(\beta)]^2 + \dots = \frac{1}{2}$$

$n \backslash \beta$	0.2	0.5	1	2	5	8
0	0.990	0.938	0.765	0.224	-0.178	0.172
1	0.100	0.242	0.440	0.577	-0.328	0.235
2	0.005	0.031	<u>0.115</u>	0.353	0.047	-0.113
3			0.020	<u>0.129</u>	0.365	-0.291
4			0.002	0.034	0.391	-0.105
5				0.007	0.261	0.186
6					<u>0.131</u>	0.338
7					0.053	0.321
8					0.018	0.223
9						<u>0.126</u>
10						0.061

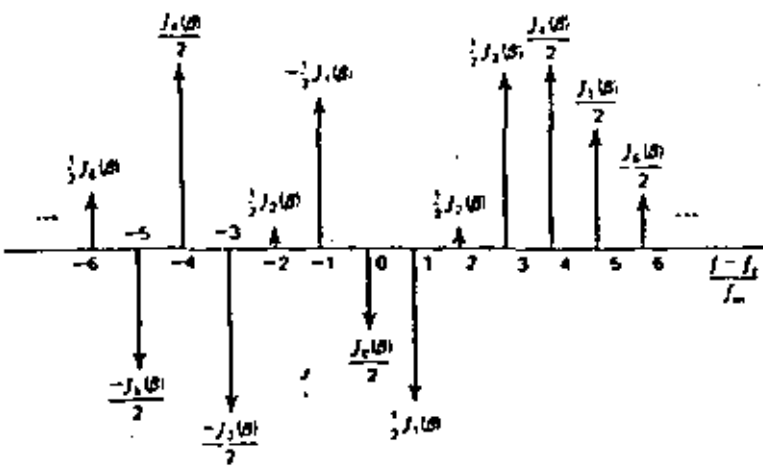


Figure 6.20 Spectrum of an FM signal, $\beta = 5$, $A_f = 1$, and $f_c > f_m$. Negative values are shown plotted downward.

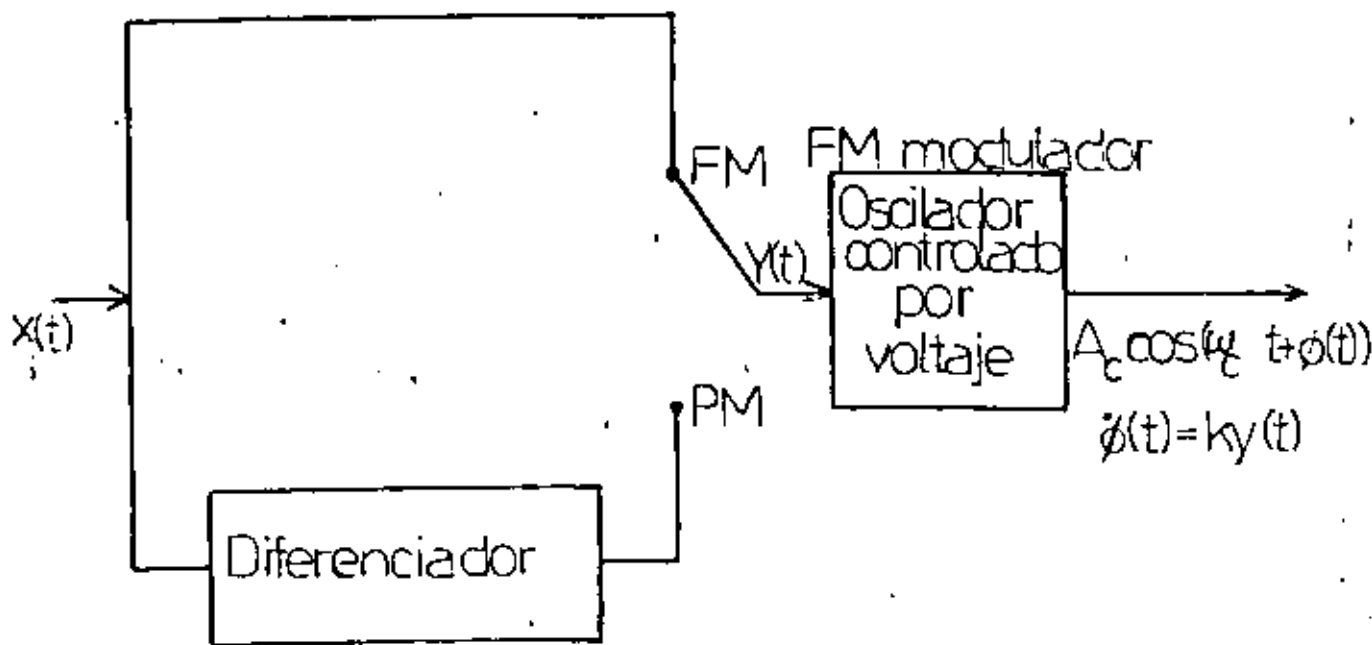


FIGURA N° 9

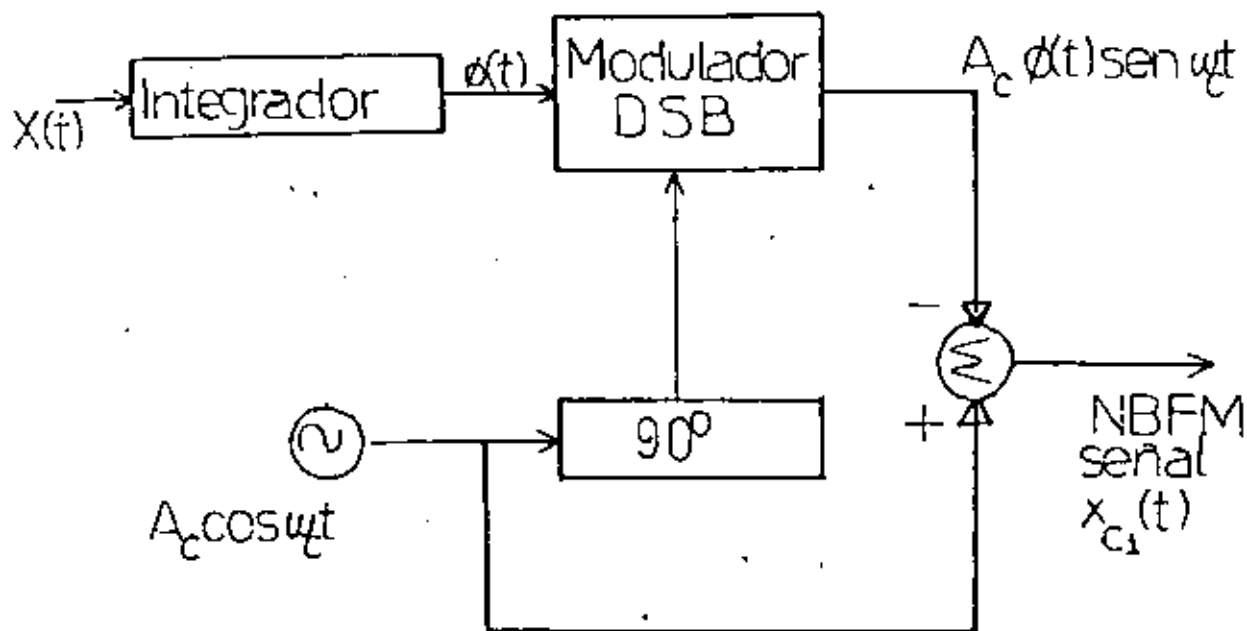


FIGURA N° 10

LA GENERACION DE SEÑALES FM.

FM DIRECTA.

Un sistema que puede ser usado para generar una señal de PM o de FM se muestra en la Fig. 9. Se puede observar que la combinación de la diferenciación del mensaje seguido por la señal FM produce una señal PM.

FM INDIRECTA.

Se puede mostrar matemáticamente que una señal de banda angosta se genera con el diagrama de la Fig. 10.

DEMODULACION DE SEÑALES FM.

El proceso de demodulación de señales de FM se puede llevar a cabo en una variedad de formas. Sin embargo, es importante hacer notar que cualquier proceso que se utilice debe proveer un voltaje de salida (o corriente) cuya amplitud sea linealmente proporcional a la frecuencia de la señal de FM de entrada.

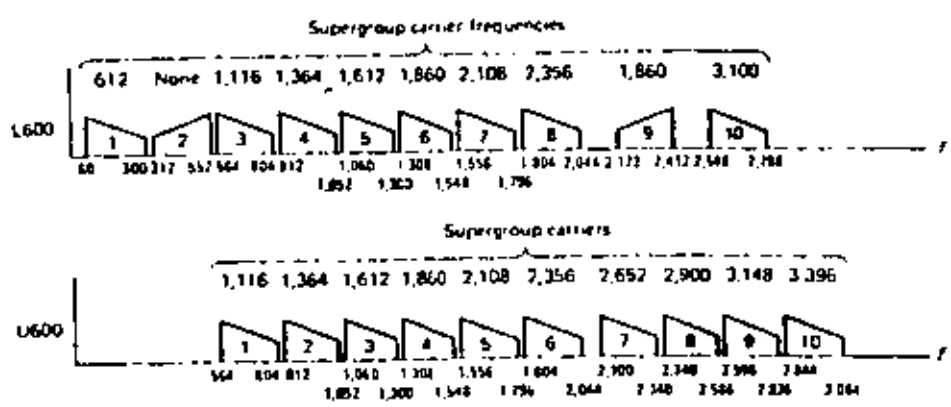
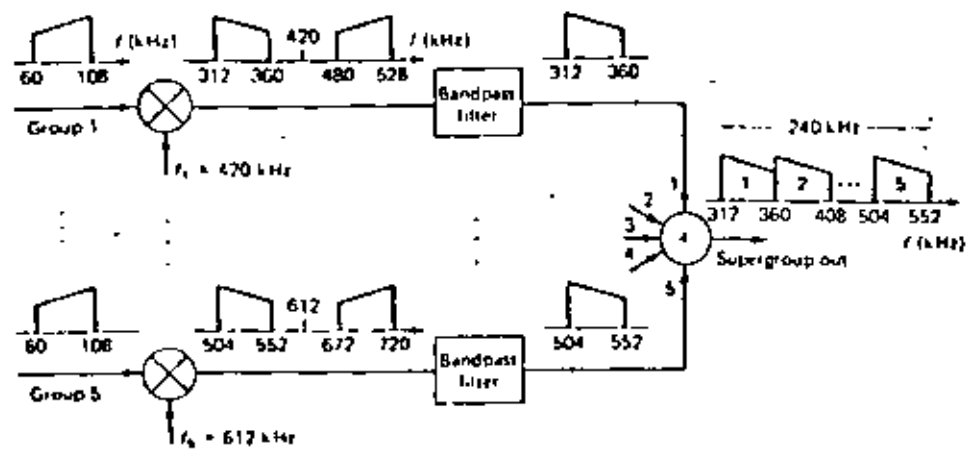
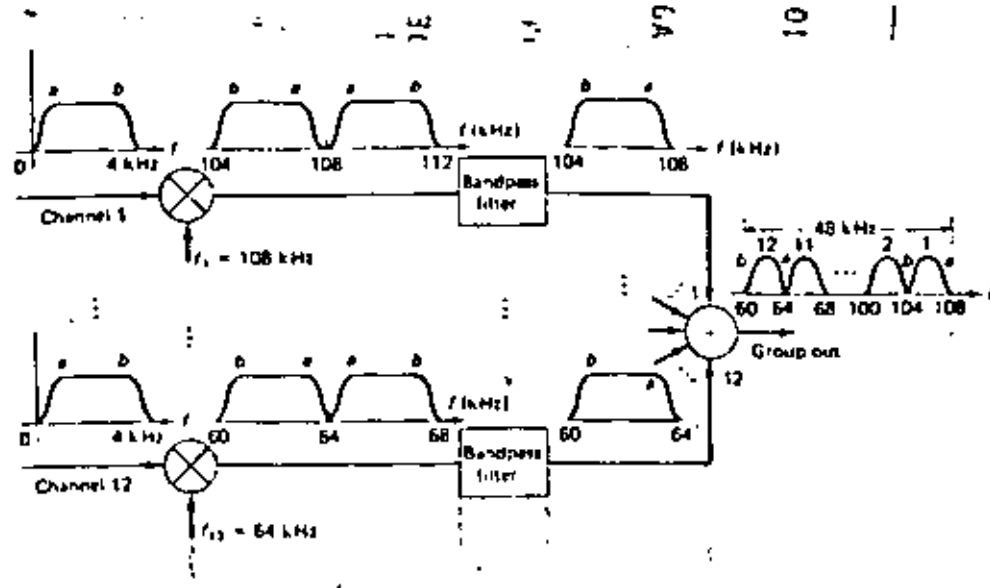
Un detector de FM es como el que se muestra en la Fig. 11.



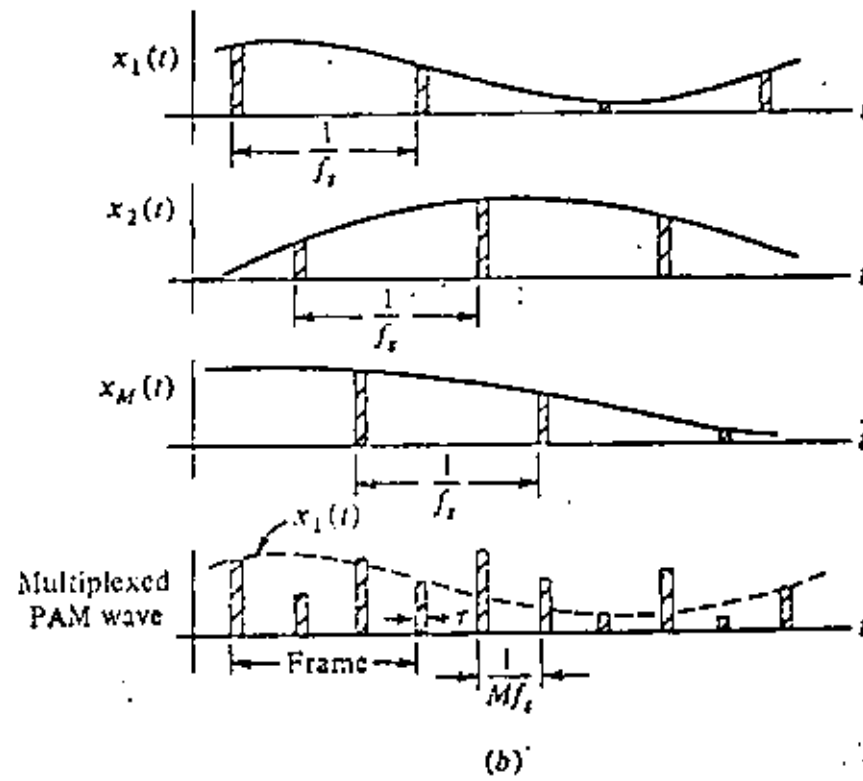
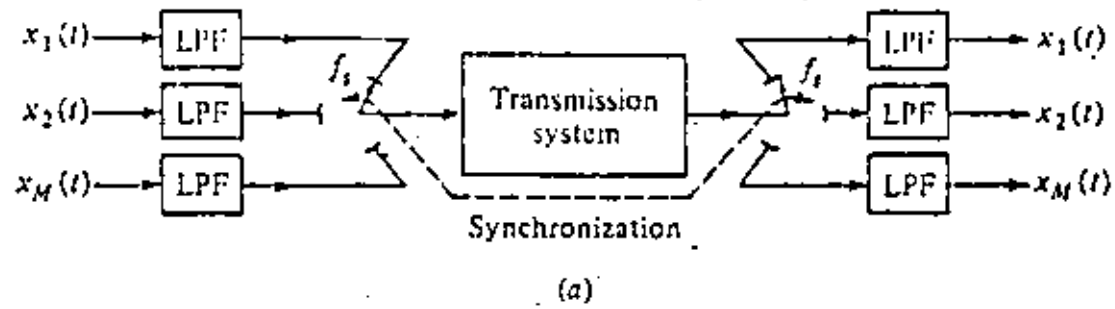
FIGURA Nº 11

SISTEMA	ANCHO DE BANDA	RESPUESTA A CC.	$\frac{1}{\alpha} \left(\frac{S}{N} \right)_d$	EFICIENCIA	COMPLEJIDAD	APLICACION TÍPICA
AM	$B_T = 2fx$	NO	1/3	<50%	MINIMA	RADIODIFUSIO COMERCIAL
DBL	$B_T = 2fx$	SI	1	100%	MEDIA	SISTEMAS BAJ FRECUENCIA
DLU	$B_T = fx$	NO	1	100%	MAXIMA	TRANSMISION DE VOZ
BLR	$fx < B_T < 2fx$	SI	1	100%	MAXIMA	SISTEMAS DE GRAN ANCHO DE BANDA
BLR+P	igual a VSB	NO	1/3	<50%	MEDIA	VIDEO DE TV
FM	$B_T = 2f\Delta + 2fx$	SI	$\frac{3}{2} \left(\frac{f\Delta}{fx} \right)^2$	--	MEDIA	RADIODIFUSIO COMERCIAL
PM	$B_T = 2f\Delta + 2fx$	SI (con ajuste)	$K_p^2 / 2$	--	MEDIA	TRANSMISION DE DATOS Y GENERACION DE FM

COMPARACION DE LOS SISTEMAS DE MODULACION ANALOGICOS



Note: All frequencies in kHz.



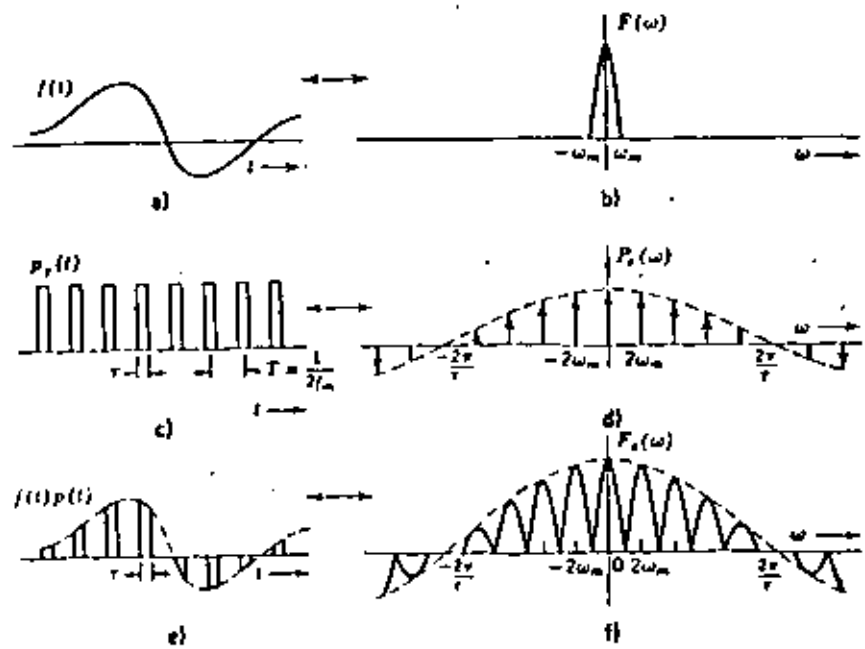


FIGURA N° 3
 MODULACION POR PULSOS: Muestreo No Ideal.

$$F_S(\omega) = \frac{1}{2\pi} F(\omega) * P_T(\omega)$$

$$T = \frac{1}{2 f_m} = \frac{\pi}{\omega_m}$$

$$\omega_0 = \frac{2\pi}{T} = 2 \omega_m$$

$$P_T(\omega) = 2 A_T \omega_m \sum_{n=-\infty}^{\infty} \text{sinc}(n\pi \omega_m) \delta(\omega - 2n\omega_m)$$

$$F_S(\omega) = \frac{A_T \omega_m}{\pi} F(\omega) * \sum_{n=-\infty}^{\infty} \text{sinc}(n\pi \omega_m) \delta(\omega - 2n\omega_m)$$

$$= \frac{A_T}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \text{sinc}(n\pi \omega_m) F(\omega) * \delta(\omega - 2n\omega_m)$$

$$= \frac{A_T}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \text{sinc}(n\pi \omega_m) F(\omega - 2n\omega_m)$$

Obsérvese que $F(w)$ se repite sin traslaparse siempre que

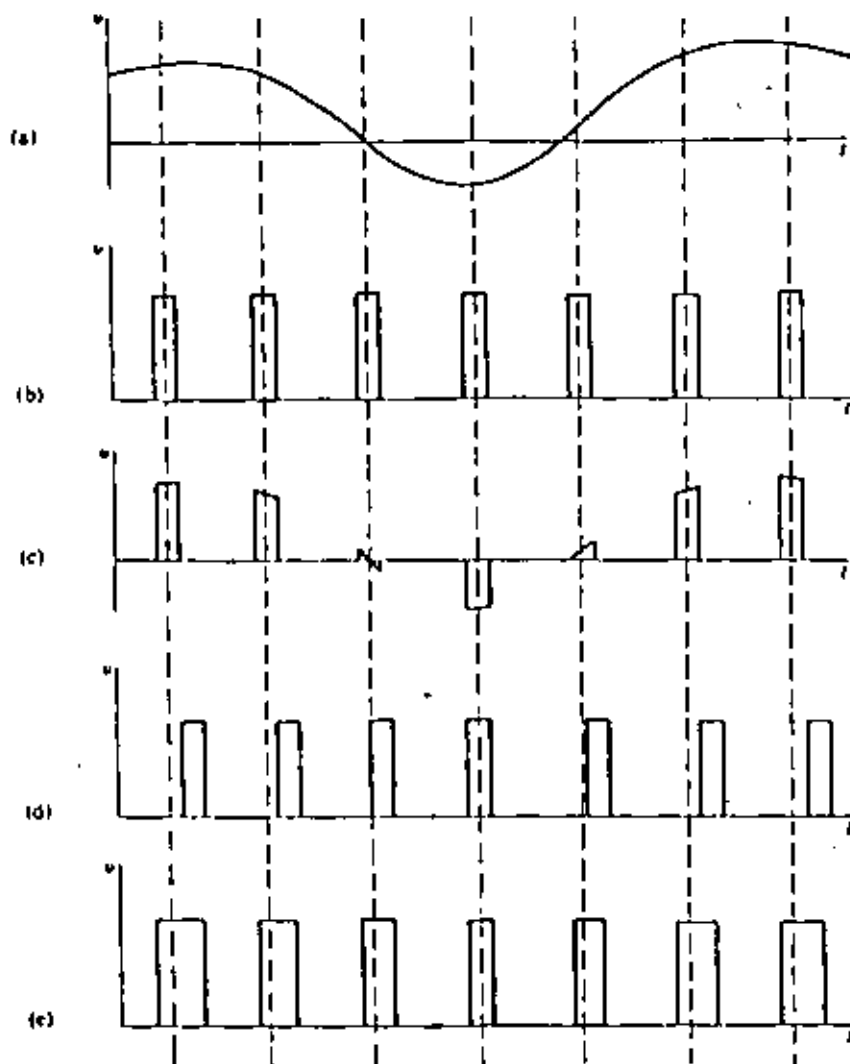
$$w_0 \geq 2 w_m$$

$$\frac{2\pi}{T} \geq 2 (2\pi f_m)$$

$$T \leq \frac{1}{2f_m}$$

$$\underline{\underline{f_s \geq 2 f_m}}$$

Muestras/s



MODULACION DE PULSOS: a) Señal Moduladora; b) Tren de Pulsos; c) Señal PAM; d) Señal PPM; e) Señal PDM.

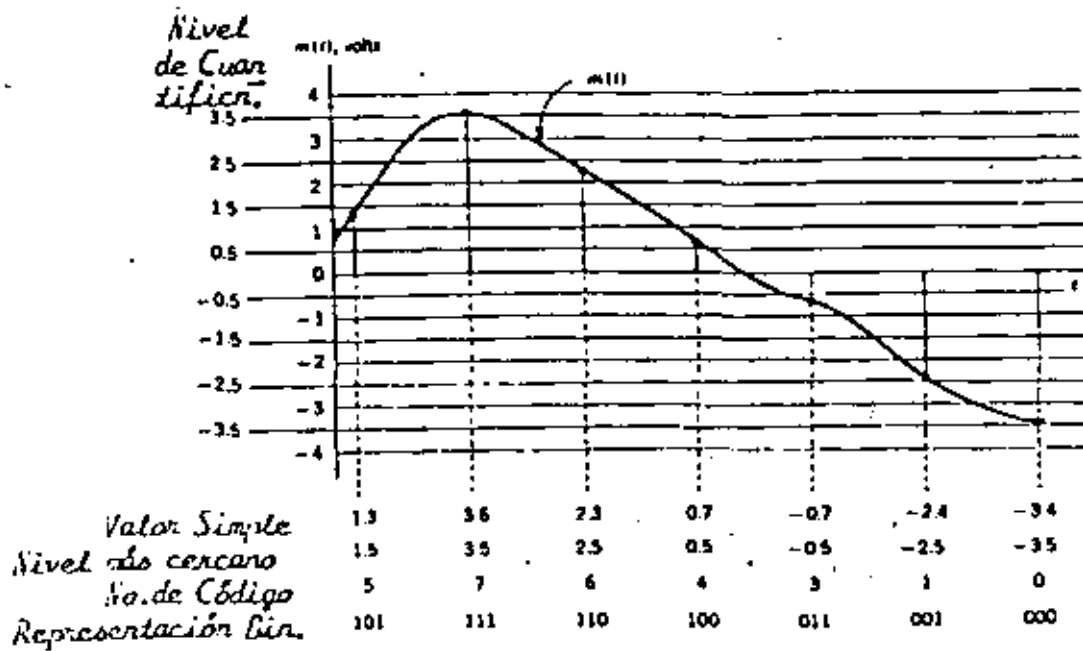
MODULACION POR PULSOS CODIFICADOS (PCM)

Cuando se muestrea y cuantifica una señal se esta generando una onda PAM, esto es, un tren de pulsos cuyas amplitudes estan restringidas a un número de magnitudes discretas. La cuantización se usa para reducir los efectos del ruido, mientras que el muestreo nos sirve para canalizar en el tiempo diferentes mensajes.

Es posible transmitir esas muestras cuantificadas, directamente. Alternativamente se podría representar cada muestra cuantificada, por un número de código y transmitirlo en lugar de dicha muestra. Si antes de transmitirse, este código se convierte en un número binario representado por pulsos, se obtiene la modulación por pulsos codificados (PCM).

En un sistema específico los pulsos muestreados pueden ser cuantificados, o como ya se dijo, tanto la cuantificación como el muestreo pueden llevarse a cabo simultáneamente. Este proceso se ilustra en la Fig. 1. La amplitud total de $A_0 = 7 \text{ V}$ esta dividida en niveles de amplitud con igual espaciamento con $a = 1 \text{ V}$ de separación. Hay, así $M = \frac{A_0}{a} + 1$ posibles niveles de amplitud, incluyendo el nivel cero.

En la Fig. 1, las muestras son tomadas cada segundo y el nivel de amplitud discreto más cercano se selecciona para ser

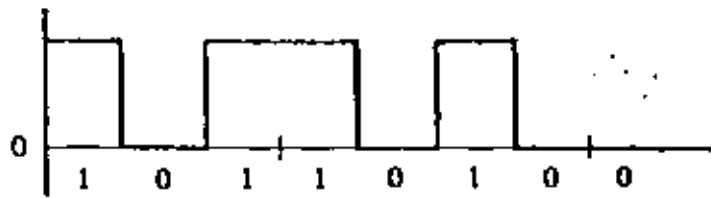


Se muestra regularmente una señal. En la figura se han indicado los niveles de cuantificación así como su representación binaria. Para cada muestra se da el valor de cuantificación.

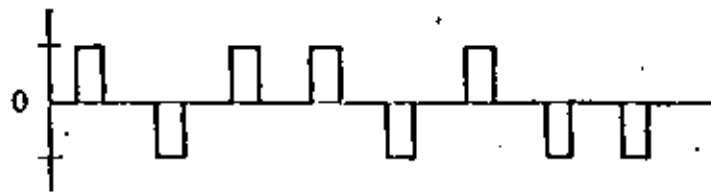
FIGURA N° 1-A

Binario				Decimal
k_3	k_2	k_1	k_0	
0	0	0	0	0
0	0	0	1	1
0	0	1	0	2
0	0	1	1	3
0	1	0	0	4
0	1	0	1	5
0	1	1	0	6
0	1	1	1	7
1	0	0	0	8
1	0	0	1	9
1	0	1	0	10
1	0	1	1	11
1	1	0	0	12
1	1	0	1	13
1	1	1	0	14
1	1	1	1	15

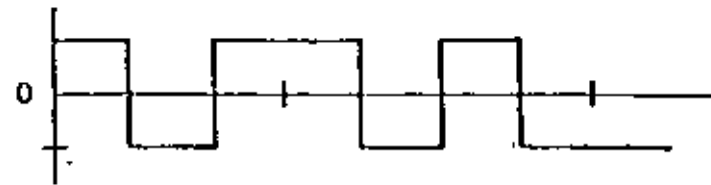
Números Equivalentes en Representación Binaria y Decimal



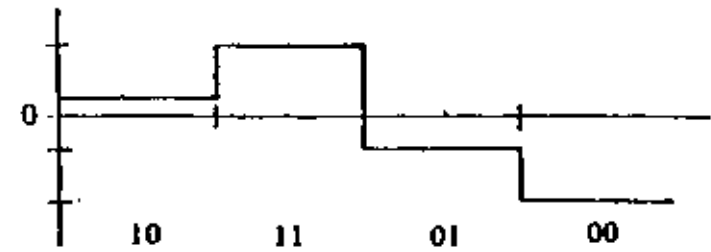
(a)



(b)



(c)



(d)

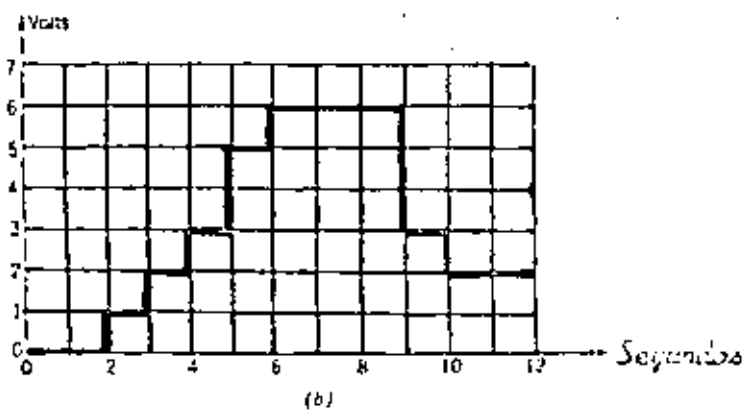
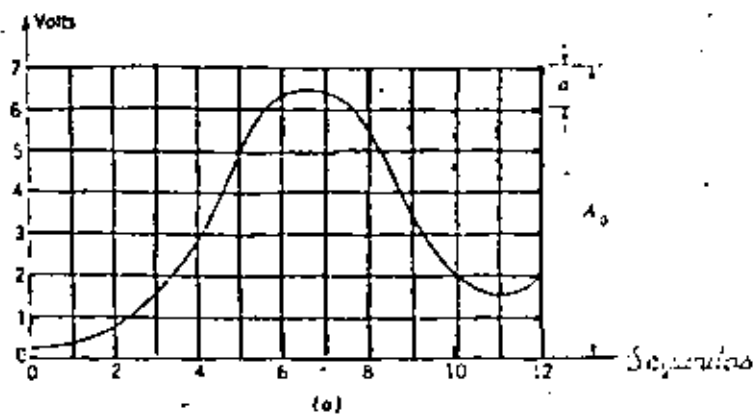


FIGURA N° 1
 MUESTREO Y CUANTIFICACION: a) Señal
 muestreada y cuantificada.

b) versión

transmitido. La versión resultante cuantificada y muestreada de la señal original se ilustra claramente en la Fig. 1 (La señal de 0.3 V a 0 segundos se transmite como 0 V, etc.). Aunque el nivel de separación se muestra aquí como uniforme, la separación es frecuentemente disminuida en forma gradual para poder mejorar el comportamiento de ruido del sistema. En particular, el espaciamiento de los niveles se disminuye a bajos niveles de amplitud. Esto se realiza por la técnica llamada compresión. A continuación se hará un breve repaso de la aritmética binaria. El sistema binario utiliza solo dos dígitos, 0 y 1. Un número arbitrario N está representado por la secuencia $\dots K_2 K_1 K_0$ en la cual las K 's son determinadas de la ecuación.

$$N = \dots + K_2 2^2 + K_1 2^1 + K_0 2^0$$

con las restricciones de que cada K tiene valores 0 ó 1. Las representaciones binarias de los números decimales del 0 al 15 están dadas en la tabla I. Observese que para representar los cuatro números del 0 al 3, se necesitan únicamente dos dígitos binarios K_1 y K_0 . Para los ocho números del 0 al 7 se requieren tres lugares binarios y así sucesivamente. En general, si M números 0, 1, \dots , $M - 1$ van a ser representados, entonces una secuencia N de dígitos binarios K_{N-1}, \dots, K_0 es requerida, donde $M = 2^n$.

Lo anteriormente expuesto, se puede ilustrar en la Fig. 1a. Considerese que la señal mensaje $x(t)$ está limitado en el

rango ± 4 Volts. Los niveles de cuantización son cada 1 volt. para este caso se emplean 8 niveles de cuantificación, los cuales están localizados en $-3.5, -2.5, \dots, +3.5$ volts. Asignamos el código número 0 al nivel -3.5 volts, el código 1 al nivel -2.5 volts, etc., hasta el nivel a $+3.5$ volts, al cual se asigna el código número 7.

Cada número de código tiene su representación en aritmética binaria variando desde 000 para el número de código 0 a 111 para el número de código 7.

En la fig. 1a., en correspondencia con cada muestra, se especifica el valor muestra, el nivel de cuantificación más cercano, y el número de código con su representación binaria.

Si fuéramos a transmitir la señal analógica, transmitiríamos los valores muestras $1.3, 3.6, 2.3$ etc. Si fuéramos a transmitir la señal cuantificada transmitiríamos los valores muestra cuantificados $1.5, 3.5, 2.5$ etc. En PCM se transmite la representación binaria $101, 111, 110$, etc.

Una configuración del sistema PCM se muestran en la fig. 2 y se describe a continuación.

Una señal analógica se hace pasar a través de un filtro paso bajas para limitarlo en banda, después se muestrea para obtener $X_s(t)$. Los valores muestreados son aproximados al valor discreto predeterminado más cercano (cuantificación).

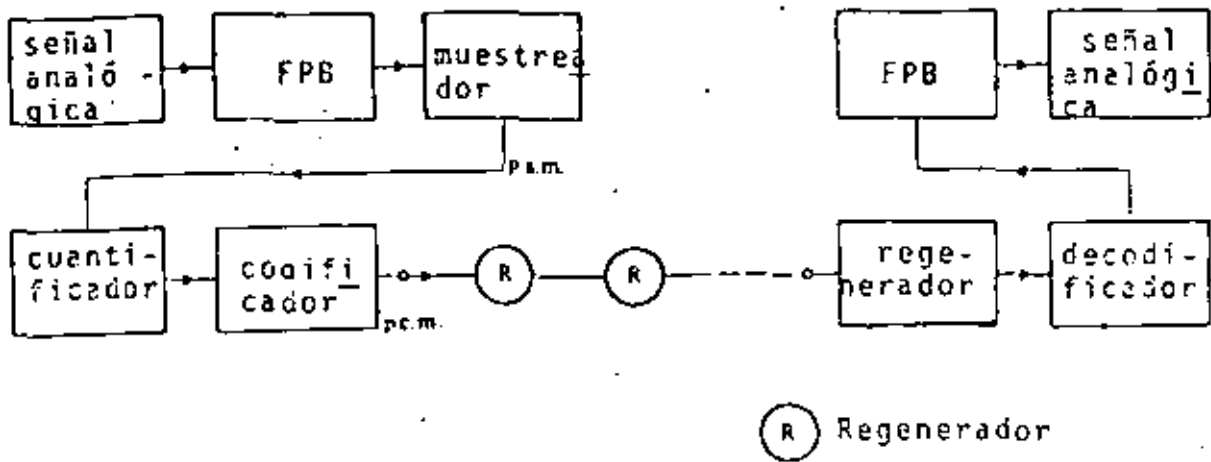


FIGURA N° 2
DIAGRAMA EN BLOQUES DEL SISTEMA PCM

TABLA III
PARAMETROS DE PCM

Tipo de señal	Ancho de Banda	Tasa de muestreo	No. de intervalos de cuantific.	Long. de la palabra en el código
voz	de 300 Hz a 3400 Hz	8 KHz	128 ó 256	7 ó 8
programa de música	15 KHz	32 KHz	2048	11
TV a color	5.5 MHz	13 MHz	512	9

Si hay un número finito de niveles de cuantificación, llamado q , cada nivel puede ser representado por un código digital de longitud finita. $X_{sq}(t)$ es entonces digitalizado y codificado.

El codificador convierte las muestras cuantificadas a grupos de códigos apropiados, un grupo por cada muestra, y genera el correspondiente pulso digital formando la señal banda base PCM. En la práctica se agrega un compresor para mejorar la relación señal a ruido cuando el valor absoluto de la onda de entrada $X(t)$ es pequeño.

Para la multicanalización, cada mensaje es muestreado en un tiempo distinto y todos los valores muestreados son combinados.

Alternativamente la salida del multiplexor es una onda PAM, contando mensajes individuales, muestreados periódicamente, intercalados en el tiempo.

Si hay N entradas, el espacio entre pulsos es T/N , mientras que el espacio entre muestras sucesivas es T . Cuando la señal PCM es enviada por el medio de transmisión, es convertido en una forma adecuada para el medio.

La onda convertida es distorsionada por las características del medio y el ruido. Los repetidores regenerativos reciben la onda distorsionada, y regeneran una onda sin distorsión

y la envían.

El receptor actúa en forma inversa al transmisor, es decir, la onda PCM es decodificada en el decodificador para dar una onda PAM.

Después hacemos pasar esta señal por un filtro paso-bajas para regenerar nuevamente $X(t)$. Si es necesario, utilizamos un expansor después del codificador, esto lo haremos para prevenir que la señal se comprima, el objetivo de los filtros paso bajas es para eliminar cualquier frecuencia diferente de $X(t)$ como se muestra en la Fig. 3.

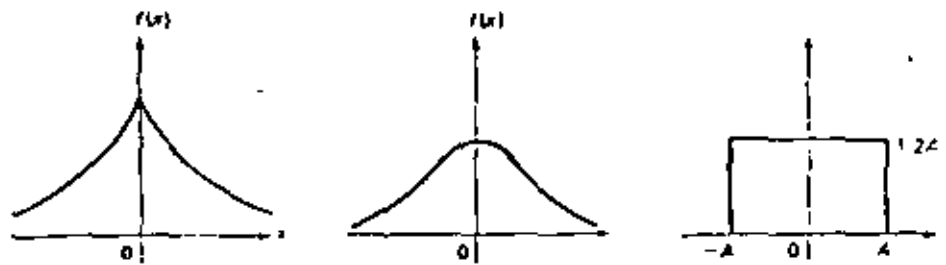


FIGURA N° 10

Ejemplos de Curvas de Densidad de Probabilidad: a) Laplaciana; b) Gaussiana; c) Uniforme.

TABLA II
RELACION SEÑAL A RUIDO DE CUANTIFICACION. CODIGO DE 7 BITS.
Compresión de la Ley μ , $\mu = 255$

σ^2 , dB, relativos a la máxima señal de entrada.	Relación Señal a Ruido en Decibelios		
	Espaciamiento Uniforme	Caso de Compresión	
		Laplaciano	Gaussiano
- 60	- 13.1	18.6	18.5
- 56	- 9.1	21.8	21.6
- 50	- 3.1	25.7	25.5
- 46	0.9	27.6	27.3
- 40	6.9	29.7	29.5
- 26	20.9	31.5	31.5
- 20	26.9	31.8	31.8
- 14	32.9	32.0	32.0
- 8	38.9	32.0	32.0
0	46.9	32.0	32.0

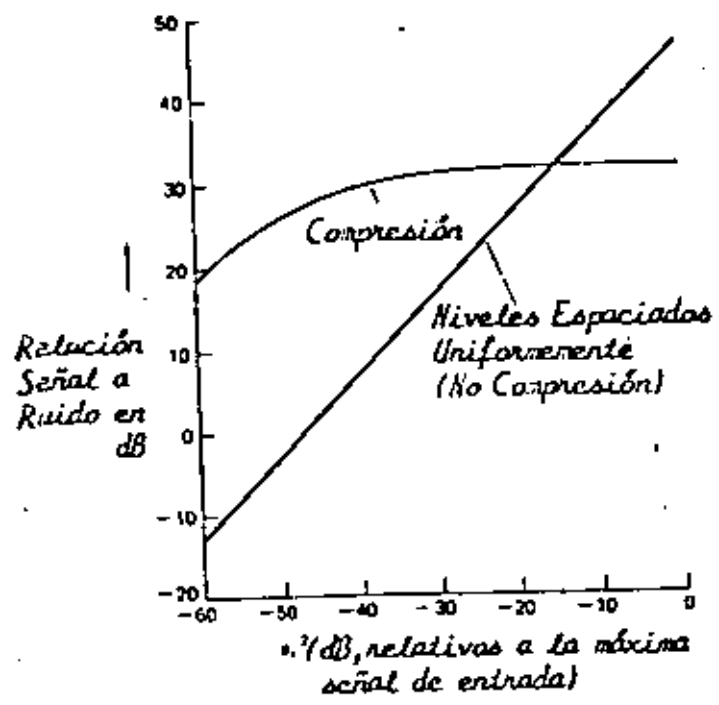


FIGURA N° 11
Ruido de Cuantificación con Compresión v.s. Potencia de la Señal de Entrada. $\mu = 255$. $M = 128$ niveles.

ANCHO DE BANDA PCM

$$f_s = 2 B_x$$

$$\text{pulsos / s} = r_s = m f_s = 2m B_x$$

para PAM

$$B_x \longrightarrow 2 B_x$$

$$2 NB_x \longleftarrow NB_x$$

$$B_{\text{PAM}} = \frac{f_s}{2}$$

para PCM

$$f_s \longrightarrow r_s$$

$$B_{\text{PCM}} = \frac{r_s}{2} = m B_x$$

$$\text{pero } m = \log_n M$$

$$B_{\text{PCM}} = B_x \log_n M \quad \text{Banda Base}$$

$$B_{\text{PCM}} = 2 B_x \log_n M \quad \text{Radio Frecuencia}$$

EJEMPLO

Considérese la transmisión de voz y tómesese un ancho de banda $B_x = 4 \text{ kHz}$, $f_s = 3000 \text{ muestras/s}$. Cada muestra se cuantiza en 128 niveles.

$$\begin{aligned} B_{\text{PCM}} &= 4000 \log_2 M \\ &= 4000 \log_2 128 = 28 \text{ KHz} \end{aligned}$$

EJEMPLO

Una señal que tiene contenido despreciable arriba de 3.6 kHz va a ser transmitida vfa PCM por un canal cuya máxima velocidad es de 40000 pulsos/s.

Dibuje un diagrama de bloques del transmisor especificando valores de todos los parámetros de diseño.

SOLUCION

$$m f_s \leq 40000$$

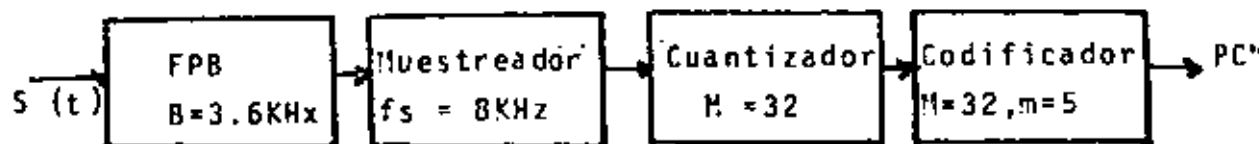
Por otro lado $f_s \geq 2B = 7200$

$$\therefore m \leq \frac{40000}{7200} = 5.5 \Rightarrow m = 5$$

Así

$$M = n^m = 2^5 = 32, f_s \leq \frac{40000}{5} = 8 \text{ KHz}$$

Por lo que



EJEMPLO

Una señal que tiene contenido despreciable arriba de 20 kHz va a ser transmitida vfa PCM por un canal que tiene $B_T = 70 \text{ kHz}$.

Se requiere que $M \geq 60$.

Dibuje un diagrama de bloques del transmisor especificando todos los parámetros de diseño.

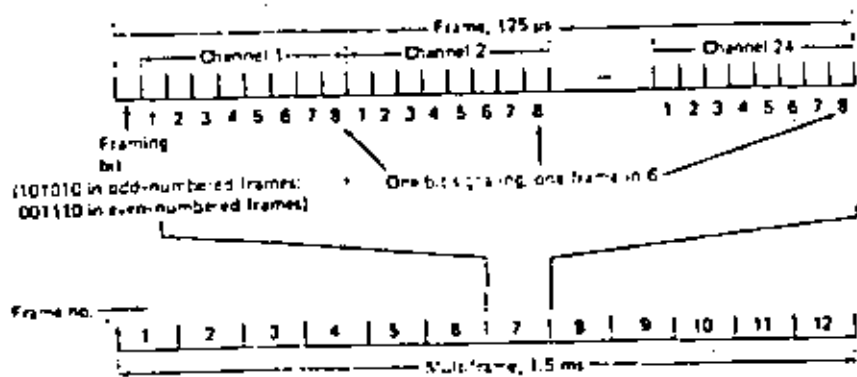


FIGURA N° 12.

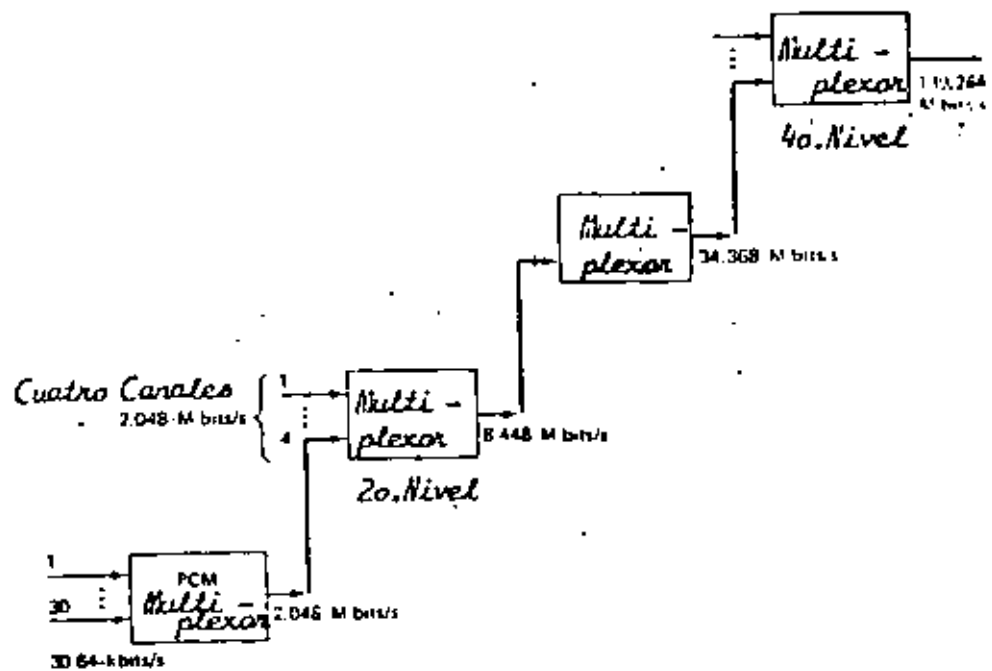


FIGURA N° 13
 JERARQUIA DIGITAL: Recomendación CCITT.

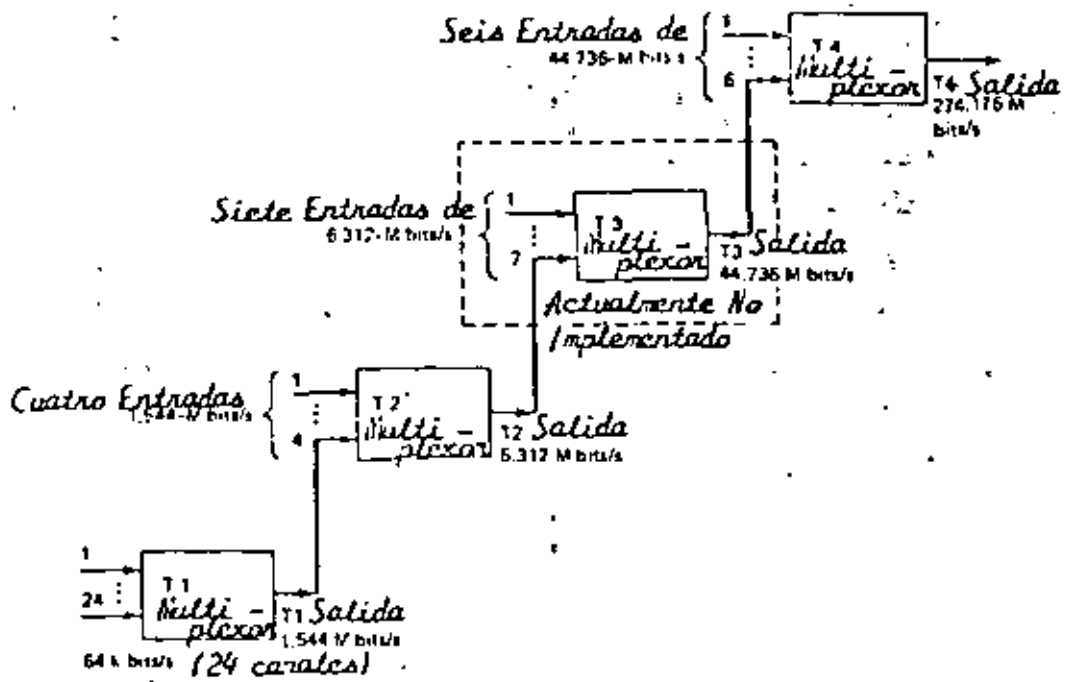


FIGURA N° 14
 SISTEMA NTT : Jerarquía Digital

TABLA IV
 Velocidades Estándar de Transmisión en Estados Unidos, Canadá, Japón
 Europa.

Jerarquía, Nivel No.	EU/Canadá (lib/s)	Japón (lib/s)	Europa (lib/s)
1	1.544	1.544	2.048
2	6.312	6.312	8.448
3	44.736	32.064	34.368
4	274.176	97.728	139.264
5	-	396.200	560-840

TABLA V
 Capacidad Estándar de Canales de Voz en Sistemas PCM,
 Estados Unidos, Canadá, Japón y Europa.

Jerarquía, Nivel No.	c a p a c i d a d		
	EU/Canadá	Japón	Europa
1	24	24	30
2	96	96	120
3	672	480	480
4	4032	1440	1920
5	-	5760	7680-11520

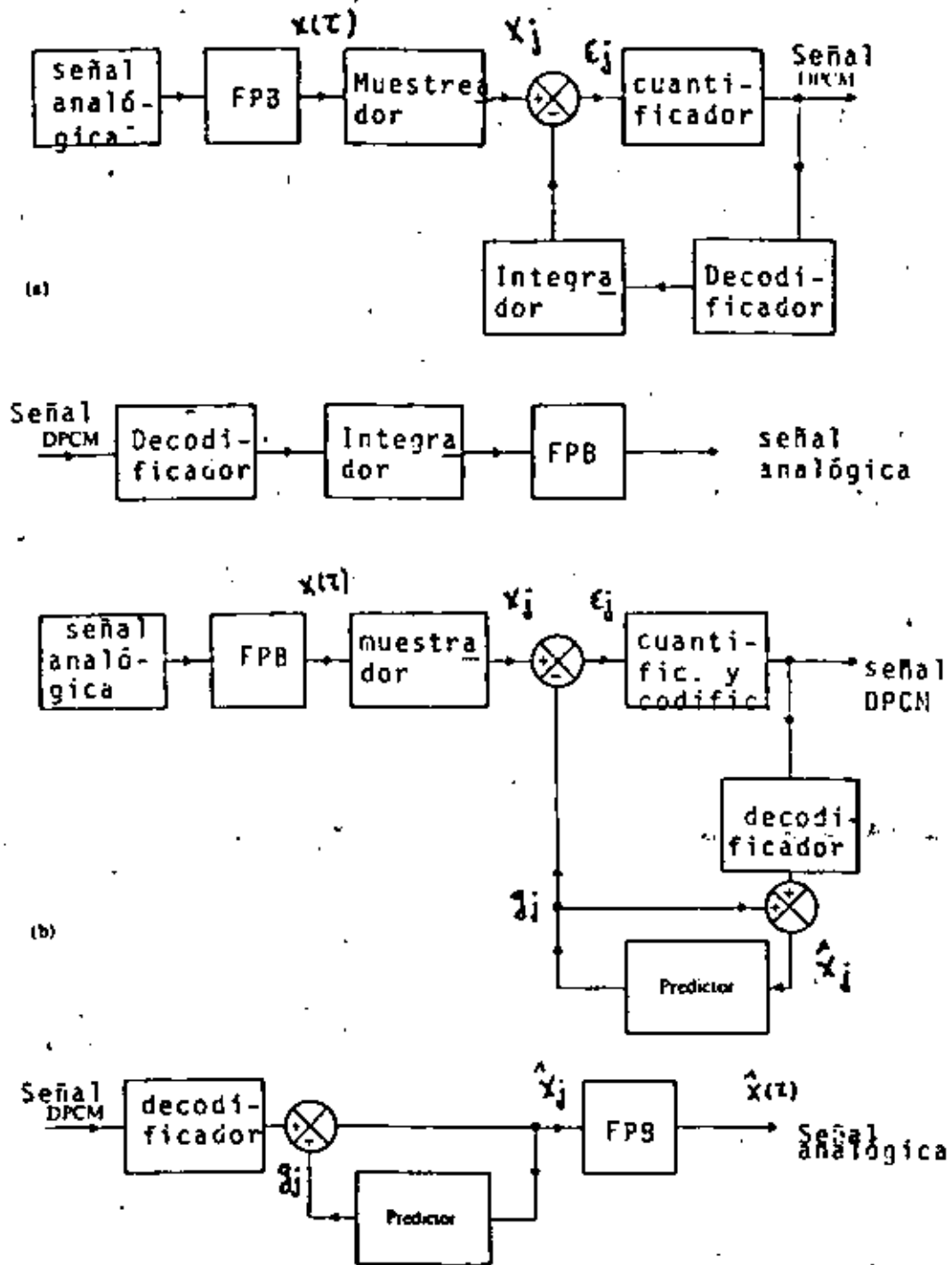


FIGURA N° 15

DIAGRAMA EN BLOQUES DEL SISTEMA PCM DIFERENCIAL: a) Transmisor y receptor de un sistema PCM simple; b) Transmisor y receptor de un sistema PCM con predictor.

PCM DIFERENCIAL Y MODULACION DELTA

Modulación por pulsos codificados (PCM) no es la única técnica para codificar señales analógicas por transmisión digital. Existen otras dos técnicas que se describirán en esta sección: Modulación PCM Diferencial y Modulación Delta.

La modulación PCM diferencial requiere una tasa de transmisión más baja y por lo tanto un ancho de banda menor que PCM, y tiene aplicaciones en transmisión digital de señales de Televisión y en el videoteléfono. La modulación Delta tiene la ventaja de simplicidad y se usa para transmisión de voz, particularmente en aplicaciones donde una baja calidad de transmisión es aceptable.

Ambos métodos de codificación emplean el principio de codificar la diferencia entre dos señales. Sin embargo, cada una hace uso de todas las ventajas de transmisión digital, incluyendo regeneración, y las señales resultantes pueden ser multicanalizadas en forma similar como las señales PCM.

PCM DIFERENCIAL.

El diagrama de bloques del transmisor y receptor de un sistema PCM diferencial simple es mostrada en la Fig. 15. En la ausencia del cuantificador y codificador y de los decodificadores, el sistema transmitiría la diferencia entre muestras de señales analógicas y reconstruiría la señal analógica en el receptor al usar el integrador para sumar esta diferencia a la señal ya acumulada. El transmisor representado en la Fig. 15 cuantifica y codifica la diferencia entre una muestra de señal analógica y una señal realimentada desde su salida. La señal analógica es recobrada en el receptor, decodificando la diferencia antes de integrar para sumarla a la señal recobrada previamente, pero este proceso - - -

es también llevado a cabo en lazo de realimentación del transmisor, tal que la cuantificación y codificación sean realmente llevadas a cabo sobre la diferencia entre una muestra de la señal analógica de entrada y la muestra previa recostruida en el receptor.

Si un error de transmisión ocurre durante la transmisión digital, tal que una diferencia de señal es decodificada en el receptor a partir de una palabra de código erróneo, el error no solamente afecta la señal reconstruida inmediatamente, sino también se extiende a las subsecuentes señales reconstruidas.

La extensión del error puede ser evitado al incorporar un predictor en el sistema PCM diferencial.

El sistema PCM diferencial mantiene una ventaja sobre sistemas PCM solo si la diferencia de la señal puede ser adecuadamente cuantificada y codificada al usar menos niveles de intervalos de cuantificación, y por lo tanto palabras de código más cortas, que son requeridas cuando se usa PCM.

Las señales de video son adecuadas para codificarse por PCM diferencial: Pruebas de transmisión de señales de televisión codificadas en esta forma han sido llevadas a cabo sobre enlaces de satélites. Mientras que recepción de televisión blanco y negro de calidad aceptable puede lograrse usando PCM con 256 intervalos de cuantización y palabras de códi

go de longitud 8, eso se puede lograr por PCM diferencial con niveles de cuantización de 8 y palabras de longitud de 3. Consecuentemente, una reducción de 3/8 en los requerimientos de la tasa de transmisión y del ancho de banda puede ser lograda. La tasa de transmisión para señales de televisión codificadas por PCM diferencial es aproximadamente 34 M bit/s.

MODULACION DELTA

PCM diferencial con solo dos intervalos de cuantificación es conocida como modulación delta. Así, la modulación delta tiene palabras de código de un solo dígito y son 0 y 1. Los transmisores y receptores de todos los tipos de PCM diferencial excepto modulación delta son tan complejos como los requeridos para PCM, pero para modulación delta son particularmente simples ya que la codificación de un solo dígito es lograda fácilmente.

De hecho, la modulación delta es el método conocido más simple de codificación.

Un diagrama de bloque del transmisor y receptor de un sistema de modulación delta sencillo, se muestra en la fig. 16. El comparador da, tanto un pulso positivo como negativo: Si su entrada es positiva produce un pulso positivo, de otra forma produce uno negativo. Si el transmisor comparara muestras diferentes de la señal de entrada, produciría un

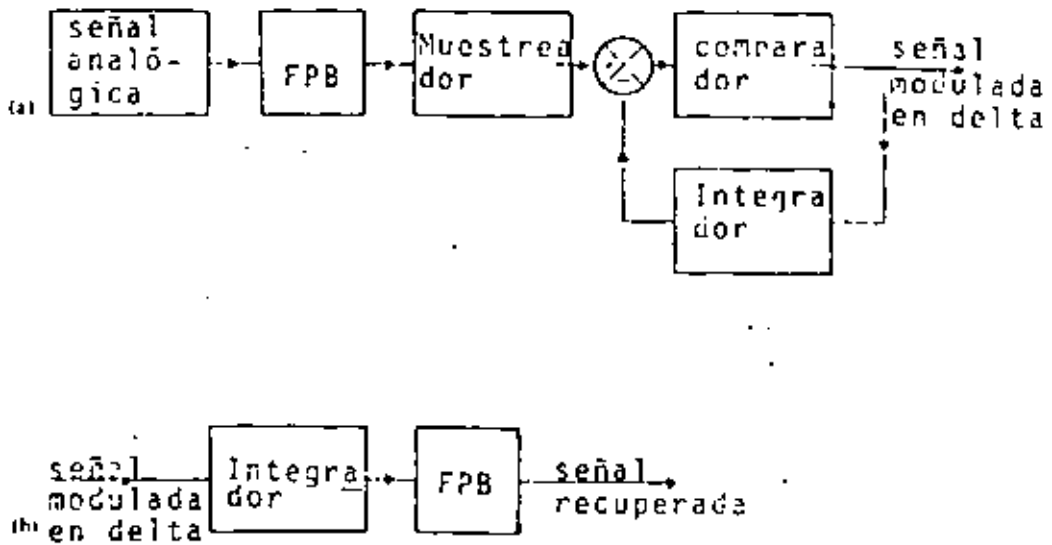


FIGURA N° 16
 DIAGRAMA EN BLOQUES DE UN SISTEMA DE MODULACION DELTA
 SIMPLE a) Transmisor; b) Receptor.

pulso positivo si la señal tuviera una pendiente positiva y si no, un pulso negativo. Sin embargo, realmente compara la muestra actual con la aproximación reconstruida de la muestra previa y en consecuencia puede corregir la señal reconstruida. Como el transmisor esta esencialmente estimando la pendiente de la señal analógica, el proceso de reconstrucción naturalmente involucra integración. La entrada de un pulso positivo al integrador, causa que su salida se incremente por una cantidad denotada por Δ y una entrada negativa que decrece la salida por Δ . Una típica señal analógica, la señal reconstruida resultante, y la correspondiente señal de modulación Delta estan ilustradas en la Fig. 17. Cuando el modulador delta esta rastreando la señal analógica, un estimado de la pendiente promedio de aquel en un intervalo de tiempo particular puede ser obtenida de la diferencia entre el número de pulsos positivos y negativos de la señal de modulación delta en ese periodo. Por ejemplo, en el intervalo de $t = 0$ a $4 T$ en la fig. 17, la señal de modulación delta tiene tres pulsos positivos y sólo uno negativo, tal que la pendiente promedio de la señal analógica en ese intervalo esta dada aproximadamente por

$$(3-1) \Delta/4 T = \Delta/2 T$$

donde T es el periodo de repetición del pulso.

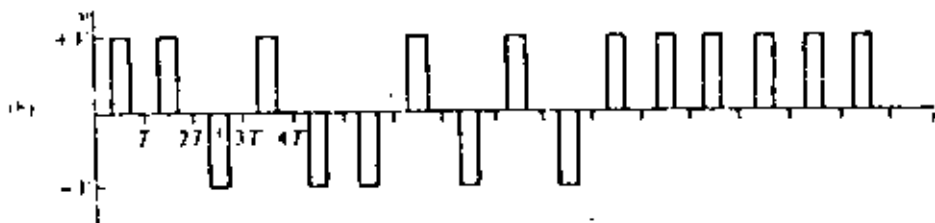
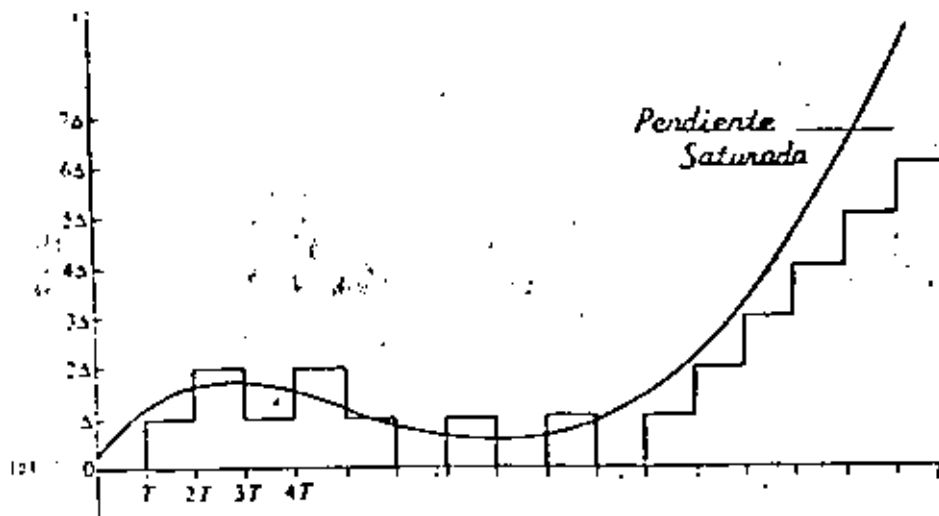


FIGURA N° 17
 SEÑALES EN UN SISTEMA DE MODULACION DELTA :
 a) Señal analógica de entrada y su reconstrucción.
 b) Señal modulada en delta.

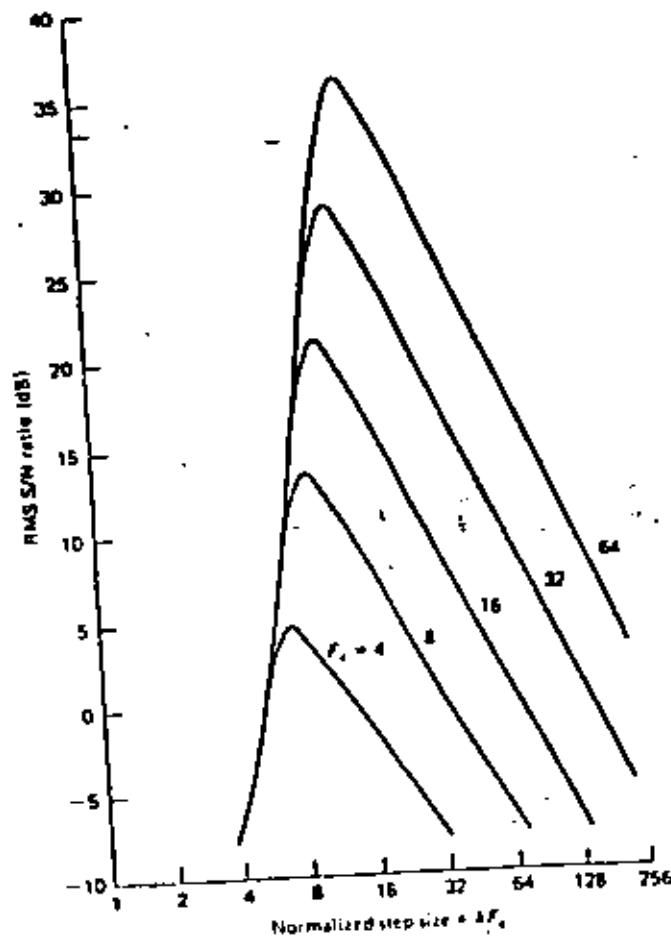


Figure 3-44 SNR for band-limited flat gaussian signals. (From J. B. O'Neal, "Delta Modulation Quantizing Noise, Analytical and Computer Simulation Results for Gaussian and Television Input Signals," *Bell System Tech. J.*, vol. 45, p. 123, January 1966, fig. 4. Copyright, 1966, The American Telephone and Telegraph Co., reprinted by permission.)

154 INFORMATION TRANSMISSION, MODULATION, AND NOISE

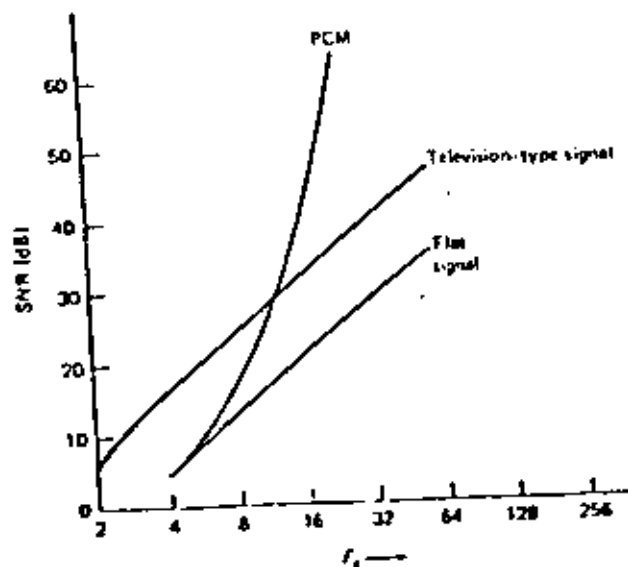


Figure 3-45 Comparison of delta modulation and standard PCM for band limited gaussian signals. (From J. B. O'Neal, "Delta Modulation Quantizing Noise, Analytical and Computer Simulation Results for Gaussian and Television Input Signals," *Bell System Tech. J.*, vol. 45, p. 127, January 1966, fig. 7. Copyright, 1966, The American Telephone and Telegraph Co., reprinted by permission.)

MODULACION Y DEMODULACION

Para poder transmitir los trenes de pulsos a través de enlaces por altas frecuencias, una portadora continua puede modularse en amplitud, fase o frecuencia en el sistema transmisor, ya que las características de transmisión a altas frecuencias son del tipo de banda base. La señal transmitida es primero demodulada en pulsos en la banda de frecuencia de la portadora en el sistema receptor para dar los pulsos PCM en la banda base. Entonces los pulsos digitales binarios, sin distorsión de transmisión en sus formas de ondas, son regenerados por los pulsos demodulados a través del decodificador.

La modulación y demodulación de la portadora de microondas son esenciales en el sistema de radioenlace PCM. Los pulsos binarios antes de la modulación y después de la demodulación son llamados pulsos banda base.

LLAVEO POR CORRIMIENTO DE AMPLITUD (ASK)

Considere una secuencia de pulsos binarios, como se muestra en la Fig. 1B. Los 1's hacen que la portadora esté presente y los 0's la hacen ausente.

Es evidente que el espectro de la señal ASK dependerá de la secuencia binaria particular a ser transmitida. La señal ASK es simplemente:

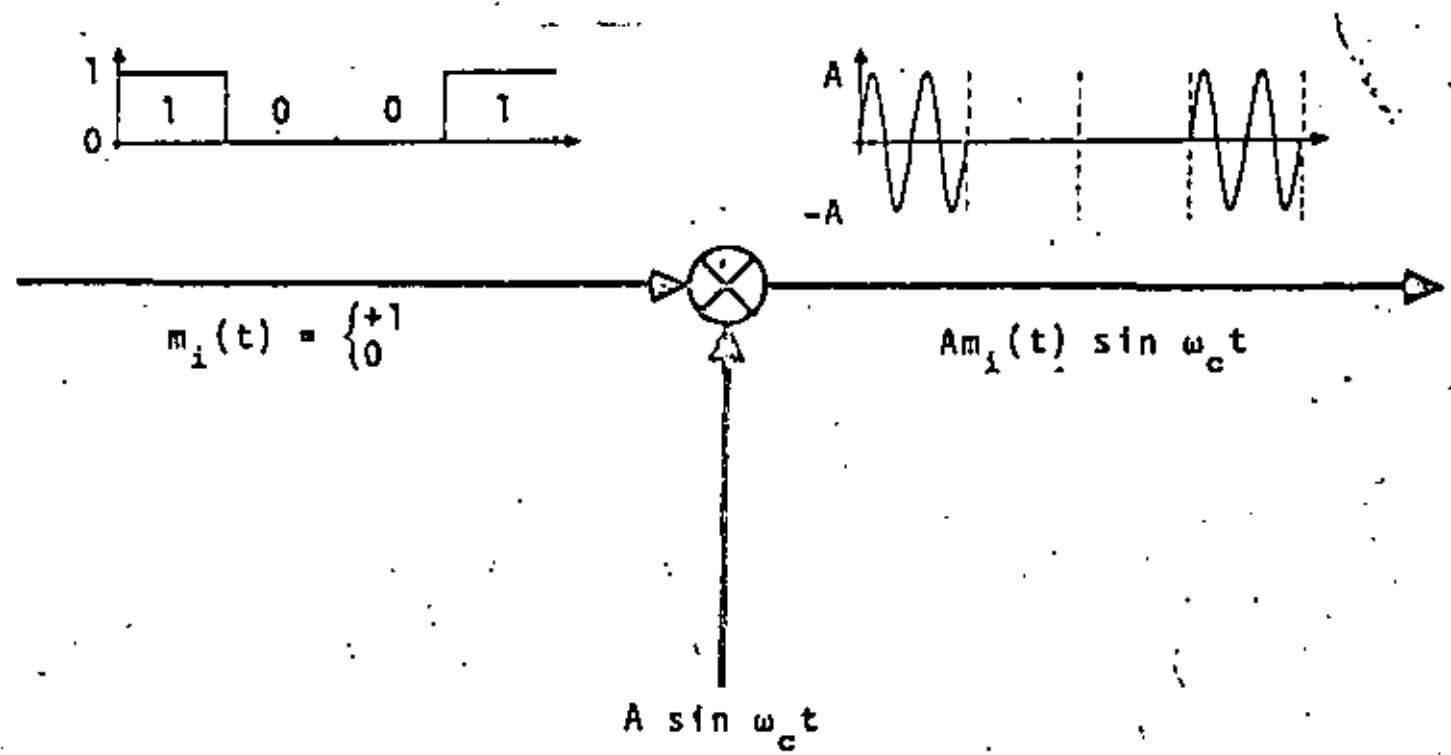


FIGURA N° 18
MODULACION ASK

$$x_c(t) = x(t) \cos \omega_c t \quad (1)$$

donde $x_c(t) = 1$ ó 0 , sobre un largo intervalo T segundos. Note que esto es exactamente la forma de la señal modulada discutida en capítulos anteriores. Como se mostró, al tomar la transformada de Fourier de la señal modulada en amplitud (ASK) y usando el teorema de desplazamiento de frecuencia, tenemos

$$\bar{x}_c(\omega) = \frac{A}{2} [x(\omega - \omega_c) + x(\omega + \omega_c)] \quad (2)$$

El efecto de multiplicar por $\cos \omega_c t$ es simplemente defasar el espectro original de la señal binaria (señal de banda base) a la frecuencia ω_c (fig. 19). En realidad esto es la forma general de una señal de AM.

El espectro de la señal modulada (ASK) se muestra en la fig. 20, ya que como se vió anteriormente, es simplemente el espectro de un tren de pulsos esto es $\frac{\text{Sen } X}{X}$.

LLAVEO POR CORRIMIENTO DE FRECUENCIA

Aquí, si consideramos una forma rectangular por simplicidad,

$$\left. \begin{array}{l}
 x_c(t) = A \cos \omega_1 t \\
 \text{o} \\
 x_c(t) = A \cos \omega_2 t
 \end{array} \right\} -\frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2} \quad (3)$$

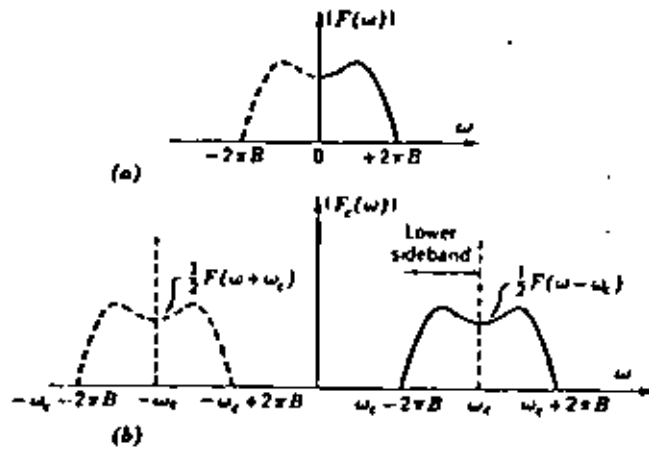


FIGURA N° 19
 ESPECTRO DE AMPLITUD:
 a) Espectro de la señal moduladora.
 b) Espectro de la señal modulada.

Un uno corresponde a la frecuencia x_1 , un cero a la frecuencia x_2 (Fig. 21). En algunos sistemas, particularmente sobre líneas telefónicas x_1 y $x_0 = \frac{1}{T}$, pero en general x_1 y $x_2 \gg \frac{1}{T}$. Una representación alternativa de la onda de FSK consiste en hacer $x_1 = x_c - \Delta x$, $x_2 = x_c + \Delta x$. Las dos frecuencias difieren entonces por $2\Delta x$ hertz. Entonces

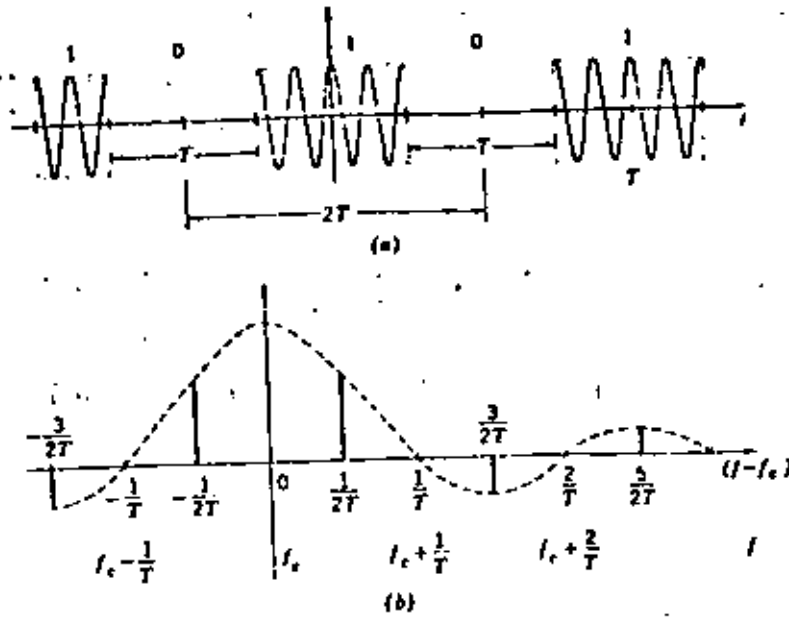
$$x_c(t) = A \cos(\omega_c \pm \Delta\omega) t \quad -\frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2} \quad (4)$$

entonces la frecuencia se desvía $\pm\Delta x$ respecto a x_c . Δx es comunmente la desviación de frecuencia. El espectro de frecuencia para FSK es, en general, difícil de obtener. Debemos de observar que esto es una característica general de señales de FM.

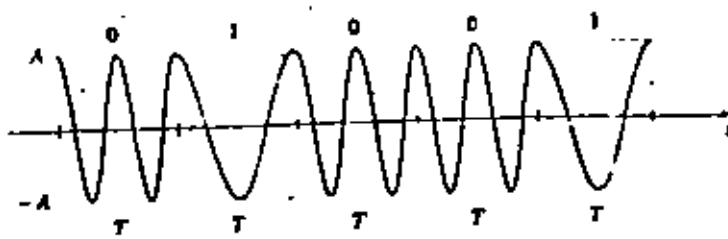
Consideremos que el mensaje binario consiste de una secuencia alternativa de 1's y 0's. Si las dos frecuencias son múltiplos por el recíproco del período binario T ($x_1 = m/T$, $x_2 = n/T$, m y n integrados), y son sincronizadas en fase, como se considera en la ecuación (3), la onda FSK es la función periódica de la fig. 22. Note, sin embargo, que esto puede también ser visualizado como la superposición lineal de dos señales periódicas ASK tales como la de la fig. 22, una retrazada T segundos con respecto a la otra.

LLAVEO POR CORRIMIENTO DE FASE

En este caso, tenemos que la señal de llaveo por corrimiento



Espectro de una Señal Periódica OOK: a) Señal Periódica; b) Espectro (frecuencias positivas únicamente).



Señal FSK

FIGURA N° 20

MODULATION - FSK

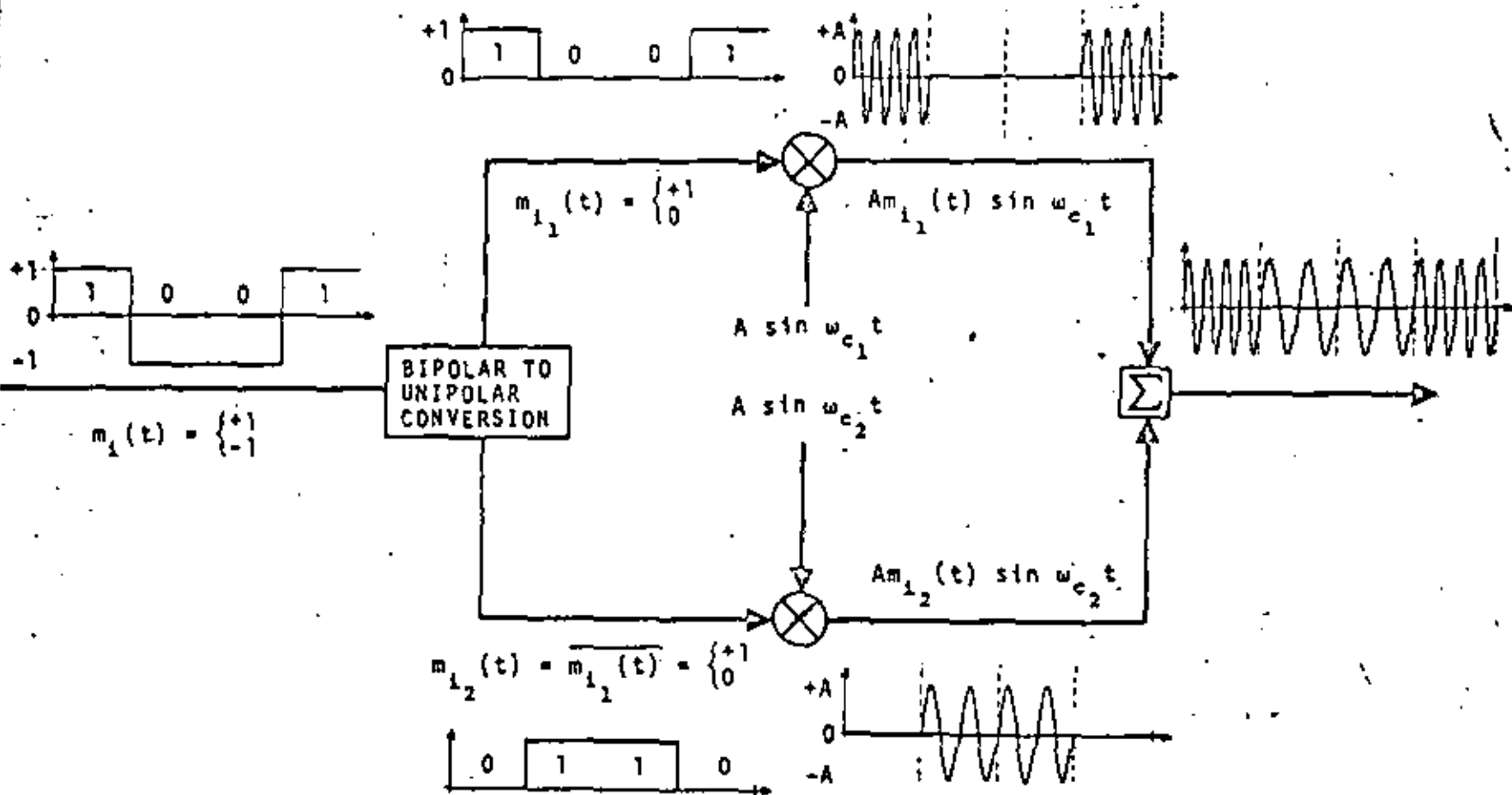
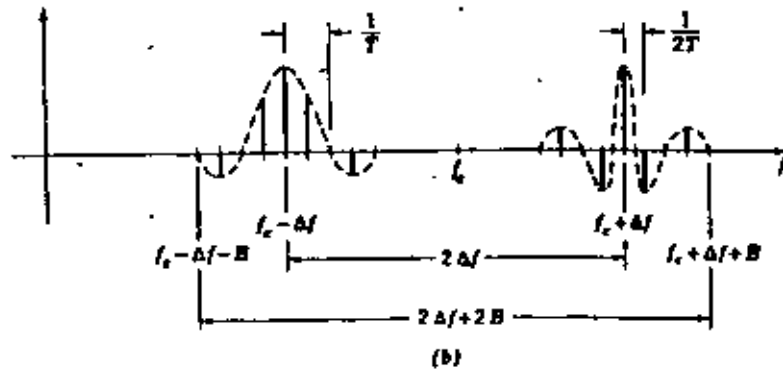
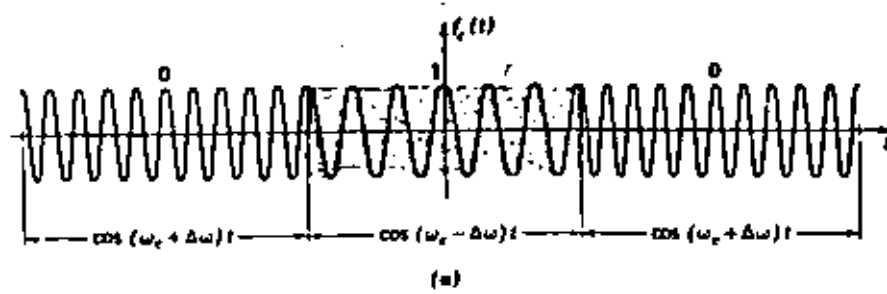


FIGURA Nº 21

FIGURA N^o 22

de fase esta dada por

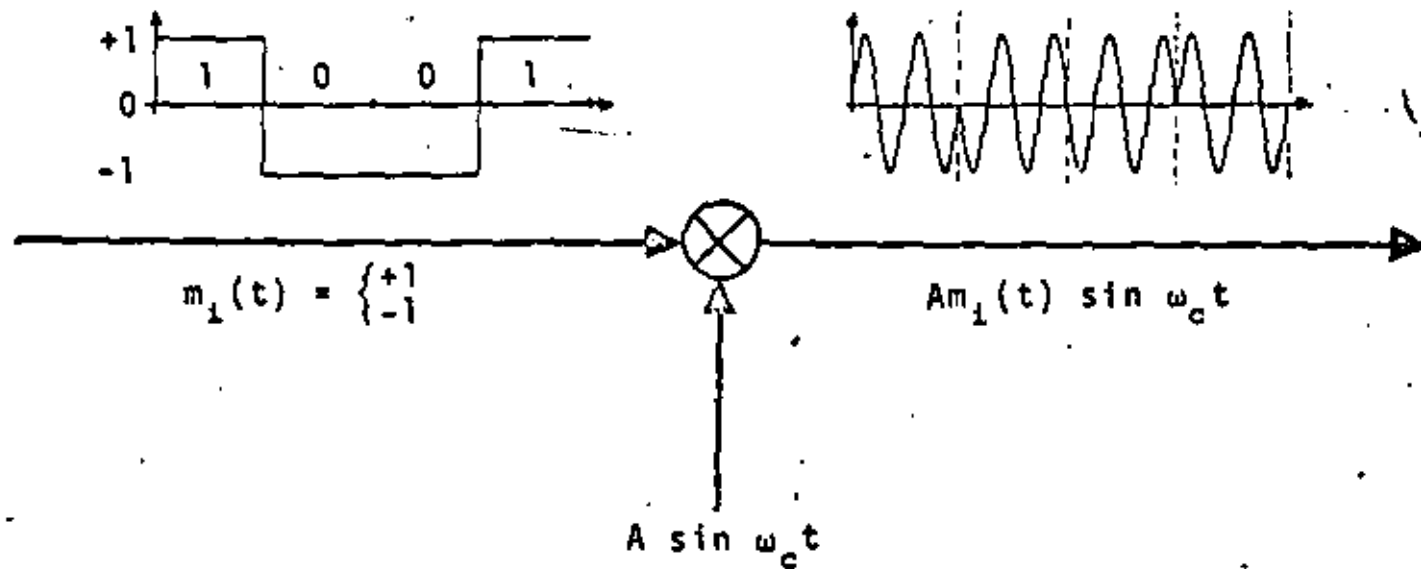
$$x_c(t) = \pm \cos \omega_c t \quad -\frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2} \quad (5)$$

Si una forma rectangular es asumida. Aquí un 1 en el flujo binario de banda base corresponde a polaridad positiva, y un 0 a polaridad negativa. La señal PSK corresponde esencialmente a un flujo binario sin retorno a cero, como se muestra en la fig. 23.

Las señales ASK, FSK y PSK pueden producirse por medio de moduladores digitales. Sin embargo, dichos moduladores pueden ser implementados más simplemente alimentando la entrada de datos directamente a un conmutador el cual puede seleccionar la forma de onda de la señal apropiada de una de las dos fuentes de la señal, para así, construir la señal modulada. Moduladores de este tipo son mostrados esquemáticamente en la fig. 24. El modulador ASK representada en la fig. 24a simplemente conmuta una portadora en encendido o apagado. El modulador FSK en la fig. 24b conmuta entre dos señales de diferentes frecuencias. El conmutador de PSK, como se muestra en la fig. 24c, introduce un retraso de duración de medio longitud de onda a la señal del oscilador para que así se produzca un cambio de fase de π en la señal modulada.

DEMODULACION

MODULATION - PSK



$$A \cos\left(\omega_c t - m_1(t) \frac{\pi}{2}\right) = A \cos \omega_c t \cos\left[\frac{m_1(t) \pi}{2}\right] + A \sin \omega_c t \sin\left[m_1(t) \frac{\pi}{2}\right]$$

PSK SIGNAL

$$= \underbrace{Am_1(t) \sin \omega_c t}_{\text{DSB SIGNAL}}$$

DSB SIGNAL

FIGURA N° 23.

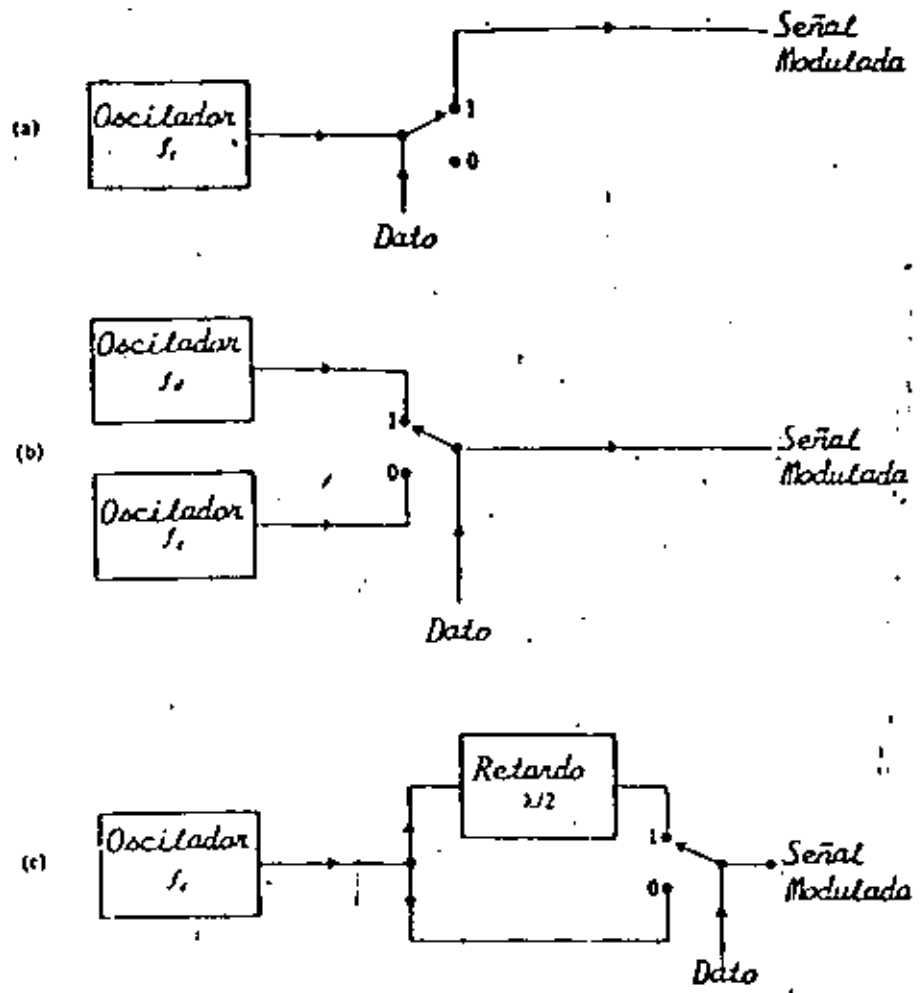
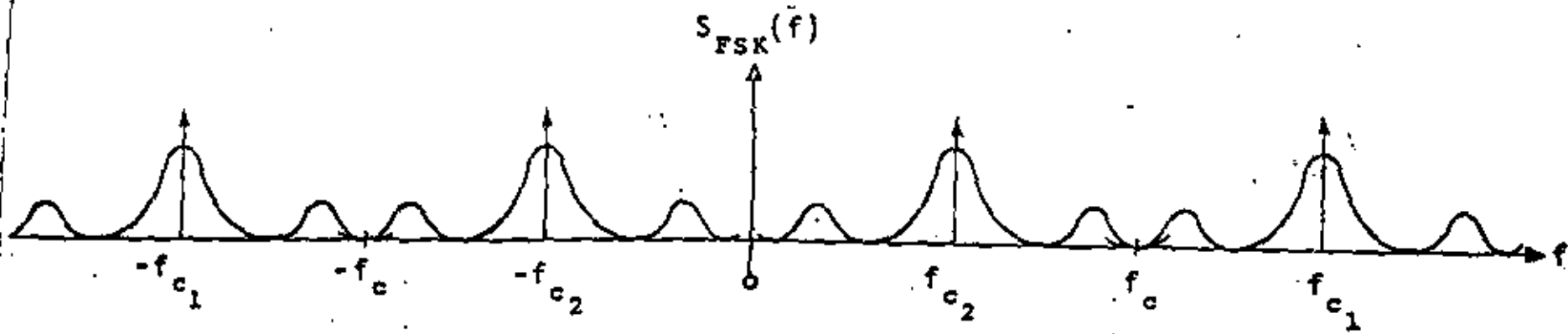
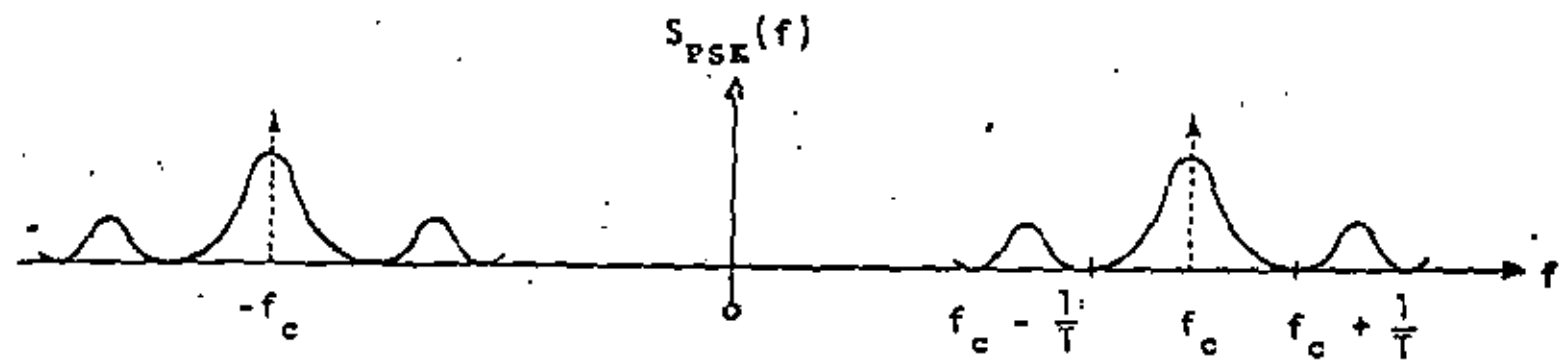
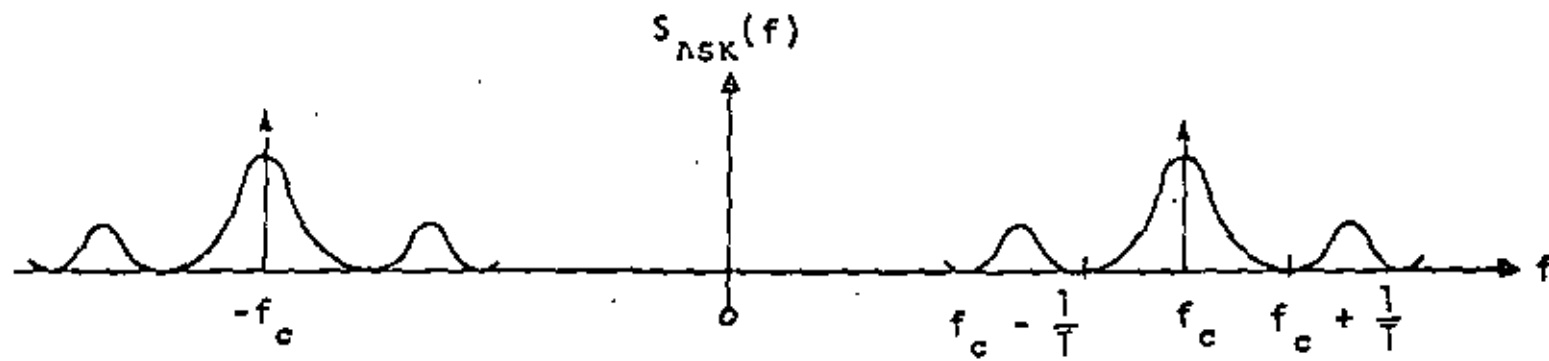


FIGURA N° 24
 DIAGRAMA EN BLOQUES DE MODULADORES: a) ASK ; b) FSK ; c) PSK .

ASK, PSK, AND FSK POWER SPECTRA



Cuando la señal modulada es recibida, debe ser demodulada para así recobrar la señal original de dos niveles. Ya que una señal de PSK es tanto $+\cos \omega_c t$ como $-\cos \omega_c t$ en cualquier intervalo, su demodulación puede lograrse al detectar el signo en cada intervalo del tiempo. Esto es enteramente equivalente a detectar su fase. Un demodulador de señales PSK es mostrado esquemáticamente en la figura 24a. Opera al multiplicar la señal de entrada por la señal $\cos \omega_c t$. La señal de referencia debe estar en fase con la portadora sin modular como sería recibida si se transmitiera al receptor. La salida del multiplicador es

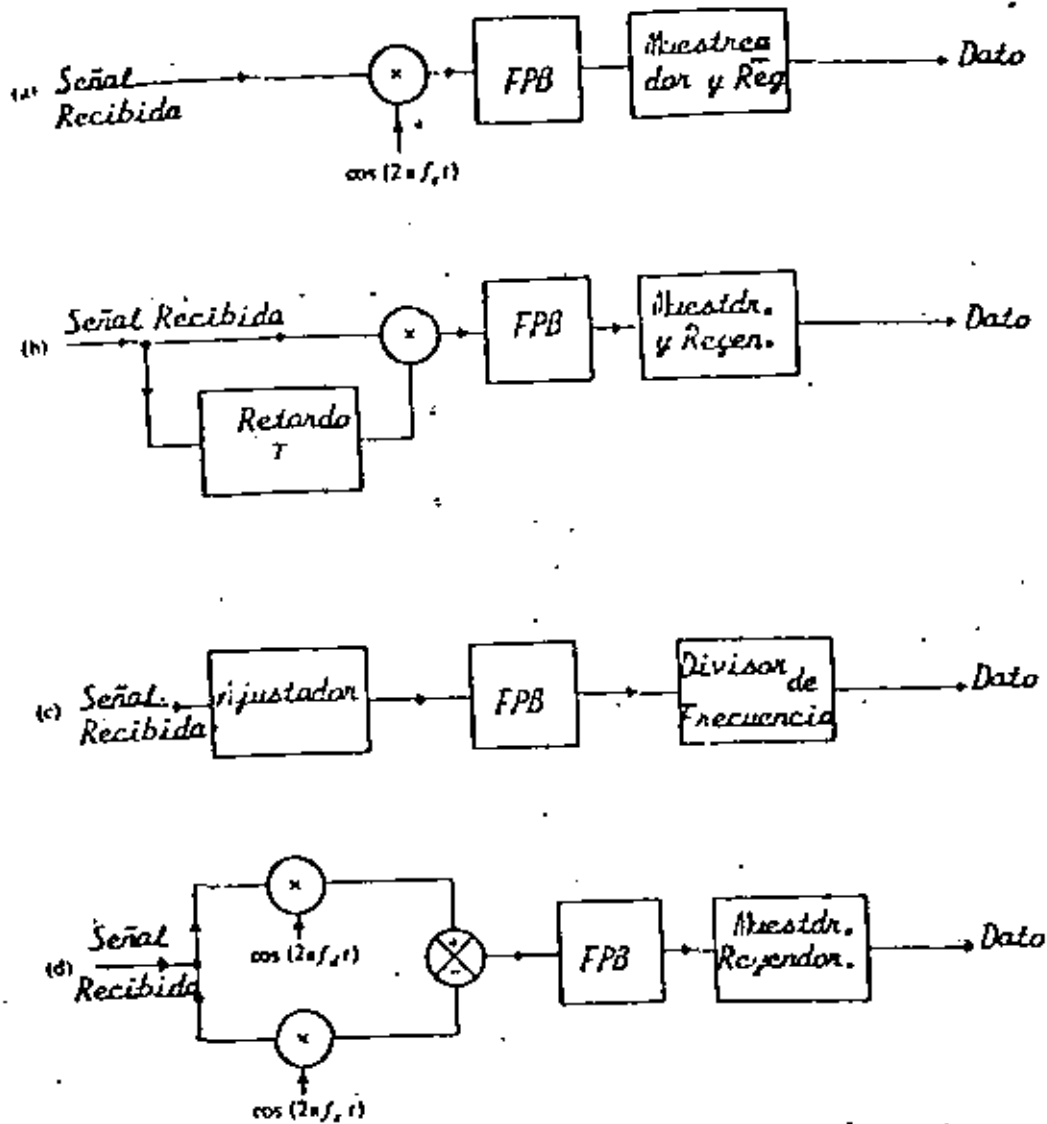
$$\pm x(t) \cos^2 \omega_c t = \pm \frac{x(t)}{2} \{1 + \cos 2 \omega_c t\} \quad (6)$$

donde el signo depende del signo de la señal modulada. Cuando esta señal de salida es filtrada por un filtro para bajas obtendremos $\pm x(t)$.

Observese que para ASK, $x(t)$ es 1 ó 0 y para PSK es ± 1 por lo que para ASK utilizamos el mismo diagrama. Este tipo de demodulación es llamada detección sincrónica o coherente, debido a que la frecuencia local debe ser igual a la frecuencia de la señal recibida.

Un tipo alternativo de demodulador para señales PSK es el demodulador coherente diferencial (fig. 25b). Este tipo de demodulador evita el uso de señal de referencia al comparar la señal en cada intervalo de tiempo con esa del intervalo

FIGURA N^o 25 DEMODULADORES FSK y PSK



de tiempo con esa del intervalo anterior. El diagrama de bloques del demodulador para señales FSK es mostrada en la fig. 25c. Este demodulador requiere dos señales de referencia como se muestra.

En cualquier intervalo de tiempo la señal de FSK es tanto $\cos \omega_d t$ como $\cos \omega_c t$, y un análisis similar al que se hizo para PSK muestra que la entrada al filtro paso-bajas es tanto

$$x(t) \cos^2 \omega_d t = x(t) \cos \omega_d t \cos \omega_c t$$

ó $x(t) \cos \omega_d t \cos \omega_c t = x(t) \cos^2 \omega_c t$ (7)

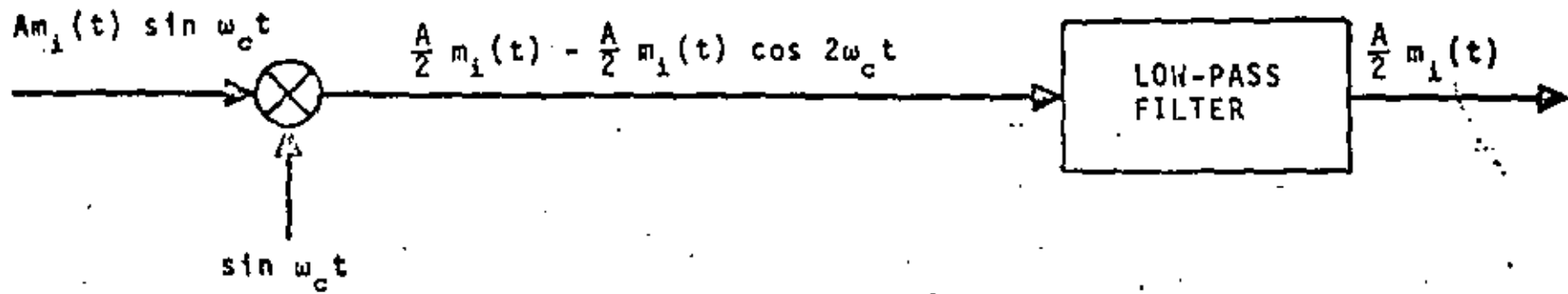
de tal forma que a la salida del filtro tendremos solamente $f(t)$.

La otra forma común de detección, detección de envólvente, evita problemas de tiempo y de fase de la detección síncrona. Aquí la señal de entrada de alta frecuencia pasa a través de un dispositivo no lineal y un filtro para bajas (fig. 26). Sin embargo existe una desventaja. La señal PSK tiene una envólvente constante (fig. 21), tal que no puede usarse un detector de envólvente. Así que el sistema PSK requiere detección síncrona.

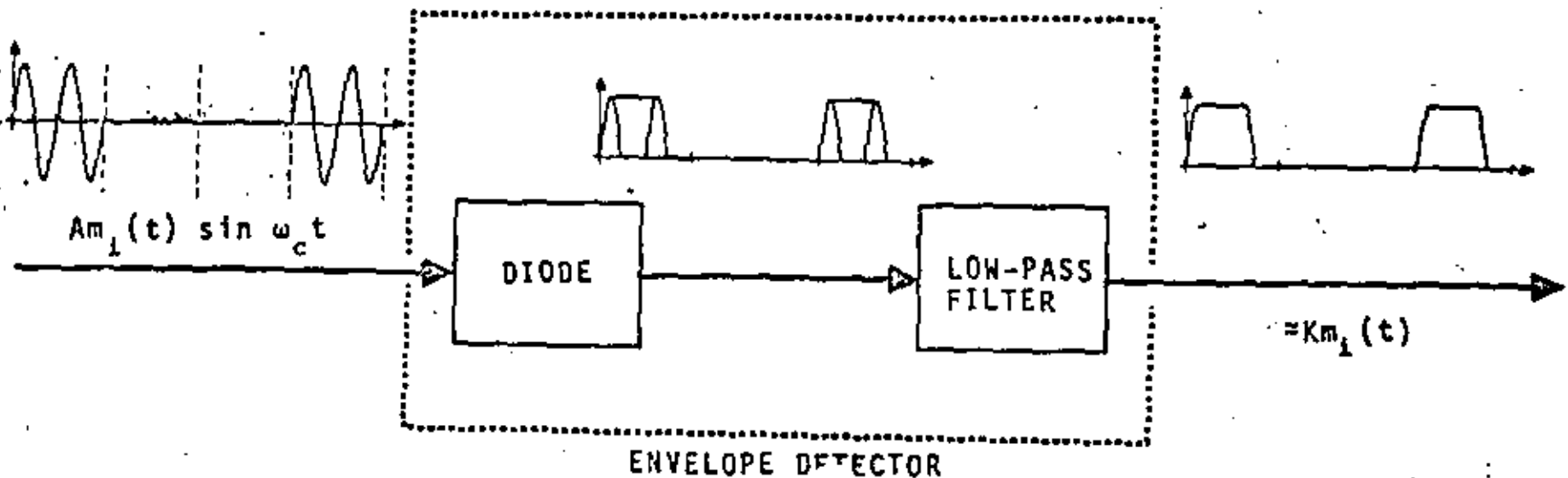
Para concluir la discusión de señalización binaria, mostramos en la fig. 26a un diagrama completo de un sistema PCM.

DEMODULATION - ASK

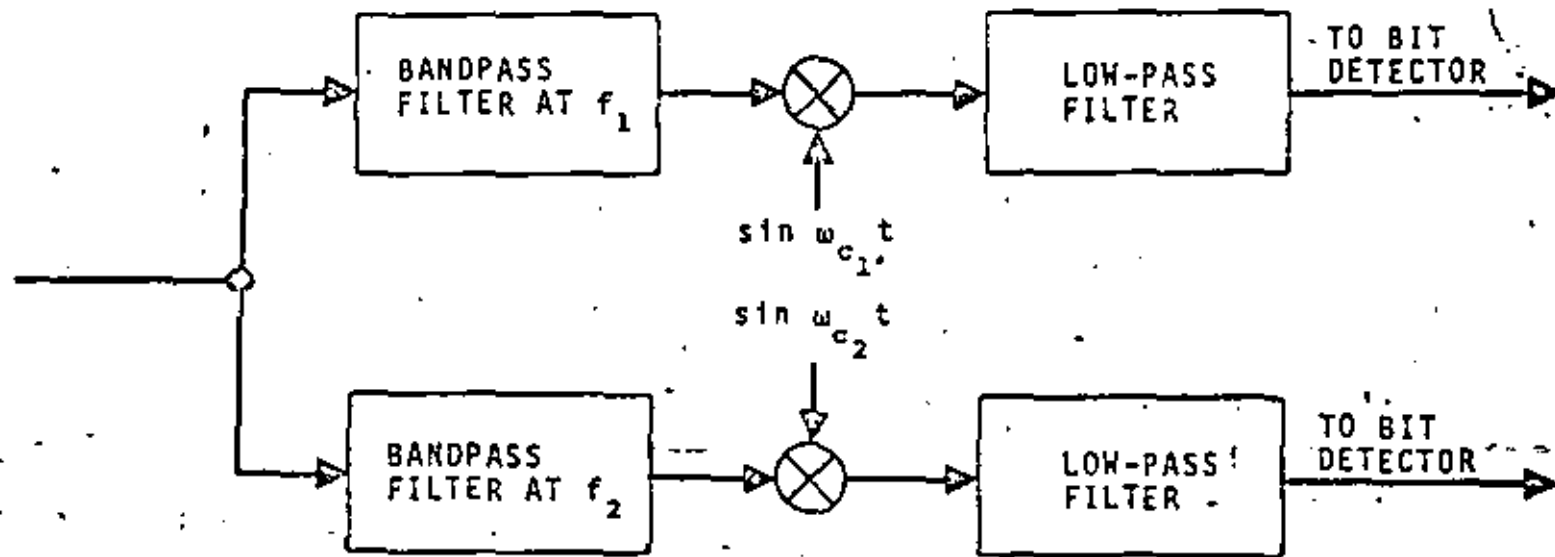
COHERENT



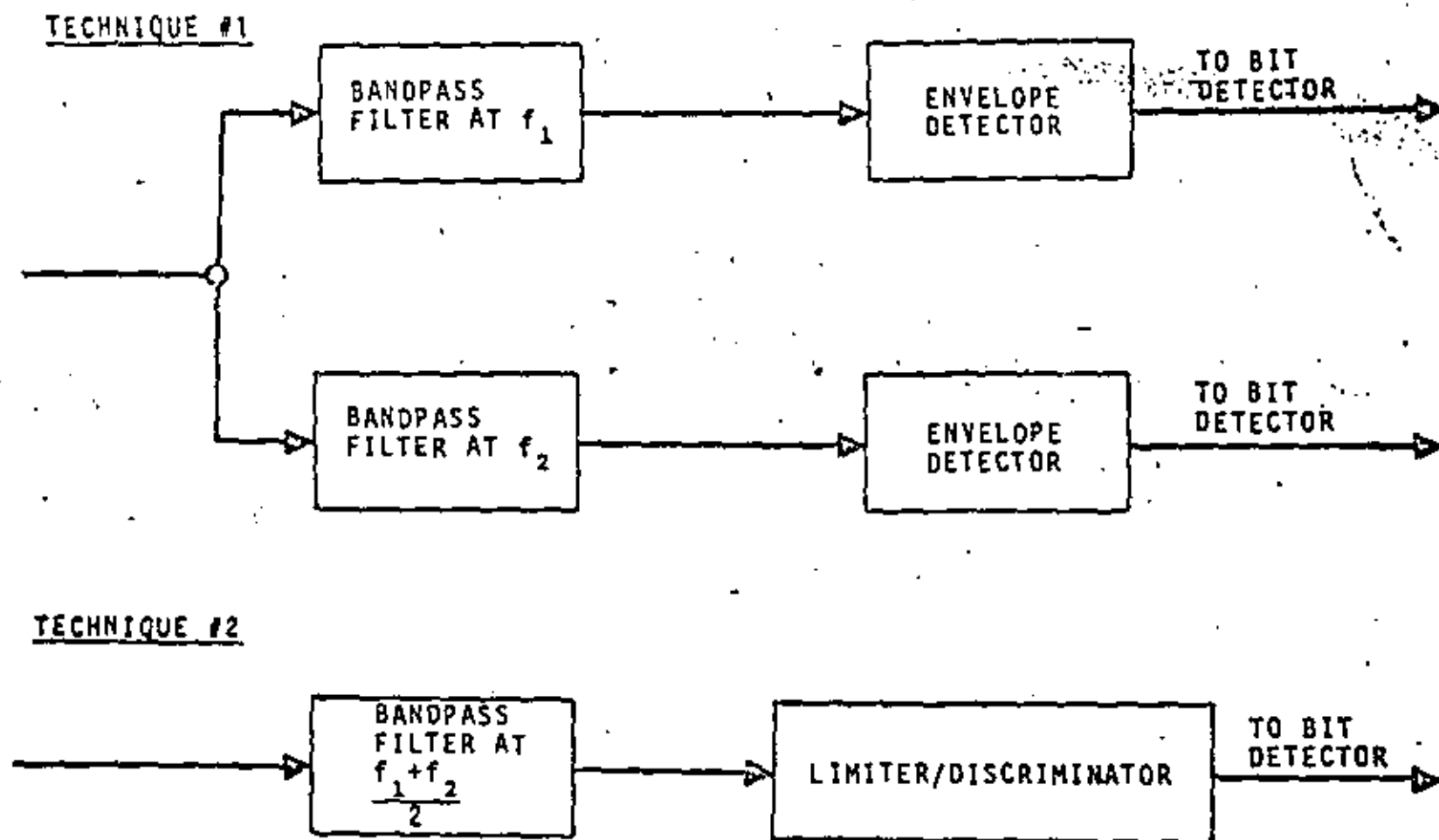
INCOHERENT



COHERENT DEMODULATION - FSK

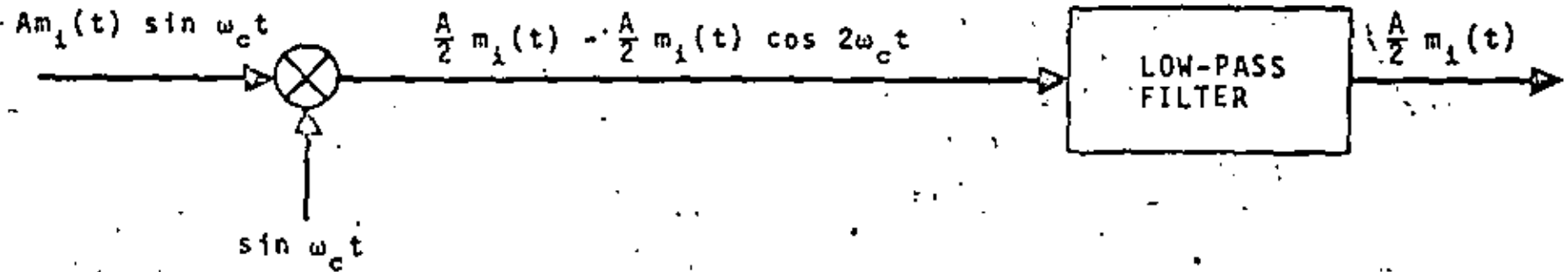


INCOHERENT DEMODULATION -FSK

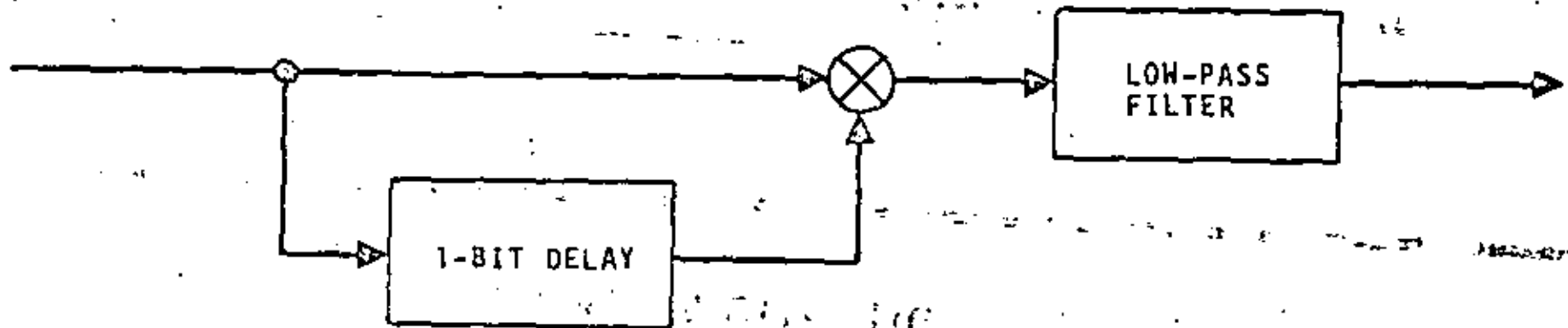


DEMODULATION - PSK

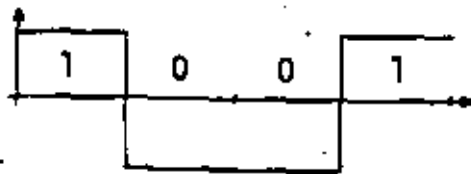
COHERENT



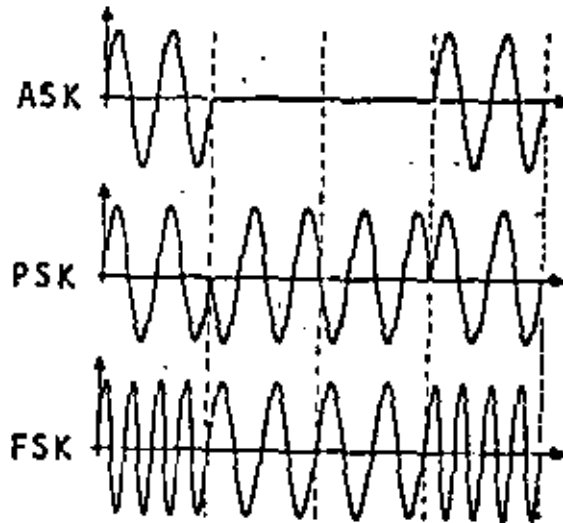
DIFFERENTIALLY COHERENT

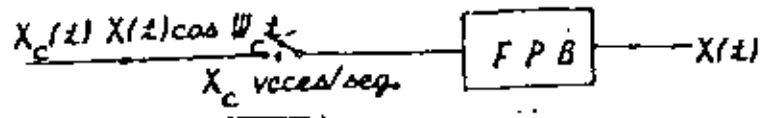


BINARY SIGNALING

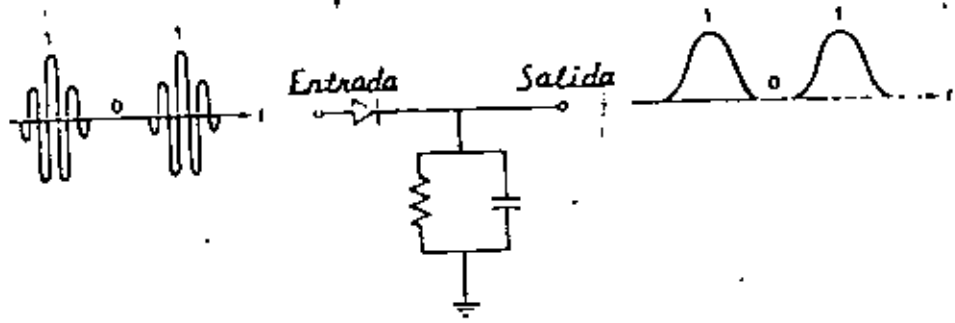


{ AM
PH
FM }





Detector Sincrono



Detector de Envolvente

FIGURA N° 26

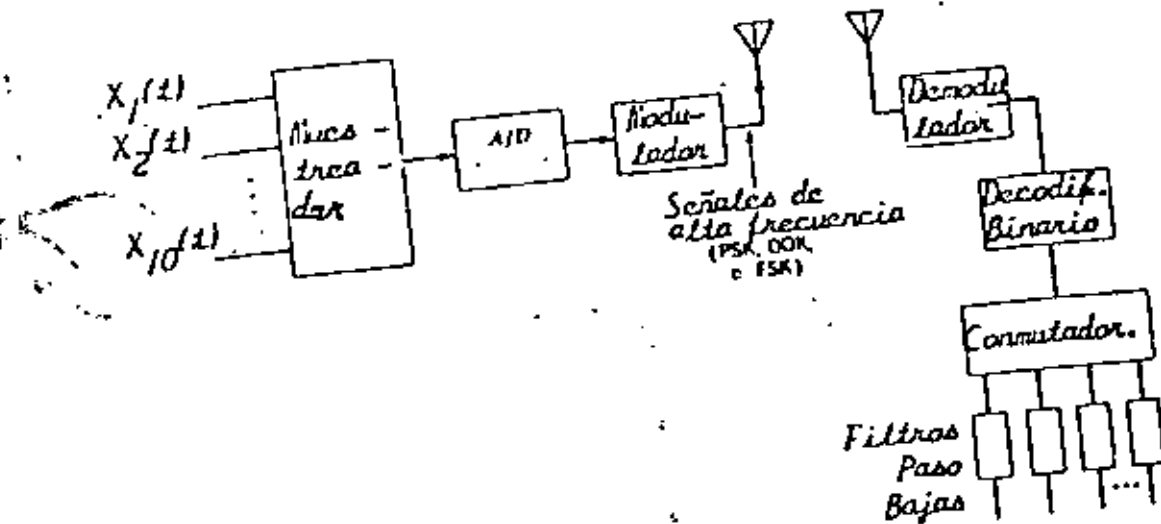


FIGURA N° 26 a
 Sistema PCii Completado

Este incluye la circuitería A/D, el modulador, el cual produce las señales binarias de alta frecuencia, en el receptor, el demodulador, el cual incluye un detector síncrono ó de envolvente, un decodificador binario, un conmutador, o circuito de conmutación para ordenar las señales multiplicadas en el tiempo, y finalmente un filtro paso bajas, a la salida de cada canal, para proveer las señales de salida finales.

TECNICAS DE MODULACION PARA COMUNICACIONES DIGITALES: SEÑALIZACION MULTISIMBOLA.

En las secciones anteriores hemos puesto nuestra atención en las formas más simples de sistemas de portadora digitales, esas que involucran modulación binaria en amplitud, fase o frecuencia. En los sistemas PCM vimos que los requerimientos de ancho de banda estaban ligadas con la relación de Nyquist. Se vió que si un conjunto de $M = 2^n$ símbolos, es usado, con n el número de dígitos binarios sucesivos combinados para formar el símbolo apropiado para ser transmitido, $2n$ bits/s/Hz pueden ser transmitidos utilizando la banda de Nyquist.

En esta parte, discutiremos específicamente esquemas de señalización de multifase, multiamplitud y multifase/multiamplitud combinadas como ejemplos de sistemas multisímbolos. Estos sistemas no son otra cosa más que una combinación sucesiva de pulsos binarios para formar un pulso más largo que requiere un ancho de banda menor, como primer ejemplo de un

ESQUEMA MULTISIMBOLO

Considere un sistema en el cual dos pulsos sucesivos binarios se combinan y el conjunto resultante de cuatro pares binarios, 00, 01, 10, 11, se usa para generar una onda senoidal de alta frecuencia de cuatro posibles fases, una por cada par binario. Esto es una extensión obvia para transmisión PSK binaria de cuatro fases. La i -ésima señal, de las cuatro posibles, puede escribirse

$$s_i(t) = \cos(\omega_c t + \theta_i)$$
$$i = 1, 2, 3, 4 \quad -\frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2} \quad (8)$$

con forma rectangular considerada hasta este punto por simplicidad. Así, esto extiende la representación binaria de la ecuación (5).

Las posibles elecciones para los cuatro ángulos de fase son

$$\theta_i = 0, \pm \frac{\pi}{2}, \pi \quad (9)$$

$$\theta_i = \pm \frac{\pi}{2}, \pm \frac{\pi}{4} \quad (10)$$

En ambos casos las fases son espaciadas $\pi/2$ radianes.

Las señales de este tipo son llamadas PSK cuaternario (QPSK).

Estas señales son un caso especial de multi-PSK (MPSK). Las señales PSK son algunas veces clasificadas también como BPSK.

SEÑALIZACION MULTISIMBOLA

01

00, 01, 10, 11 \longrightarrow PSK

$$S_i(t) = \cos(\omega_c t + \theta_i)$$

$$i = 1, 2, 3, 4 \quad -T/2 \leq t \leq T/2$$

$$\theta_i = 0, \pm \pi/2, \pi$$

$$\theta_i = \pm \pi/4, \pm \frac{3\pi}{4}$$

$$S_i(t) = a_i \cos \omega_c t + b_i \sin \omega_c t$$

$$\text{para } \theta_i = 0, -\pi/2, \pi, \pi/2$$

$$(a_i, b_i) = (1,0), (0,1), (-1,0), (0,-1)$$

$$\text{para } \theta_i = \frac{\pi}{4}, -\frac{\pi}{4}, \frac{3\pi}{4}, -\frac{3\pi}{4}$$

$$(\sqrt{2} a_i, \sqrt{2} b_i) = (1,1), (-1,1), (-1,-1), (1,-1)$$

→ PSK Cuaternaria (QPSK)

→ Caso especial de PSK Multiple (MPSK)

En general, como ya se dijo, n pulsos binarios sucesivos son acumulados y uno de los $M = 2^n$ símbolos es retirado. Si la razón binaria es R bits/s, cada intervalo de pulso binario es $\frac{1}{R}$ segundos.

El símbolo correspondiente de salida es entonces $T = \frac{n}{R}$ segundos.

Las señales de la ecuación (8) pueden ser representadas, por expansión trigonométrica, en la forma siguiente:

$$S_i(t) = a_i \cos \omega_c t + b_i \sen \omega_c t : -\frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2} \quad (11)$$

para el caso de la ecuación (9), en que los pares (a_i, b_i) sean dados, correspondiendo respectivamente a los ángulos

$$\theta_i = 0, -\frac{\Pi}{2}, \Pi, \text{ y } \frac{\Pi}{2}, \text{ por}$$

$$(a_i, b_i) = (1, 0), (0, 1), (-1, 0), (0, -1) \quad (12)$$

El correspondiente conjunto de (a_i, b_i) para (10), esta dado por

$$(\sqrt{2} a_i, \sqrt{2} b_i) = (1, 1), (-1, 1), (-1, -1), (1, -1) \quad (13)$$

La transmisión de este tipo es frecuentemente llamada transmisión de cuadratura, con dos portadoras en cuadratura de fase una a otra ($\cos \omega_c t$ y $\sen \omega_c t$) transmitidas simultáneamente sobre el mismo canal.

Es útil representar las señales de (11) en un diagrama de dos dimensiones al localizar los diferentes puntos (a_i, b_i) . El eje horizontal correspondiente a la localización de a_i es llamado componente en fase y el vertical, en el cual b_i esta localizada se llama componente en cuadratura. Las cuatro señales de (12) se muestran en la fig. 27a., las de la ec. (13) se ilustran en la fig. 27b.

La representación en fase (coseno) y en cuadratura (seno) de las señales QPSK $s_i(t)$ sugiere un posible camino de generar estas señales. Dos pulsos de entrada binarios sucesivos son acumulados y el par de números (a_i, b_i) , tomados cada $T = \frac{2}{R}$ segundos, es utilizado para modular dos términos de portadora en cuadratura, $\cos \omega_c t$ y $\sin \omega_c t$, respectivamente, donde uno de los números es cero, esa portadora esta de seguro imposibilitada. Un modulador de este tipo es mostrado en la fig. 28.

Es evidente que la demodulación es llevada a cabo al usar dos detectores síncronos en paralelo, uno en cuadratura con el otro. Un diagrama de bloques de tal demodulador aparece en la fig. 29.

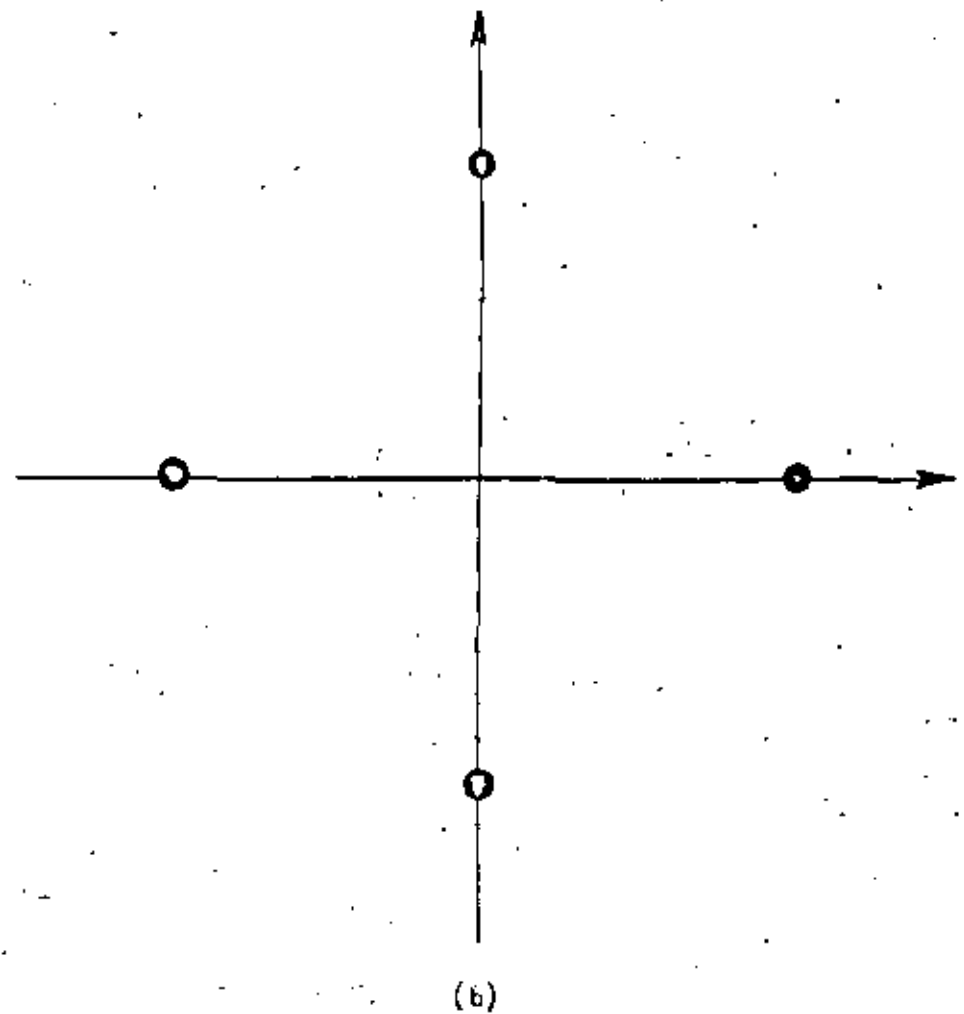
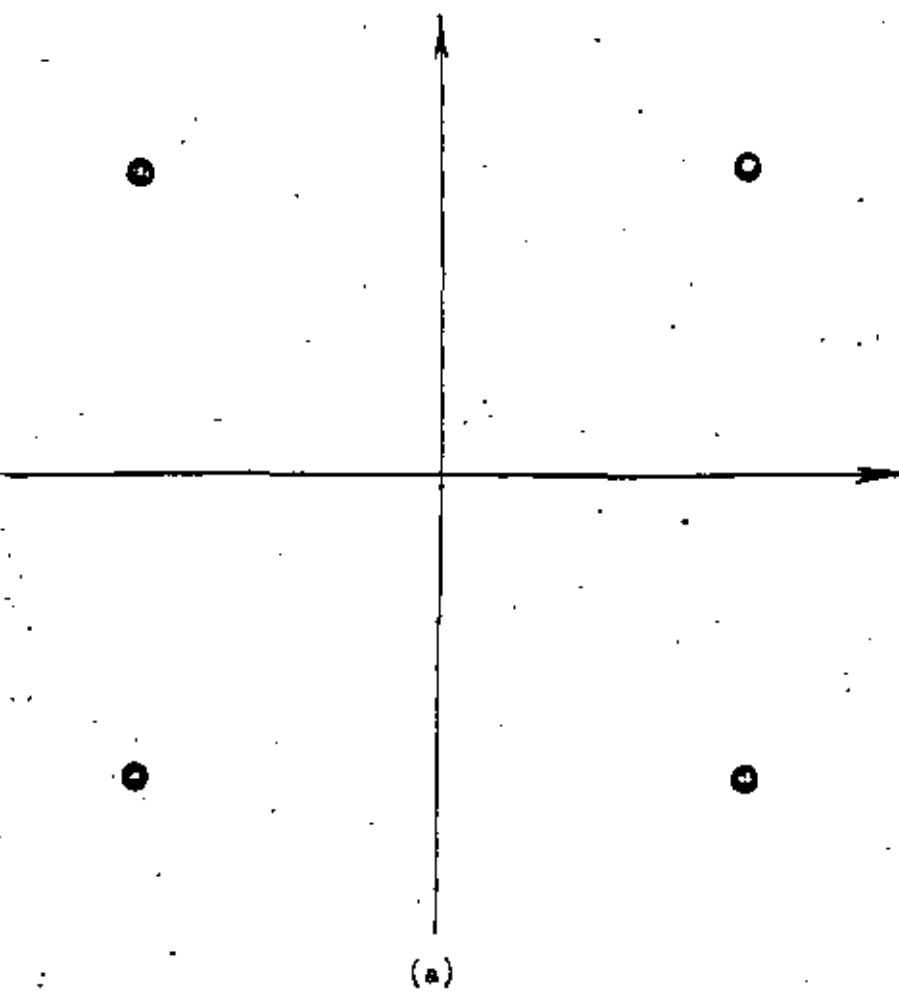


FIGURA No. 27
CONFIGURACION DE SEÑALES QPSK.

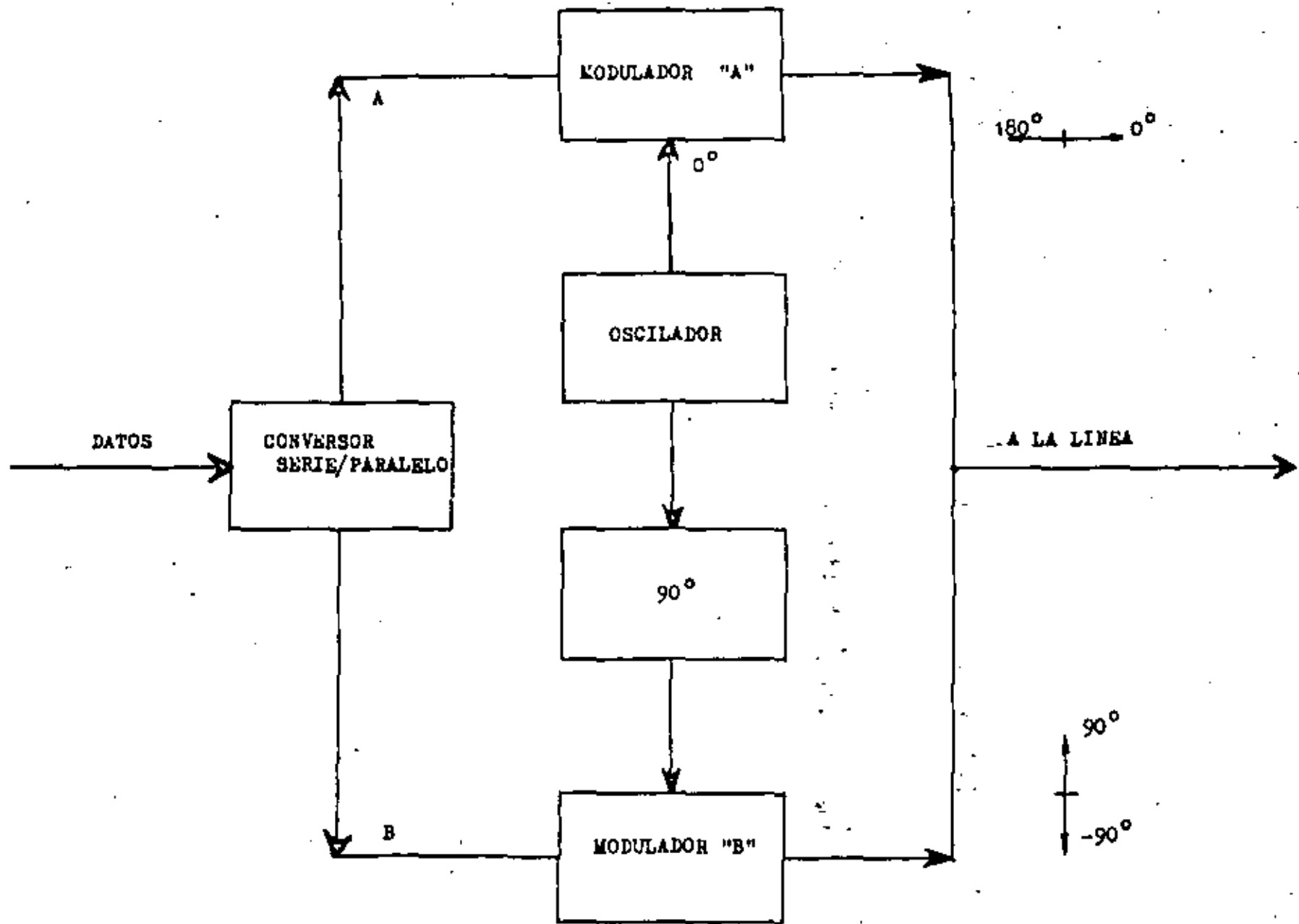
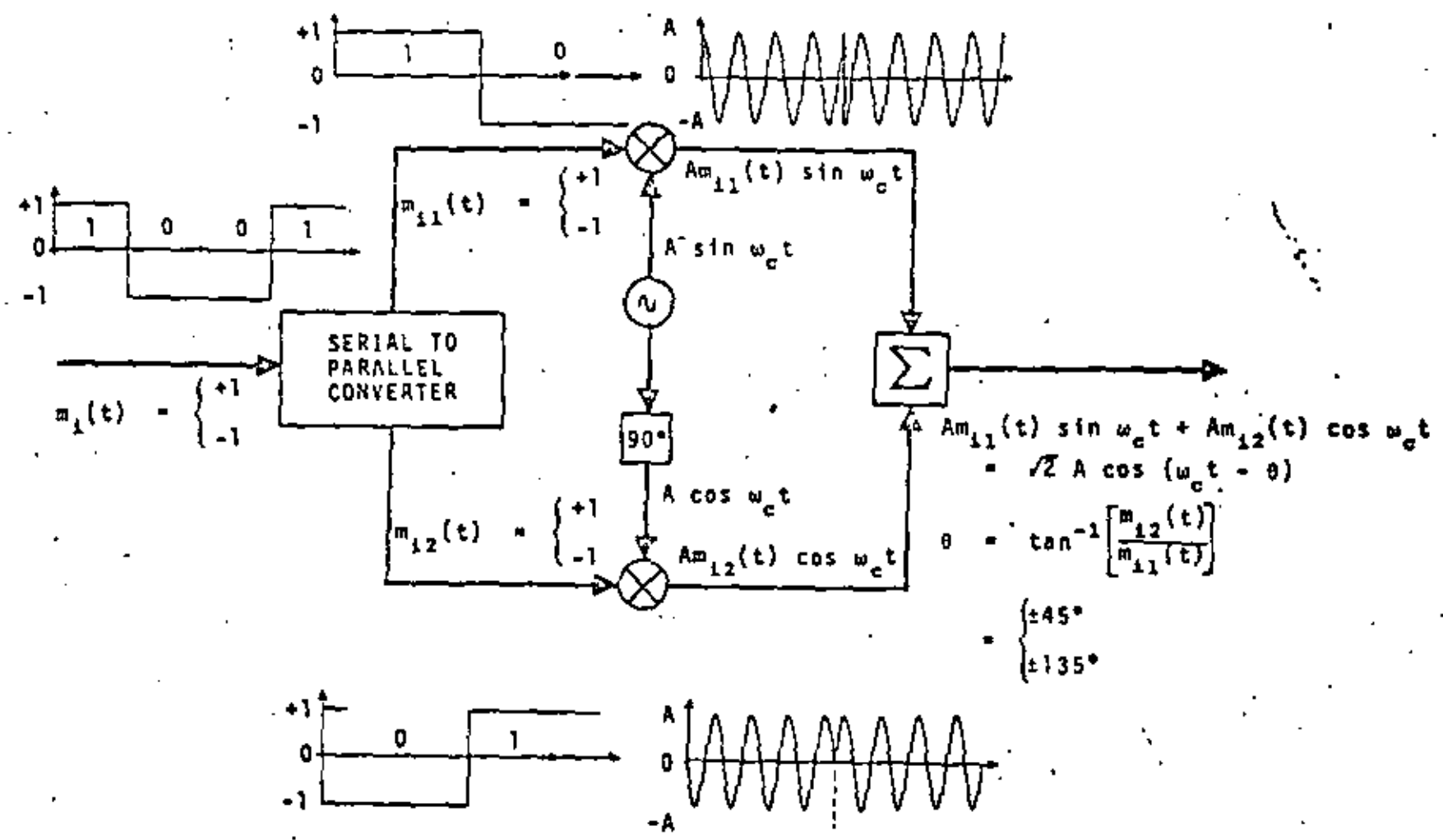


FIGURA No. 28
 GENERACION DE SEÑALES QPSK

QUADRI-PHASE MODULATION



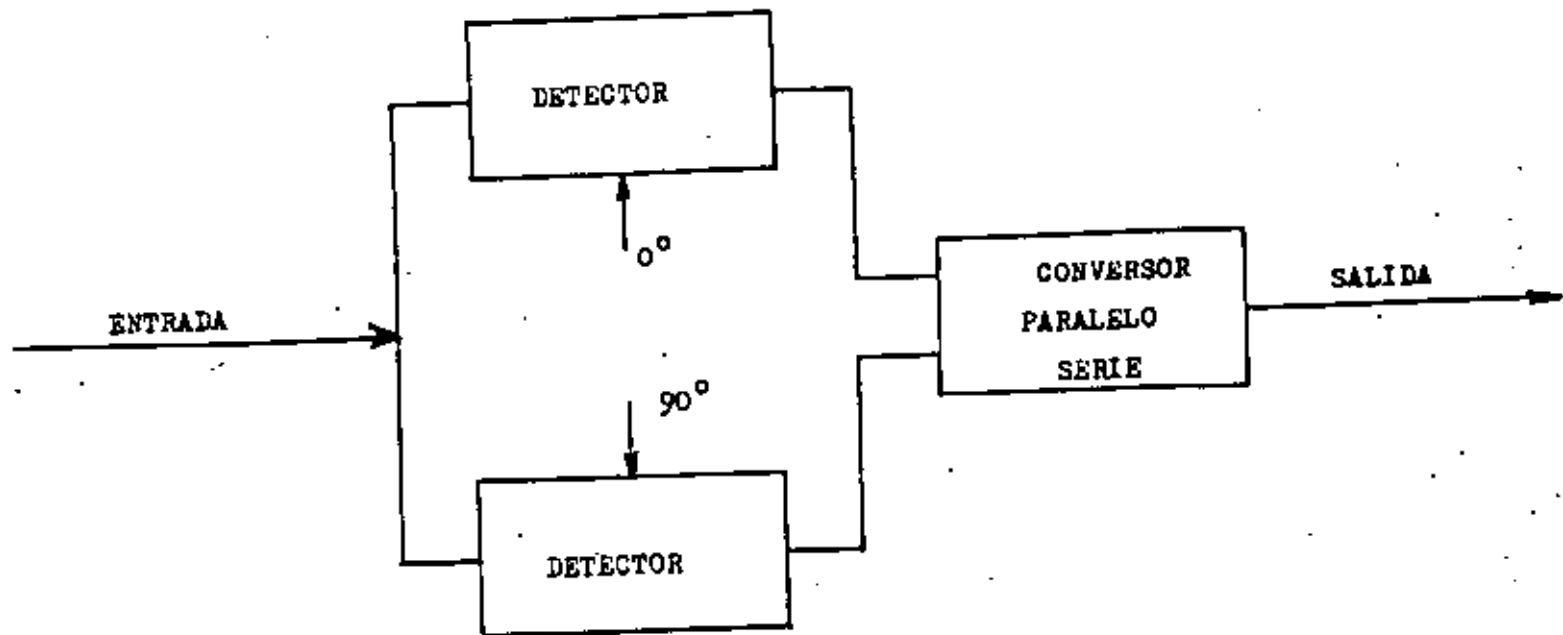
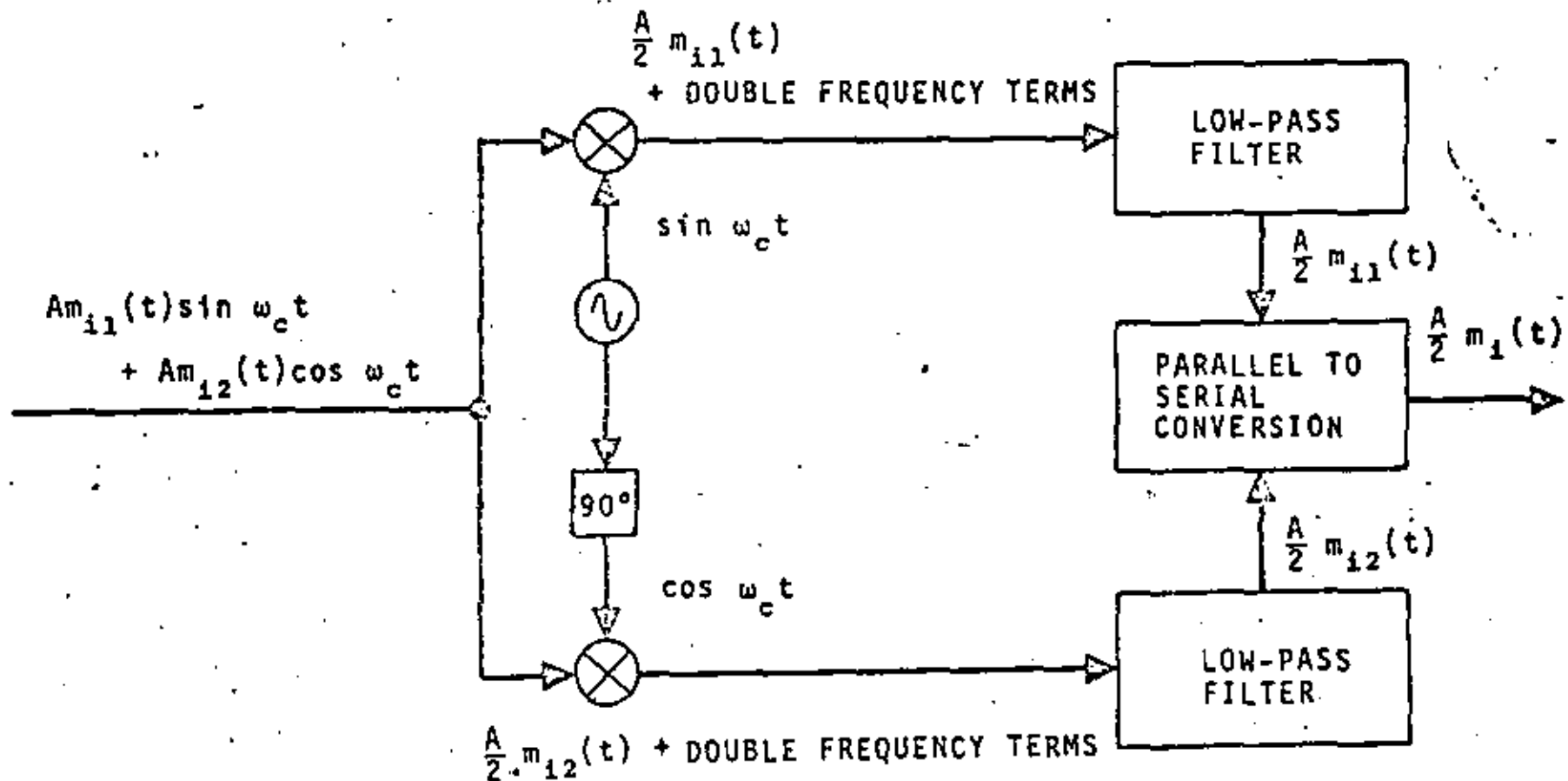


FIGURA No. 29
DEMODULADOR QPSK

QUADRI-PHASE DEMODULATION (COHERENT)



Los tipos generales de esquemas de señales de múltiple nivel pueden ser generadas dejando que a_i y b_i en (11) tomen múltiples valores.

Las señales resultantes son llamadas señales de modulación en amplitud en Cuadratura. Estas señales pueden interpretarse como que tienen modulación en amplitud de múltiple nivel aplicada independientemente en cada una de las dos portadoras de cuadratura. El demodulador de la fig. 29 con un detector síncrono, puede entonces usarse para recobrar la información digital deseada.

SISTEMAS 8-PSK

La técnica de modulación 8-PSK puede ser vista como una extensión del sistema QPSK. En el diagrama de bloques del modulador clásico 8-PSK mostrado en la fig. 30., la tasa de datos f_b es dividida en tres flujos paralelos binarios, cada uno teniendo una tasa de transmisión de $f_b/3$. El convertidor de 2 niveles a cuatro produce uno de los cuatro posibles niveles de una señal polar de banda base en a y b . Si el símbolo binario A es un lógico (cero), entonces el nivel de salida a tiene uno de los dos posibles estados (positivo ó negativo). El estado lógico del bit C determina si el nivel más largo ó mas pequeño de la señal debe estar presente en a ó en b . Cuando $C = 1$, entonces la amplitud de a es mayor que la de b ; si $C = 0$ entonces el proceso inverso es verdadero. Las señales de banda base polares de 4 nive

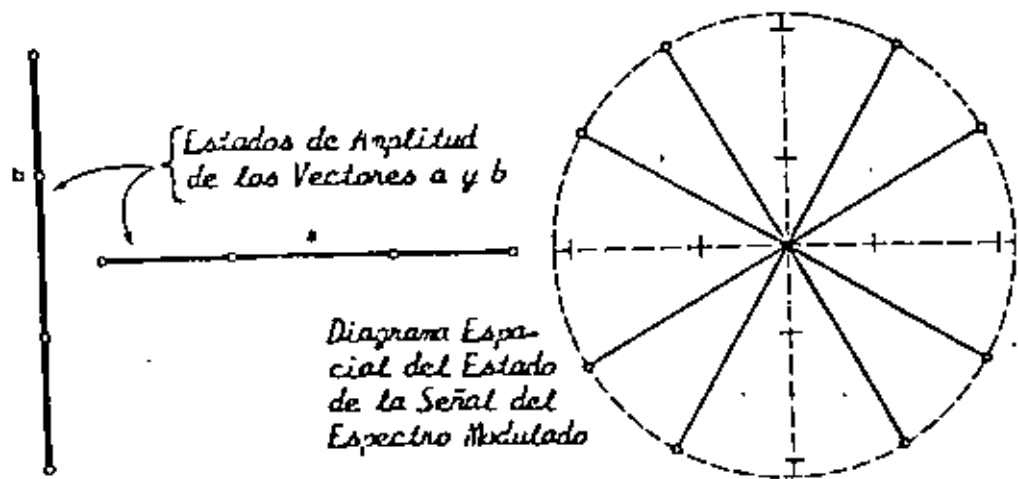
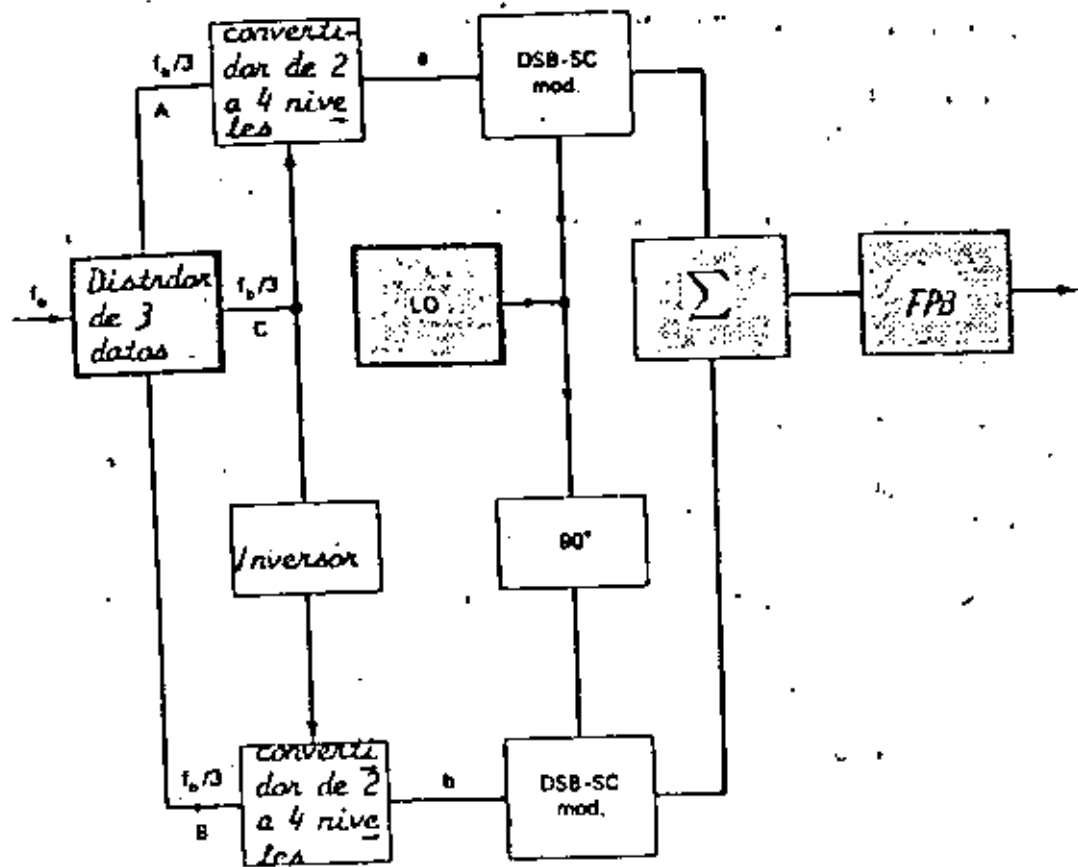


FIGURA N° 30
 Modulador PSK Clásico de 8 Fases y Diagramas de Estados de amplitud.

les en a y b son utilizadas para modular en amplitud (doble banda lateral con portadora suprimida) las dos portadoras en cuadratura.

Una moderna aproximación en el diseño de un modulador 8-PSK para alta velocidad ($90 M_b/s$), usando solamente dispositivos digitales ha sido discutido en referencias. El principio de operación de tal modulador es ilustrado en la fig. 31. La tasa de información binaria de banda base es convertida de serie a paralelo en la unidad distribuidora de datos. Estos flujos paralelos de datos de tasa $f_b/3$ conmutan en encendido o apagado las compuertas lógicas del multicanalizador conmutativo IF de alta velocidad. Dependiendo de los estados lógicos de banda base, uno de los ocho vectores digitales IF es conectado a la salida digital IF.

Esta portadora digital defasada en fase 8-PSK es filtrada por medio de un filtro paso banda convencional; así, una señal 8-PSK limitada en banda es obtenida. La fig. 32 muestra la digitalmente implementada, $90 M_b/s$, 8-PSK tarjeta de circuitería impresa usada por Raytheon Data Systems en sus sistemas de microondas de 6 y 11 GHz.

La constelación para una señal QAM de 11 estados aparece en la fig. 33. Note que esta señal puede considerarse como si se generara por dos señales moduladas en amplitud en cuadratura. Ya que cuatro niveles de amplitud son usados en cada una de las portadoras, la señal es algunas veces refe

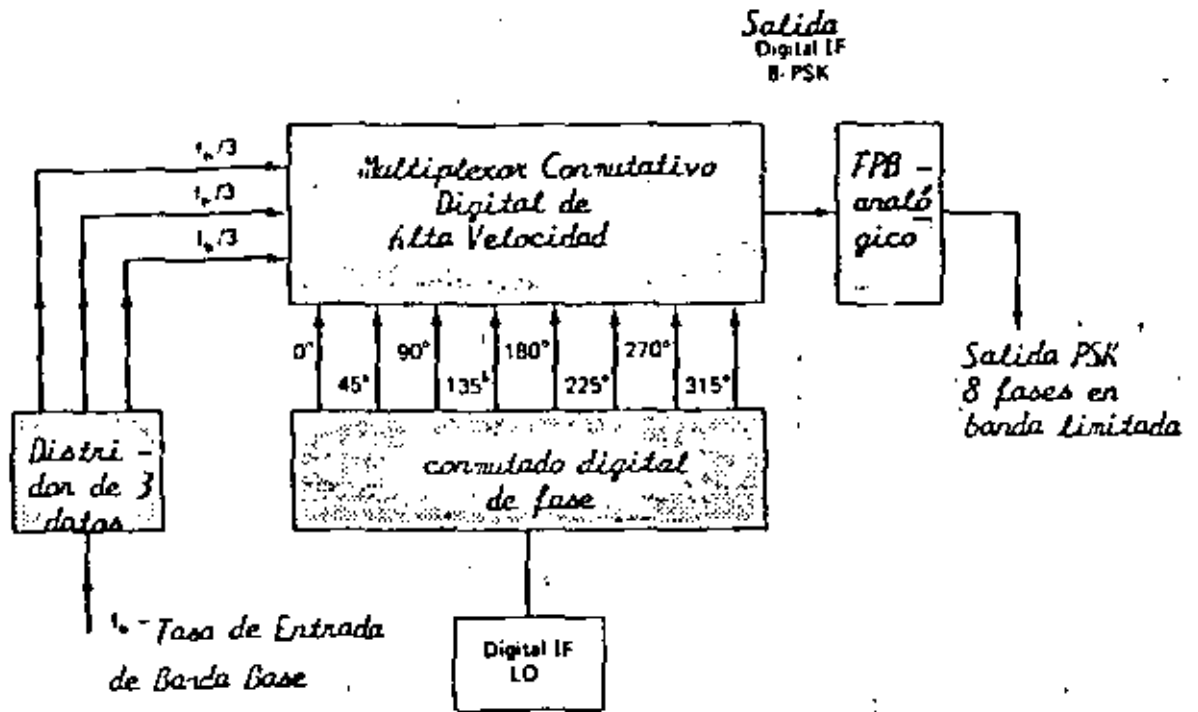


FIGURA N° 31
Modulador PSK de 8 Fases y Alta Velocidad.

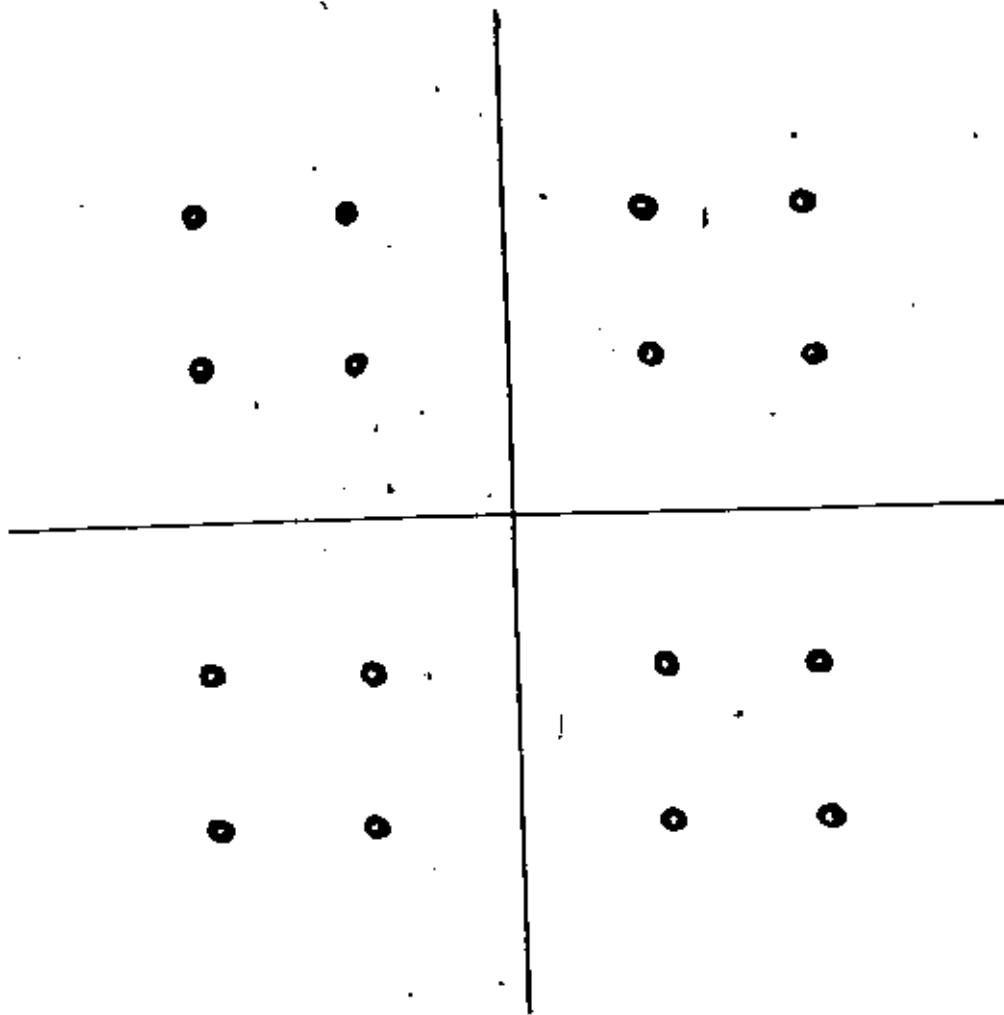


FIGURA No.33

CONFIGURACION QAM DE 4 NIVELES (16-SIMBOLOS)

TECNICA DE MODULACION DIGITAL CONTRA EFICIENCIA ESPECTRAL

TIPO DE MODULACION	NUMERO DE NIVELES LOGICOS	NUMERO DE BITS POR SIMBOLO	ANCHO DE BANDA
A S K	2	1	$B_T = 2B$
F S K	2	1	$B_T = 2B + 2\delta f$
P S K	2	1	$B_T^b = 2B$
4-P S K	4	2	$B_T^{4\phi} = \frac{1}{2} B_T^b$
8- P S K	8	3	$B_T^{8\phi} = \frac{1}{3} B_T^b$
16- P S K	16	4	$B_T^{16\phi} = \frac{1}{4} B_T^b$
Q A M	16	4	$B_T^{QAM} = \frac{1}{4} B_T^b$

rida como una señal QAM de cuatro niveles. Todos los puntos en la constelación son igualmente espaciados.

MODEMS

Los modems han sido ampliamente adoptados para la transmisión de datos digitales sobre varios medios de transmisión. El ejemplo de un modem PSK de cuatro fases para transmisión digital sobre un canal de 38 KHz en el sistema de satélite SPADE es clásico para mostrar la aplicación de los modems. Un diagrama de bloques simplificado de una combinación transmisor-receptor QAM se ilustra en la fig. 34.

Para una tasa de transmisión de alta velocidad sobre la línea telefónica, señalización de niveles múltiples debe de usarse.

Ejemplos de tres constelaciones y sus correspondientes espectros de transmisión, usados en modems de 2400, 4800 y 9600 bits/s respectivamente, aparecen en la fig. 35. Los espectros de amplitud mostrados están en la escala de decibeles.

EFFECTOS DE RUIDO

Señales de banda base

Un oscilograma típico del voltaje de ruido $n(t)$ se ilustra en la fig. 36. Aunque el ruido es considerado aleatorio tal que no se pueden especificar por adelantado valores particular de voltaje como una función del tiempo, se puede sin em

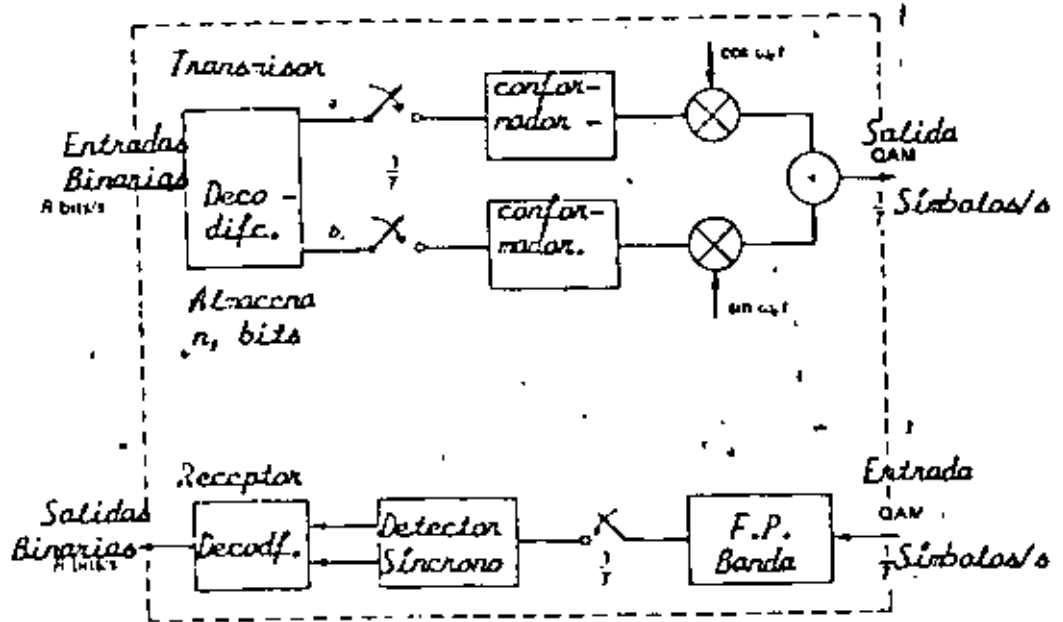
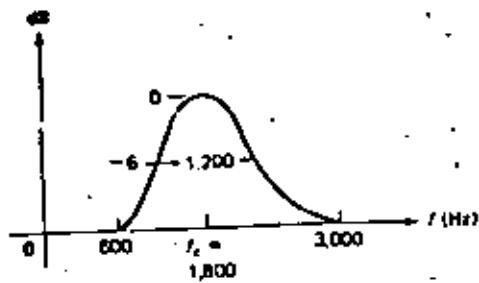
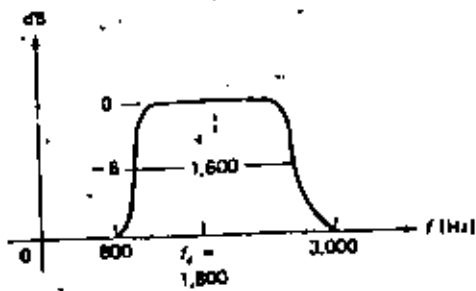
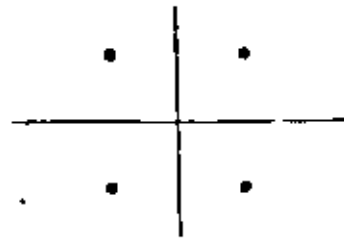


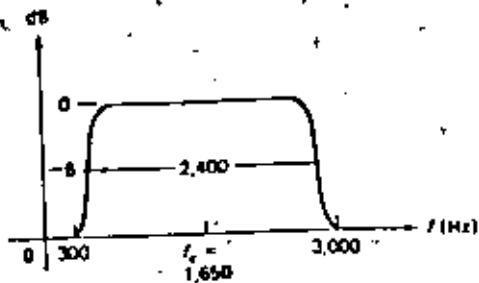
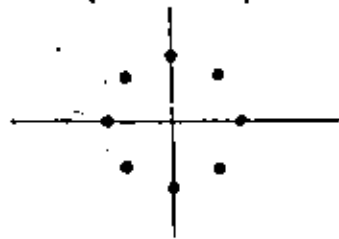
FIGURA N° 34
 Diagrama Simplificado de un modem QAM.



(a)



(b)



(c)

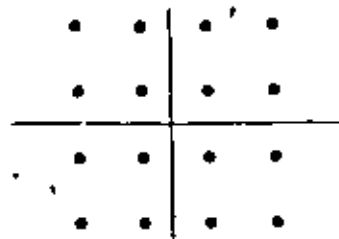


FIGURA N° 35

Espectro y Constelación para Modems de Alta Velocidad: a) 2400 bits/s, PSK de 4 fases, característica cosenoidal; b) 4800 bits/s, PSK de 8 fases, 50 % de factor de conformación; c) 9600 bits/s, QAM, 16 estados, 10 % de factor de conformación.

MODULACION

VELOCIDAD (bits/s)

F S K

1200

4-P S K

2400

8-P S K

4800

16-P S K

9600

TASA DE ERROR EN TRANSMISION BINARIA

La probabilidad de que una muestra medida $n(t_1)$ caiga en el rango de n a $n + dn$ está dada por $f(n) dn$, con

$$f(n) = \frac{e^{-n^2/2\sigma^2}}{\sqrt{2\pi\sigma^2}}$$

0 \longrightarrow 1

error $P_e \longrightarrow$ PRuido $>$ A/2

1 \longrightarrow 0

Si un 0 está presente $v(t) = n(t)$

Así la función de densidad para v , asumiendo que un cero está presente, es

$$f_0(v) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-v^2/2\sigma^2}$$

$$P_{e_0} = \text{Prob}(v > A/2) = \int_{A/2}^{\infty} f_0(v) dv$$

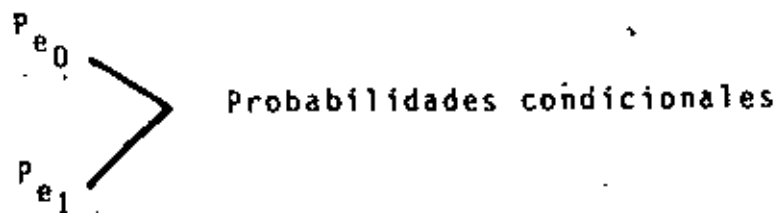
Si un 1 se transmite

$$v(t) = A + n(t)$$

$$f_1(v) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-(v - A)/2\sigma^2}$$

$$P_{e1} = \text{Prob}(v < A/2) = \int_{-\infty}^{A/2} f_1(v) dv$$

Probabilidad total del sistema ?



P_0 y P_1 eventos mutuamente exclusivos

$$\longrightarrow (P_0 + P_1)$$

$$P_e = P_0 P_{e0} + P_1 P_{e1}$$

$$P_e = \frac{1}{2} \left(1 - \text{erf} \frac{A}{2\sqrt{2}\sigma} \right)$$

donde

$$\text{erf} = \frac{2}{\pi} \int_0^x e^{-y^2} dy$$

bargo, asumir que se conocen las características estadísticas del ruido. En particular se considera que el ruido tiene una función de probabilidad gaussiana, con $E(n) = 0$. Específicamente, si se muestrea el ruido en cualquier tiempo arbitrario t_1 , la probabilidad de que la muestra medida $n(t_1)$ caiga en el rango de n a $n+dn$ esta dada por $f(n) dn$, con

$$f(n) = \frac{e^{-n^2/2\sigma^2}}{\sqrt{2\pi} \sigma^2} \quad (1)$$

Este es el modelo estadístico más usada para ruido aditivo en comunicaciones, y es en la mayoría de aplicaciones, una representación válida para el ruido real presente.

Se considera que la varianza del ruido σ^2 es conocida (puede ser medida). La función se muestra en la fig. 37. En este capítulo, analizaremos la probabilidad de error al tomar un nivel de ruido en lugar de señal y viceversa.

Considere que en un sistema binario la amplitud de los pulsos es A volts. La secuencia compuesta de símbolos binarios más ruido es muestreada una vez cada intervalo binario y se hace una decisión si un 1 ó un 0 esta presente. Una simple forma particular de hacer la decisión es decidir un 1 si el voltaje compuesto es mayor que $A/2$ volts, y 0 si la muestra es menor que $A/2$ volts.

Ocurriran errores si, con un pulso presente la muestra de

voltaje compuesto es menor que $A/2$, o, con un pulso ausente, si el ruido solo excede a $A/2$.

Un ejemplo de una posible secuencia de señal, indicando los dos posibles tipos de error, es mostrada en la fig. 38.

Para determinar la probabilidad de error cuantitativamente se consideran los dos posibles tipos de error separadamente. Considerese primero que un cero es enviado, tal que ningún pulso esta presente al tipo de decodificar. La probabilidad de error en este caso es justamente la probabilidad de que el ruido exceda la amplitud $A/2$ y sea equivocado por un pulso ó un 1 en el código binario. De la misma forma ya que $v(t) = n(t)$ si un 0 esta presente, el valor muestreado v es una variable aleatoria con la misma característica estadística del ruido. La probabilidad de error es entonces la probabilidad de que v apareciera entre $A/2$ e ∞ . Así la función de densidad para v , asumiendo un cero presente, es justamente

$$f_0(v) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-v^2/2\sigma^2} \quad (2)$$

el índice 0 denota la presencia de un 0 y la probabilidad de error P_{e0} en este caso es el area bajo la curva $f_0(v)$ de $A/2$ a ∞ .

$$P_{e0} = \text{Prob} (v > \frac{A}{2}) = \int_{A/2}^{\infty} f_0(v) dv \quad (3)$$

la función de densidad $f_0(v)$ se muestra en la fig. 39, con

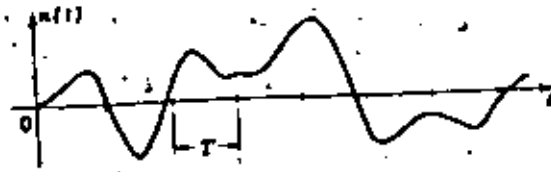


FIGURA N° 36
Típico Oscilograma de Voltaje de Ruido

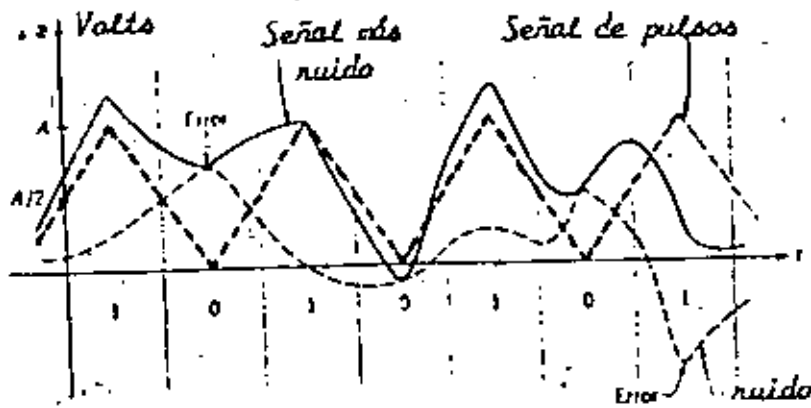


FIGURA N° 38
Efectos del Ruido en la Transmisión de Pulsos Binarios

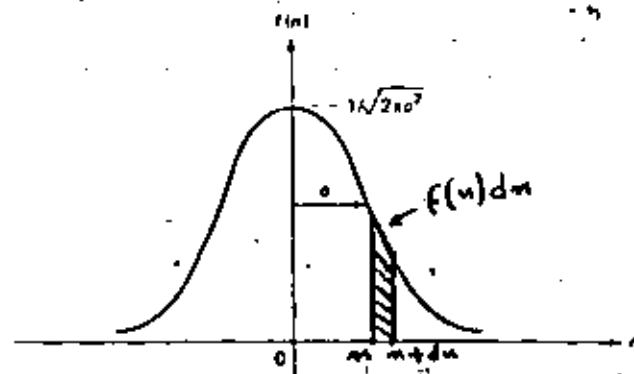


FIGURA N° 37
FUNCION DE DENSIDAD DE PROBABILIDAD
GAUSSIANA.

la probabilidad de error indicada por el area sombreada.

Considerese ahora que un 1 es transmitido. Este aparece en el decodificador como un pulso de amplitud A volts más el ruido superimpuesto. Una muestra $v(t)$ del voltaje compuesto tomado a un tiempo t es ahora una variable aleatoria $A+n(t)$. La cantidad fija A sirve para defasar el nivel del ruido de un promedio de cero volts, a un promedio de A volts. La variable aleatoria v tiene la misma estadística que n , fluctuando respecto a A , y de cualquier modo diferente de cero. Su función de densidad es la misma función gaussiana, con la misma varianza, pero con un valor promedio de A . Así, tenemos

$$f_1(v) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-(v-A)^2/2\sigma^2} \quad (4)$$

Esta ecuación se muestra en la fig. 39b.

La probabilidad de error corresponde ahora a la posibilidad de que la muestra v de la señal más el ruido caiga abajo de $A/2$ volts y sea equivocada por ruido solamente (o sea juzgado, incorrectamente, un cero). Este es justamente el area bajo la curva de $f_1(v)$ desde $-\infty$ a $A/2$ y esta dada por

$$P_{e1} = \text{Prob} (v < \frac{A}{2}) = \int_{-\infty}^{A/2} f_1(v) dv \quad (5)$$

Esta probabilidad de error se indica por el área sombreada de la fig. 39b.

Es interesante preguntar como se definiria la probabilidad de error de todo el sistema. Nótese que los dos posibles tipos de error considerados pertenecen a eventos mutuamente exclusivos; el cero excluye al 1 aparentemente, y viceversa.

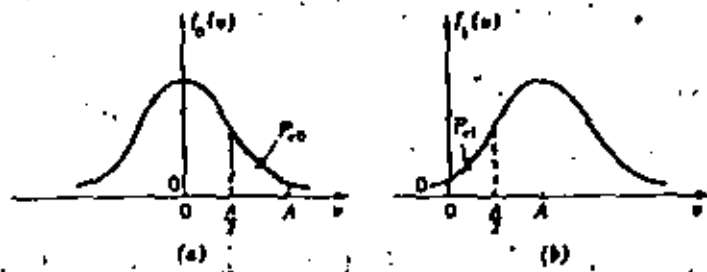


FIGURA N° 39

Densidad de Probabilidad en la Transmisión de Pulsos Binarios; a) Ruido únicamente (se ha transmitido un cero); b) Pulso más ruido (se ha transmitido un uno).

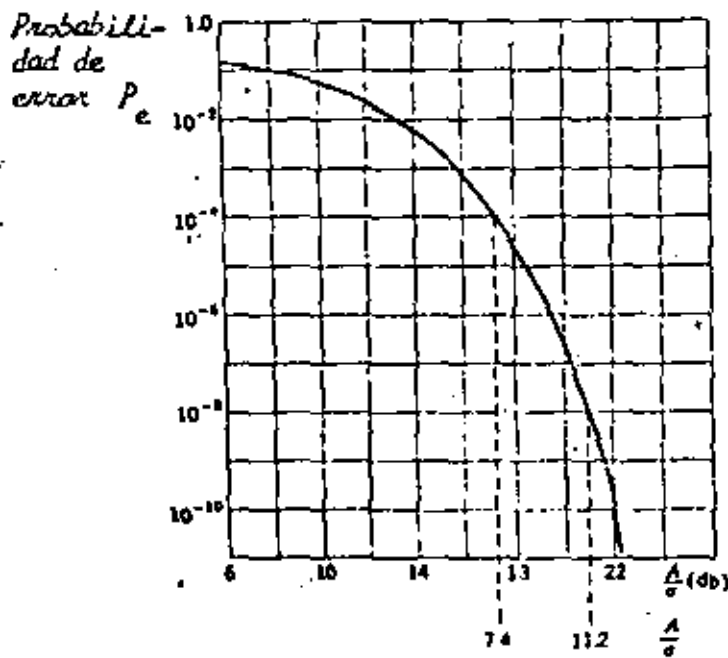


FIGURA N° 40

Probabilidad de Error por Ruido Gaussiano en la Detección Binaria.

Por lo que las probabilidades pueden sumarse.

Sin embargo, en este caso, es evidente que P_{e0} y P_{e1} sean ambas probabilidades condicionales, en la primera se asume que esta presente un cero, es la segunda se considera un 1 presente.

Para remover esta condicionalidad se debe multiplicar cada una por su apropiada probabilidad de ocurrencia a priori.

Así, considerando que la probabilidad de transmitir un cero es P_0 , mientras que la probabilidad de transmitir un 1 es P_1 , ambas conocidas tal que $P_0 + P_1 = 1$, se tiene que la probabilidad de error total es

$$P_e = P_0 P_{e0} + P_1 P_{e1} \quad (6)$$

Es evidente de la fig. 39 y de la simetría de las curvas gaussianas que los dos probabilidades condicionales P_{e0} y P_{e1} son iguales en este ejemplo. Como $P_0 = P_1 = \frac{1}{2}$

$$P_e = \frac{1}{2} \left[1 - \operatorname{erf} \frac{A}{2\sqrt{2} \sigma} \right] \quad (7)$$

donde

$$\operatorname{erf} x = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-y^2} dy$$

La función de error $\operatorname{erf} x$ definida en (1) está tabulada en libros de estadística ó en varias tablas matemáticas. Con

los 1's y 0's considerados con la misma probabilidad de ocurrencia, en un largo mensaje, la ecuación (7) dá la probabilidad de error en la decodificación de cualquier dígito. Note que la probabilidad de error P_e depende únicamente de A/σ , la relación de la amplitud de la señal a la desviación estándar del ruido. Esta cantidad σ es comúnmente referida como el ruido rms. La relación A/σ es entonces la relación señal a ruido rms. La probabilidad de error se muestra graficada contra A/σ en la Fig. 40. Es evidente que $\sigma^2 = N$ (potencia).

Ejemplo

$$\frac{A}{\sigma} = 7.4 (17.4 \text{ dB}); P_e = 10^{-4}$$

↓
1 bit en 10^4 es tomado incorrecto

$$\frac{A}{\sigma} = 11.2 (21 \text{ dB}); P_e = 10^{-8}$$

Si transmitimos 10^5 bits/s

se comete un error cada

1000 s ó 15 min.

Diseñadores usan $P_e = 10^{-5}$ ó 10^{-6} .

DETECCION DE SEÑALES BINARIAS Y RUIDO.

Si se recibe señal y ruido en el detector síncrono, tendremos que la entrada en el detector está dada por

$$\begin{aligned}v(t) &= f(t) \cos \omega_c t + n(t) \\ &= [f(t) + x(t)] \cos \omega_c t + y(t) \sin \omega_c t\end{aligned}\quad (8)$$

Para PSK $f(t) = \pm A$, para ASK $f(t)$ es $+A$ ó 0 . En el caso FSK ω_c es ω_1 ó ω_2 y $f(t)$ es A si una señal está presente en uno de los dos canales paralelos y 0 si está ausente.

En general, la salida del detector está dada por

$$v_o(t) = f(t) + x(t) \quad (9)$$

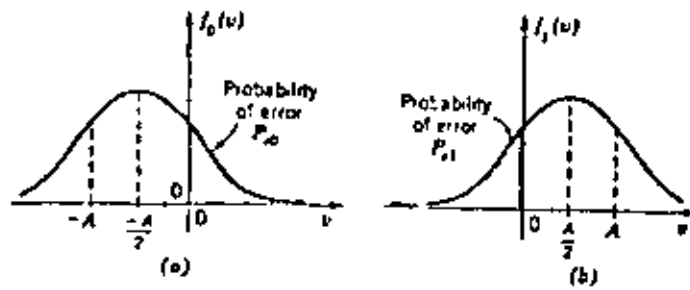
Para señales polares la Fig. 1 muestra las probabilidades de error.

NIVELES DE DECISION OPTIMOS.

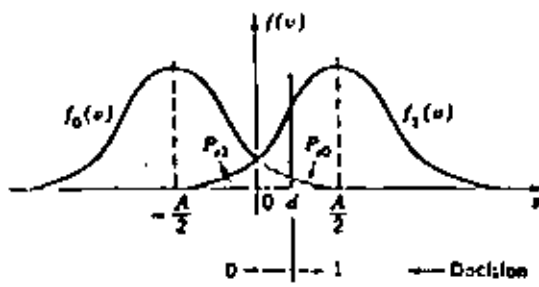
Ya que el decodificador basa su decisión en la amplitud de la señal para poder optimizar $v(t)$, es conveniente variar el nivel de amplitud en el cual la decisión es realizada.

Si 0's ocurren más frecuentemente en el promedio ($P_0 > P_1$), es conveniente desplazar el nivel de decisión (d) negativamente. Desde luego que el óptimo " d " depende de P_0 y P_1 .

Para hacer esta discusión más cuantitativamente debemos regresar a la formulación original de la probabilidad de error.



Probability densities in the transmission of NRZ-polar binary pulses. (a) Negative pulse transmitted. (b) Positive pulse.



Choice of decision level in binary transmission.

$$P_e = P_0 \underbrace{\int_d^{\infty} f_0(v) dv}_{P_{e0}} + P_1 \underbrace{\int_{-\infty}^d f_1(v) dv}_{P_{e1}}$$

$$\frac{\partial P_e}{\partial d} = 0 = -P_0 f_0(d) + P_1 f_1(d)$$

$$\frac{f_1(d)}{f_0(d)} = \frac{P_0}{P_1}$$

$$\exp \left[\frac{-(d - \frac{A}{2})^2}{2\sigma^2} + \frac{(d + \frac{A}{2})^2}{2\sigma^2} \right] = \frac{P_0}{P_1}$$

$$d_{opt} = \frac{\sigma^2}{A} \ln \frac{P_0}{P_1}$$

Para ASK

$$v_o / \text{ASK}(t) = \begin{matrix} A \\ 0 \\ 0 \end{matrix} + x(t)$$

ya que la salida es idéntica

$$P_e, \text{ASK} = \frac{1}{2} \left[1 - \text{erfc} \frac{A}{2\sqrt{2} N} \right] = \frac{1}{2} \text{erfc} \frac{A}{2\sqrt{2} N} \quad (10)$$

Para PSK la salida del detector síncrono consiste de una señal polar $\pm A$ más ruido. Esto corresponde exactamente a la señal polar analizada anteriormente. Sin embargo, aquí se tiene que la señal es $\pm A$, en lugar de $\pm \frac{A}{2}$. Entonces la probabilidad de error es

$$P_e, \text{PSK} = \frac{1}{2} \text{erfc} \frac{A}{\sqrt{2} N} \quad (11)$$

como se puede comparar (11) con (10) el sistema PSK requiere solamente la mitad de la amplitud de la señal que el sistema ASK.

En el caso del sistema FSK las salidas de los dos detectores son comparadas. En cualquier instante un detector tiene señal más ruido, el otro solo tiene ruido. Llamando la salida de ruido de un canal x_1 , y la del otro x_2 , se tiene al restar las salidas de los dos canales, la salida FSK dada por

$$v_o, \text{FSK} = \begin{matrix} +A \\ 0 \\ -A \end{matrix} + (x_1 - x_2)$$

La señal de salida es otra vez polar: $+A$ aparece si un 1 ha sido transmitido y $-A$ para un cero, la salida de ruido total es sin embargo $x_1 - x_2$. Si los ruidos en los dos canales son independientes, las varianzas se suman. Se ha, afectivamente, doblado el ruido al sustraer las dos salidas. Sin embargo, ya que la señal de salida es polar, la desviación de la señal efectiva, como en el caso PSK, es dos veces la de ASK. Así, para FSK

$$P_e \text{ FSK} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \frac{A}{2\sqrt{N}} \quad (13)$$

Para una probabilidad de error específico, el sistema FSK requiere 3 dB más de potencia en la señal que el sistema PSK con la misma potencia de ruido, pero es 3 dB mejor que el sistema ASK

La relación señal a ruido de salida de un filtro optimo es:

$$\frac{A^2}{N} = \frac{2E}{n_0} \quad \text{para el caso de la detección de un pulso en ruido.}$$

E representa la energía de la señal en el punto donde el ruido blanco gaussiano de densidad espectral $\frac{n_0}{2}$ es agregado.

La fig. 41 ilustra la probabilidad de error para sistemas FSK y PSK en función de la relación señal a ruido $\frac{A^2}{2N}$.

En la práctica de microondas se utilizan los sistemas M-PSK, QAM, los cuales serán analizados a continuación en cuanto se refiere a la probabilidad de error.

DETECCION NO COHERENTE

Si la coherencia de fase no se puede mantener, ó si es antieconómico incorporar circuitos de control de fase en el receptor, entonces se usa detección de envolvente.

Es evidente que las señales PSK requieren coherencia de fase para ser demoduladas, de ahí que sólo las señales OOK y FSK utilizan detectores de envolvente.

00K

$$v(t) = [f(t) + x(t)] \cos \omega_0 t - y(t) \sin \omega_0 t$$

Aquí $f(t) = A \delta(t)$

$$v(t) = r(t) \cos [\omega_0 t + \theta(t)]$$

$$r = \sqrt{(f+x)^2 + y^2}$$

$$\theta = \tan^{-1} \frac{y}{f+x}$$

La probabilidad de error depende de la estadística de r en los dos casos: $f = A \delta(t)$.

ESTADÍSTICAS DE RAYLEIGH Y DE RICIAN

Considérese primero el caso donde la señal está ausente, es decir sólo se tiene ruido, $A = 0$. Con x y y independientes y Gausianas, el problema es determinar la estadística de la envolvente aleatoria r . Hacemos esto primero encontrando la estadística conjuntamente de r y θ y entonces integramos sobre θ para encontrar la función de densidad de r .

$$x = r \cos \theta$$

$$y = r \sin \theta$$

$$f_{xy}(x,y) dx dy = f_{r\theta}(r,\theta) dr d\theta$$

$$f_{xy}(x,y) = f_x(x) f_y(y) = \frac{e^{-(x^2+y^2)/2\sigma^2}}{2\pi\sigma^2} = \frac{e^{-r^2/2\sigma^2}}{2\pi\sigma^2}$$

$$dx dy = r dr d\theta$$

$$f_{r\theta}(r,\theta) dr d\theta = \frac{r e^{-r^2/2\sigma^2}}{2\pi\sigma^2} dr d\theta$$

$$f_{r\theta}(r,\theta) = \frac{r e^{-r^2/2\sigma^2}}{2\pi\sigma^2}$$

$$f_r(r) = \int_0^{2\pi} f_{r\theta}(r,\theta) d\theta$$

$$= \frac{r e^{-r^2/2\sigma^2}}{\sigma^2}$$

$$f = A$$

$$v(t) = [A + x(t)] \cos \omega_0 t + y(t) \sin \omega_0 t$$

$$x' = x + A$$

$$f(x') = \frac{e^{-(x' - A)^2 / 2\sigma^2}}{2\pi\sigma^2}$$

La envolvente $v(t)$ está dada por

$$r^2 = x'^2 + y^2 = (x + A)^2 + y^2$$

$$\theta = \tan^{-1} \frac{y}{x'} = \tan^{-1} \frac{y}{x+A}$$

con x' y y variables independientes

$$x' = r \cos \theta$$

$$y = r \sin \theta$$

$$f(r, \theta) dr d\theta = f(x', y) dx' dy$$

$$= \frac{e^{-[(x'-A)^2 + y^2] / 2\sigma^2}}{2\pi\sigma^2} dx' dy$$

$$= \frac{e^{-A^2/2\sigma^2} r e^{-(r^2 - 2rA \cos \theta)/2\sigma^2}}{2\pi\sigma^2} dr d\theta$$

siendo r y θ variables independientes

$$f(r) = \frac{e^{-A^2/2\sigma^2} r e^{-r^2/2\sigma^2}}{2\pi\sigma^2} \int_0^{2\pi} e^{rA \cos \theta / \sigma^2} d\theta$$

pero

$$I_0(z) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{z \cos \theta} d\theta$$

Así que

$$f(r) = \frac{r e^{-r^2/2\sigma^2}}{N} e^{-A^2/2N} I_0\left(\frac{rA}{N}\right)$$

CALCULO DE PROBABILIDAD DE ERROR

$$P_e = P_0 \int_b^{\infty} f_n(r) dr + P_1 \int_0^b f_s(r) dr$$

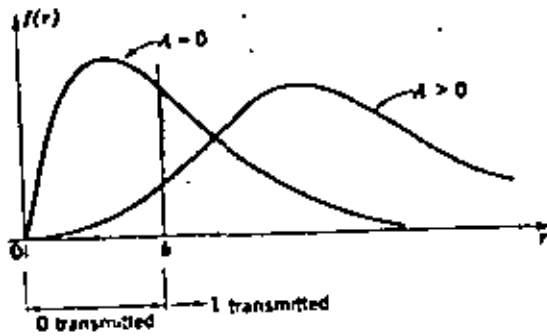
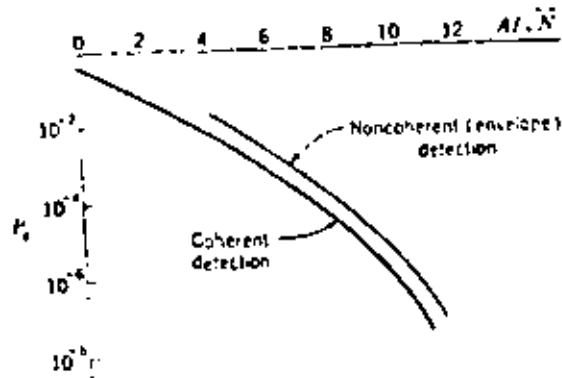


Figure 5-44 Decision regions with envelope-detected OOK signals.



Binary error probabilities, OOK transmission.

FSK

$$P_e = \int_{r_1=0}^{\infty} f_s(r_1) \left[\int_{r_2=r_1}^{\infty} f_n(r_2) dr_2 \right] dr_1$$

$$P_e = \int_0^{\infty} \frac{r_1}{N} e^{-r_1^2/N} e^{-A^2/2N} I_0\left(\frac{r_1 A}{N}\right) dr_1$$

$$P_e = \frac{1}{2} e^{-A^2/4N}$$

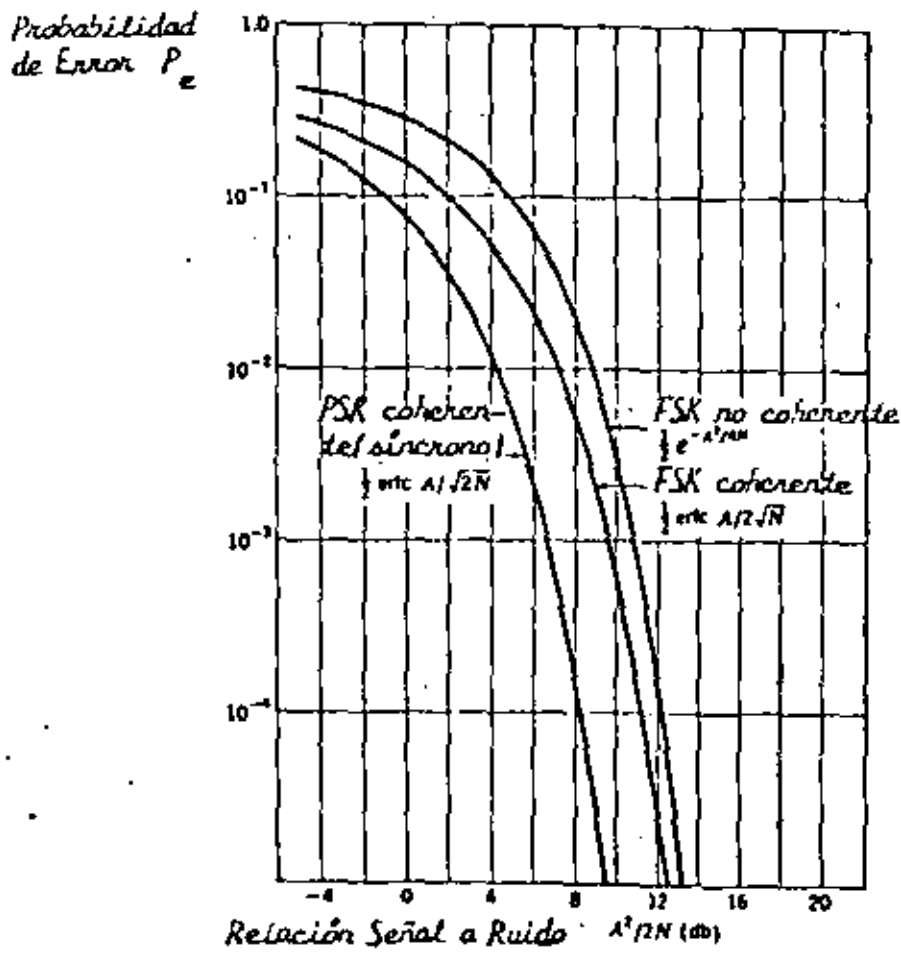


FIGURA N° 41
 Transmisión Binaria.

COMPARACION DE DIFERENTES ESQUEMAS DE MODULACION DIGITAL

ESQUEMA	ANCHO DE BANDA	P_e	$\frac{S}{N}$ PARA $P_c=10^{-4}$	COMPLEJIDAD DE EQUIPO
ASK Coherente	2B	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \frac{A}{2\sqrt{2}N}$	14.45	Moderado
ASK Incoherente	2B	$\frac{1}{2} \exp\left(-\frac{A^2 T_b}{16n_0}\right)$	18.33	Menor
FSK Coherente	>2B	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \frac{A}{2\sqrt{N}}$	10.6	Mayor
FSK Incoherente	>2B	$\frac{1}{2} \exp\left(-\frac{A^2}{4N}\right)$	15.33	Menor
PSK Coherente	2B	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \frac{A}{\sqrt{2}N}$	8.45	Mayor
DPSK	2B	$\frac{1}{2} \exp\left(-\frac{A^2 T_b}{2n_0}\right)$	9.30	Moderado

La siguiente obtención de la probabilidad de error es ilustrada sobre un diagrama espacial en un sistema QPSK pero que también se aplica al caso binario, y en general, a sistemas M-ary, donde $M = 2, 3, 4, 8, 16, \dots$, esto es, $M = 2^n$. En el diagrama espacial de la fig. 42 cada estado de fase de igual amplitud representa un símbolo; cada símbolo contiene $n=2$ bits de información. Considerese que el vector $\psi = 0^\circ$ ha sido codificado en el transmisor para representar el estado lógico 00, mientras que los vectores de $90^\circ, 180^\circ,$ y 270° representan los estados lógicos 01, 11, y 10, respectivamente. Consideraremos que cada vector transmitido tiene la misma probabilidad de error; esto es, los datos de entrada en el modulador han sido mezclados y tienen una distribución equiprobable de los estados binarios aleatorios cero y uno.

El diagrama espacial de la señal ilustra que el modem M-ary tiene una simetría circular. Por esta simetría, se puede asumir que en un medio ambiente libre de ruido el vector $\psi = 0^\circ$ que representa el estado 00 ha sido transmitido.

Es también considerado que un modelo de canal de Nyquist está disponible. Esto es, en el instante del muestreo no hay interferencia entre símbolos. El teóricamente demodulador de fase óptima detectará el estado de fase 00 correctamente si la portadora recibida más el vector de ruido, en el instante de muestreo, está dentro de la región $-\pi/M$ y π/M . Como un ejemplo ver el vector $v(t) = \vec{V}_{00}$. Si el vector está dentro la región π/M y π (región de error E_1) ó de π

tro de la región Π y $-\Pi/M$ (región de error E_2), entonces el vector transmitido que tenga una fase $\phi = 0^\circ$ será erróneamente detectado. En el ejemplo de un vector recibido mostrado en la posición $r(t) = \bar{V}_{01}$, el demodulador decidirá que un vector 01 ha sido transmitido (en lugar de un 00), y así el fasor detectado será un error.

La portadora recibida y la onda de ruido, $v(t)$, de la señal M-ary PSK esta dada por

$$r(t) = A \cos(\omega_c t + \phi) + n_c(t) \cos(\omega_c t + \phi) + n_s(t) \sin(\omega_c t + \phi) \quad (14)$$

donde A es el valor pico de la portadora recibida, y $n_c(t)$ y $n_s(t)$ representan las componentes de ruido gaussiano instantáneas en fase y en cuadratura de fase. Sin pérdidas, puede asumirse que $\phi = 0$.

En la fig. 42 se representa el diagrama vectorial de la portadora y del ruido. Por las figuras (41) y (42) se concluye que un error ocurrirá si

$$|\alpha| > \frac{\pi}{M} \quad (15)$$

para derivar la probabilidad de error se tiene que definir, primero, la densidad de probabilidad de α . La función de distribución de probabilidad de α dentro de las regiones

$$r(t) = A \cos(\omega_c t + \theta) + n_c(t) \cos(\omega_c t + \theta) + n_s(t) \sin(\omega_c t + \theta)$$

Se tiene error si

$$|\alpha| > \pi/M$$

$$\alpha = \tan^{-1} \frac{n_s(t)}{A+n_c(t)}$$

Para M - ary PSK

$$P(e) = \int_{\pi/M}^{\pi} P(\alpha) d\alpha + \int_{-\pi}^{-\pi/M} P(\alpha) d\alpha$$

$$= 2 \int_{\pi/M}^{\pi} P(\alpha) d\alpha$$

$$P(\alpha) = \frac{1}{2\pi} e^{-C/N} \left\{ 1 + \sqrt{4\pi \left(\frac{C}{N}\right) \cos \alpha} e^{\frac{C}{N} \cos^2 \alpha} Q\left(\sqrt{2\left(\frac{C}{N}\right) \cos \alpha}\right) \right\}$$

donde

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2/2} dt$$

$$P(e) \approx e^{-C/N} \text{Sen}^2 \frac{\pi}{M}$$

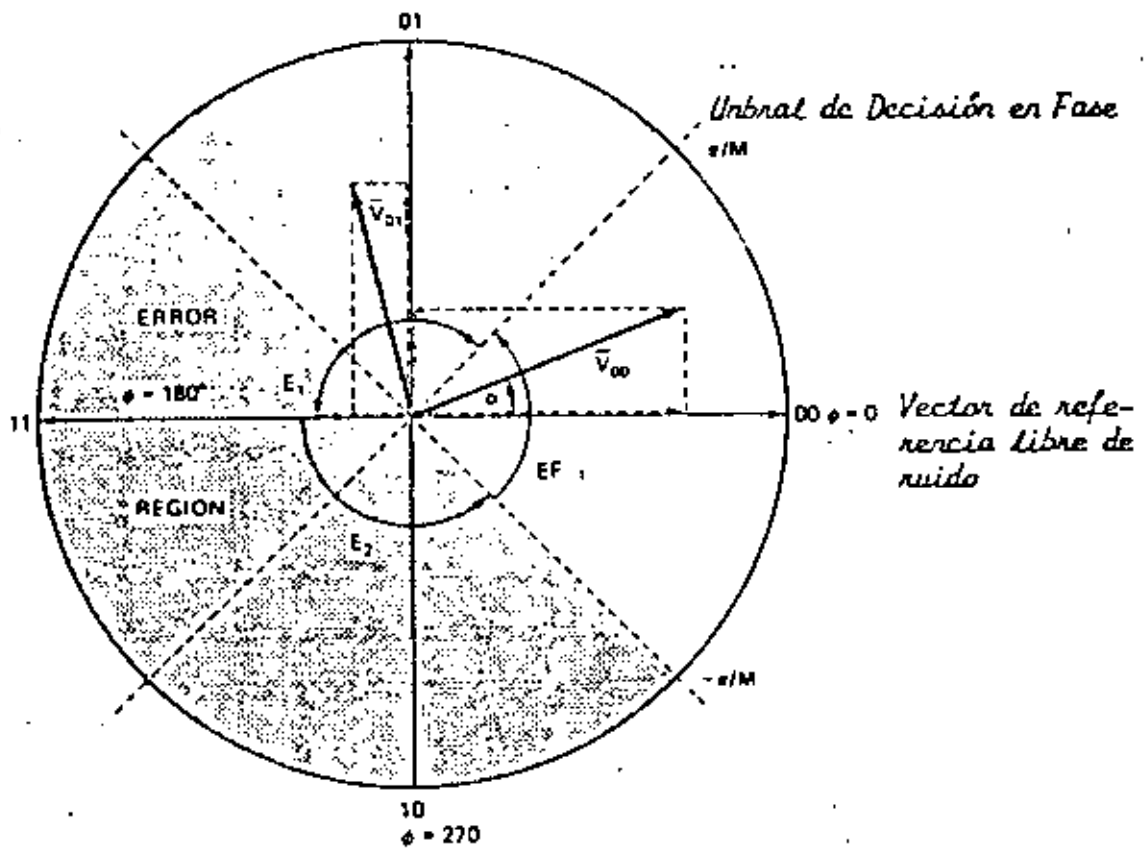


FIGURA N° 42
 Región de Error en Demoduladores Coherentes. ii) 4ary. PSK.

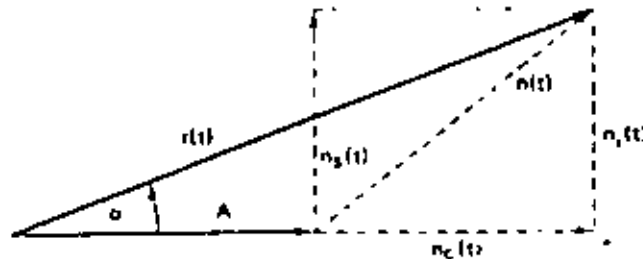


FIGURA N° 43
 Diagrama Vectorial de una Portadora recibida y de una Señal de Ruido.

de error previamente establecidas E_1 , Π/M a Π y la región E_2 , Π a $-\Pi/M$ esta representada por el area sombreada de la fig. 41 y es la probabilidad de error P_e del sistema. α esta dada por

$$\alpha = \tan^{-1} \frac{n_s(t)}{A + n_c(t)} \quad (16)$$

La P_e del sistema M-ary PSK es

$$P_e = \int_{\Pi/M}^{\Pi} P(\alpha) d\alpha + \int_{-\Pi}^{-\Pi/M} P(\alpha) d\alpha = 2 \int_{\Pi/M}^{\Pi} P(\alpha) d\alpha \quad (17)$$

donde $P(\alpha)$ es la función de densidad de probabilidad de α . Esta función para un canal de ruido blanco gaussiano aditivo ha sido obtenida en referencias y esta dada por

$$P(\alpha) = \frac{1}{2\Pi} e^{-C/N} \left[1 + \sqrt{4\Pi \left(\frac{C}{N} \right)} \cos \alpha e^{(C/N) \cos^2 \alpha} Q \left(\sqrt{2 \left| \frac{C}{N} \right|} \cos \alpha \right) \right] \quad (18)$$

donde

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\Pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2/2} dt \quad (19)$$

En la ecuación (18) el término C/N representa la relación de la potencia media de la portadora especificada en el ancho de banda bilateral de Nyquist el cual es igual al ancho de banda de tasa del símbolo. Como no existe ninguna ecuación de forma cerrada que satisfaga las ecuaciones (18) y

(19), es necesario usar métodos numéricos para evaluar la función $P(e)$. La $P(e)$ puede también ser evaluada por la ecuación simple

$$P(e) \approx e^{-C/N \operatorname{sen}^2 \pi/M} \quad (20)$$

Esta aproximación para relaciones C/N altas ($C/N > 15$ dB) tiene una precisión de 1 dB. Los valores calculados de la curva $P(e) = f(C/N)$, basados en las ecuaciones (17), (18) y (19) han sido gráficos en la fig. 44.

En la mayoría de los sistemas prácticos el ancho de banda de ruido del receptor es mayor que el ancho de banda bilateral de Nyquist. Para proveer una comparación del sistema de ancho de banda mínimo teórico con el sistema práctico de más banda, la ecuación siguiente es frecuentemente usada:

$$\frac{E_b}{N_0} = \left(\frac{C}{N} \right)_{bw} \frac{BW}{f_b} \quad (21)$$

En esta ecuación

E_b = energía promedio de un bit = $C T_b$

f_b = tasa de bit transmitida

T_b = duración de bit unitario

C = Potencia promedio de la portadora

N_0 = Densidad espectral de potencia del ruido, esto es, potencia de ruido promedio en un ancho de banda de

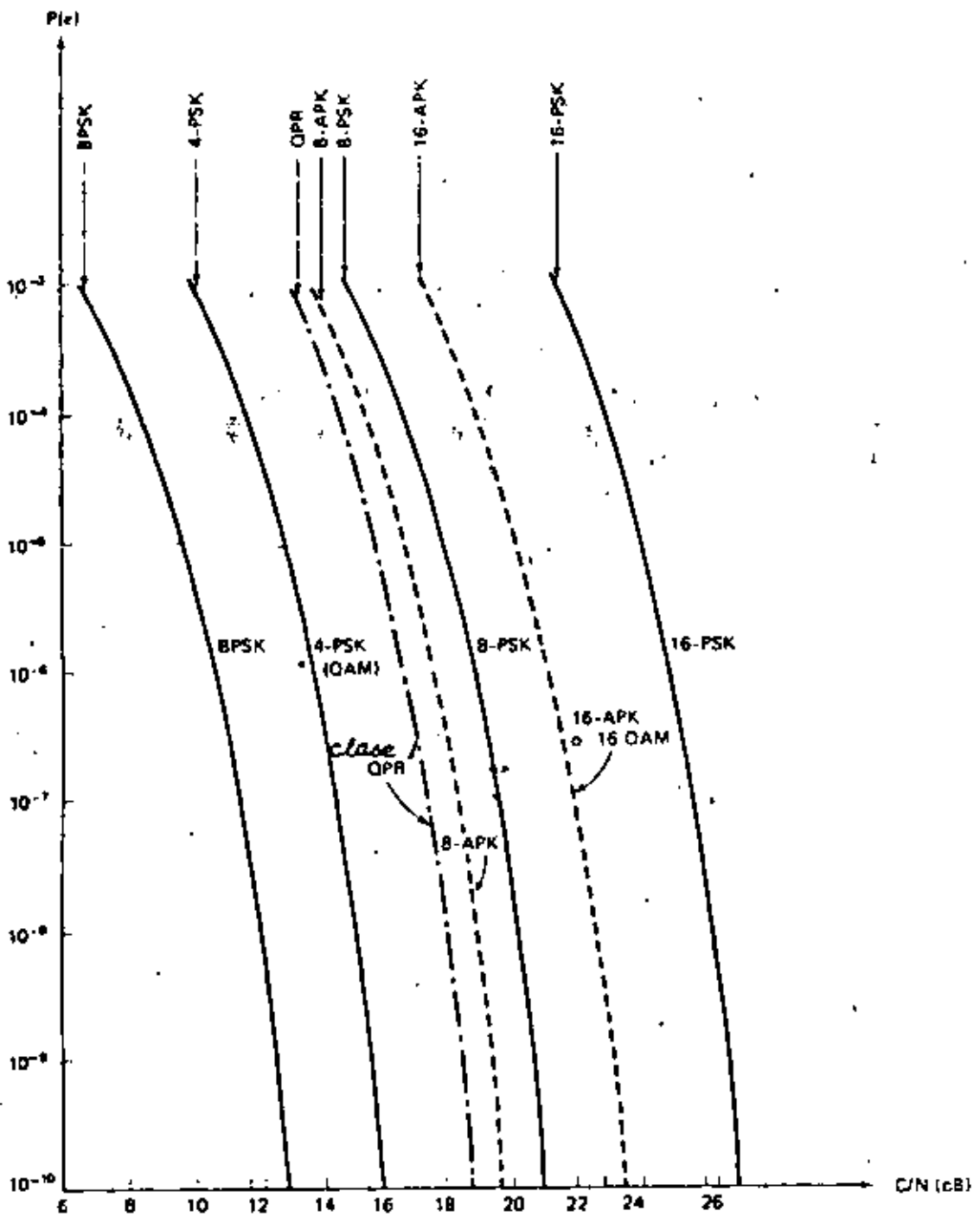


FIGURA N° 44
 Representación de la Probabilidad de error $P(e)$ de Sistemas Coherentes;
 Binary PSK, QPSK, 8PSK y 16PSK. La C/N rms es especificada en el ancho
 de banda de Nyquist de doble banda lateral.

1 Hz.

BW = ancho de banda de ruido del receptor.

La probabilidad de error en los sistemas de microondas terres
tres esta especificada frecuentemente en términos de la relaci
ón C/N, mientras que en sistemas de satelites es especi
ficada en términos de E_b/N_0 .

MODULACION DIGITAL EN FIBRAS OPTICAS.

Los esquemas de modulación-demodulación considerados en esta parte se ilustran en la Fig. 1. Ejemplos de PSK y ASK se ilustran en la Fig. 2a y b. La onda óptica local con una fase de referencia es recobrada en el receptor por homodinización. En la Fig. 2a, parte de la señal PSK recibida es inversamente modulada en fase por la señal de banda base y es inyectada a un oscilador local (LO) para generar una onda local fijada en fase.

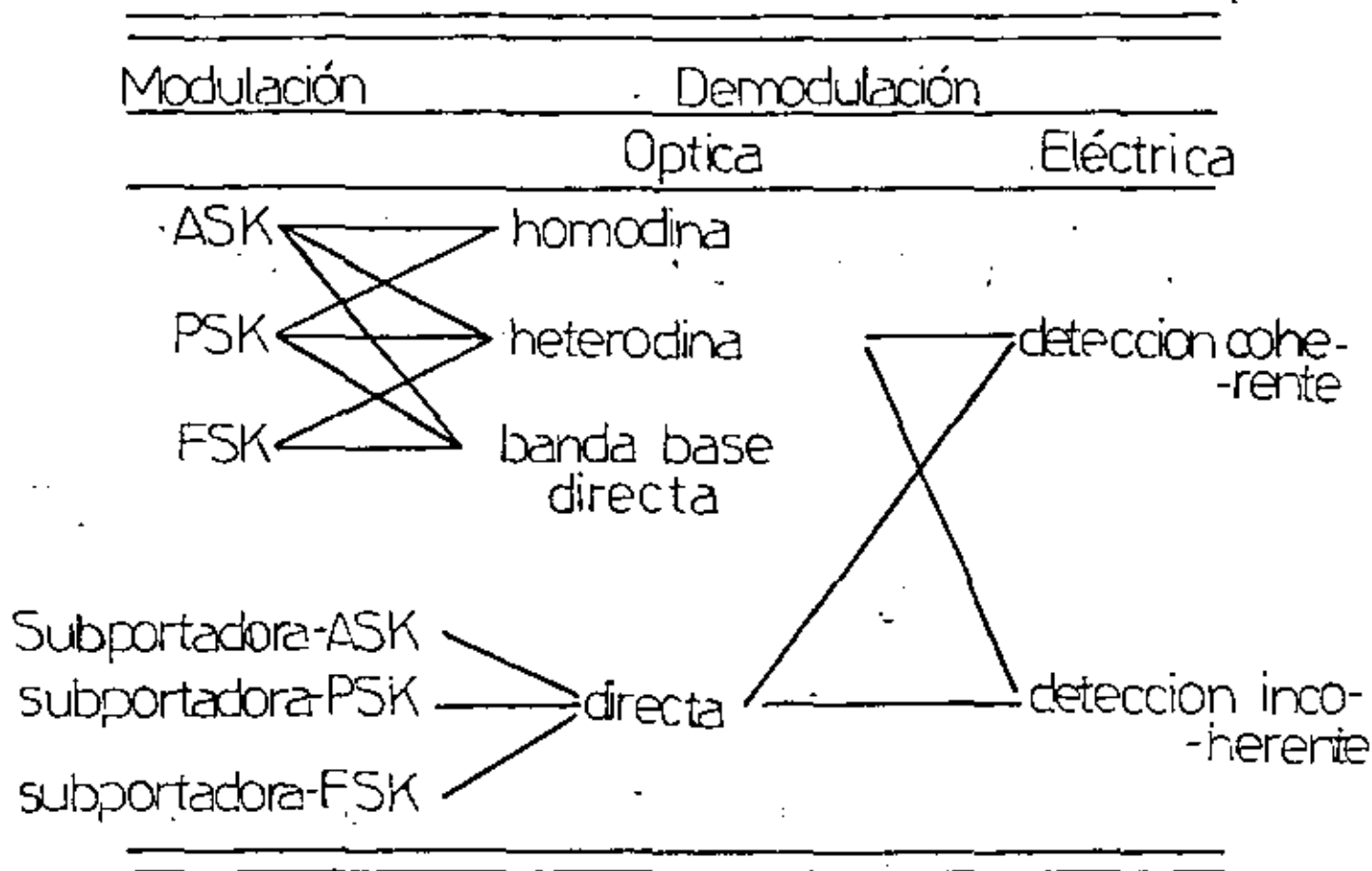
En la Fig. 2b, un circuito tanque óptico tal como un resonador Fabry-Perot con un ancho de banda menor que la razón de datos se usa para eliminar la señal de banda base ASK y así recobrar la onda portadora óptica. Los diagramas de bloque básicos para detección heterodina coherente o incoherente PSK y ASK se muestran en la Fig. 2c.

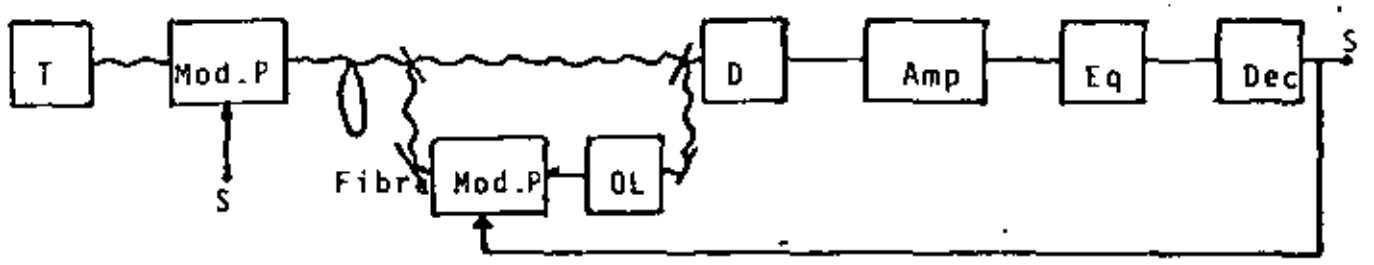
Para los sistemas de detección coherente se requiere un circuito regenerativo de onda portadora de frecuencia intermedia.

En los sistemas de detección incoherente heterodina ASK y PSK se utilizan los detectores de envolvente y diferencias respectivamente. Un diagrama de bloques para detección heterodina coherente e incoherente FSK se muestra en la Fig. 2d. La modulación en frecuencia óptica digital se realiza por modulación en frecuencia interna de un transmisor de laser ó un modulador en frecuencia externo, usando el efecto electro-óptico ó acusto-óptico. La Fig. 2e muestra un diagrama de bloques para el sistema de detección directa de banda base PSK ó FSK por medio de discriminización óptica.

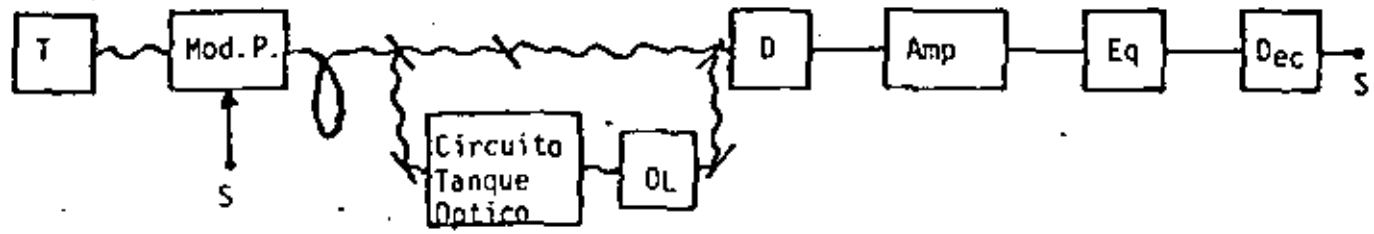
La frecuencia óptica o discriminador de fase se realiza por el puente balanceado ó técnica de autocorrelación. La Fig. 2f

Varios Sistemas Digitales de modulación y demodulación Óptica

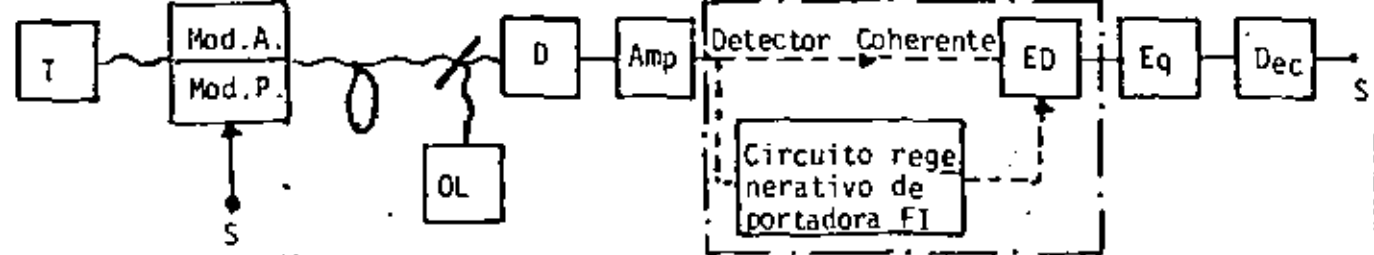




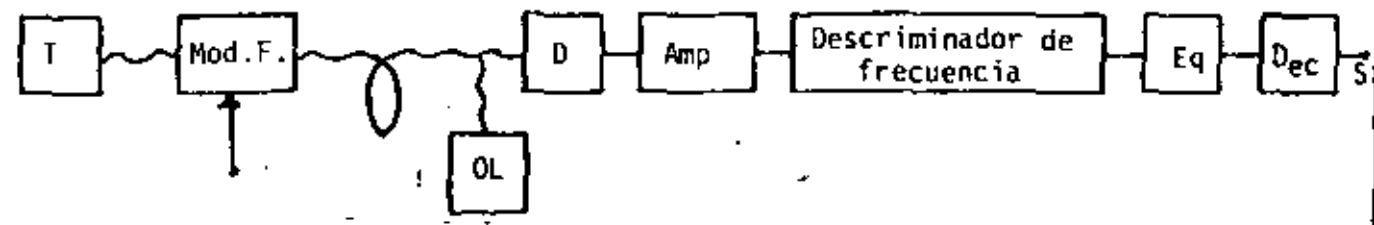
a) PSK homodina



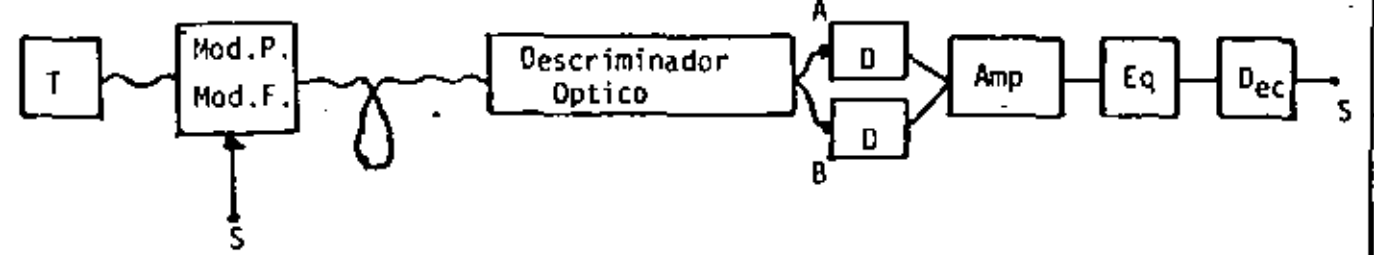
b) ASK homodina



c) ASK, PSK homodina



d) FSK homodina



e) Detección directa de banda base PSK, FSK

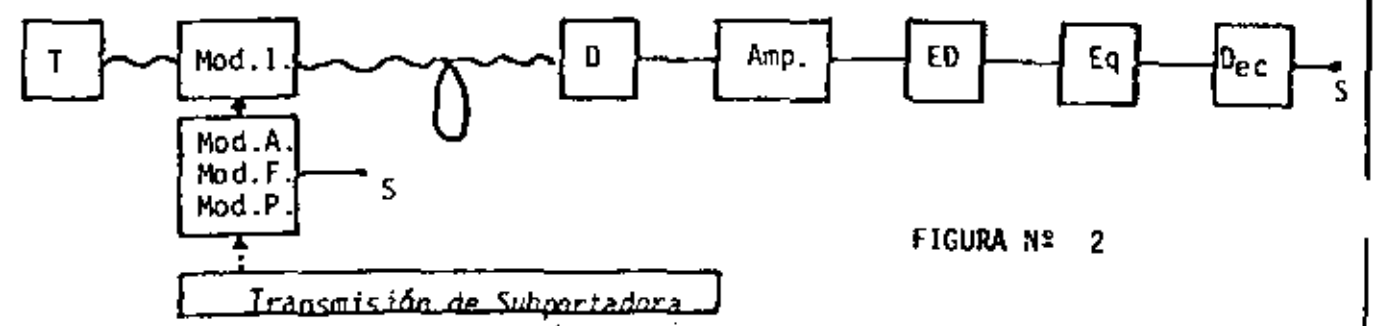


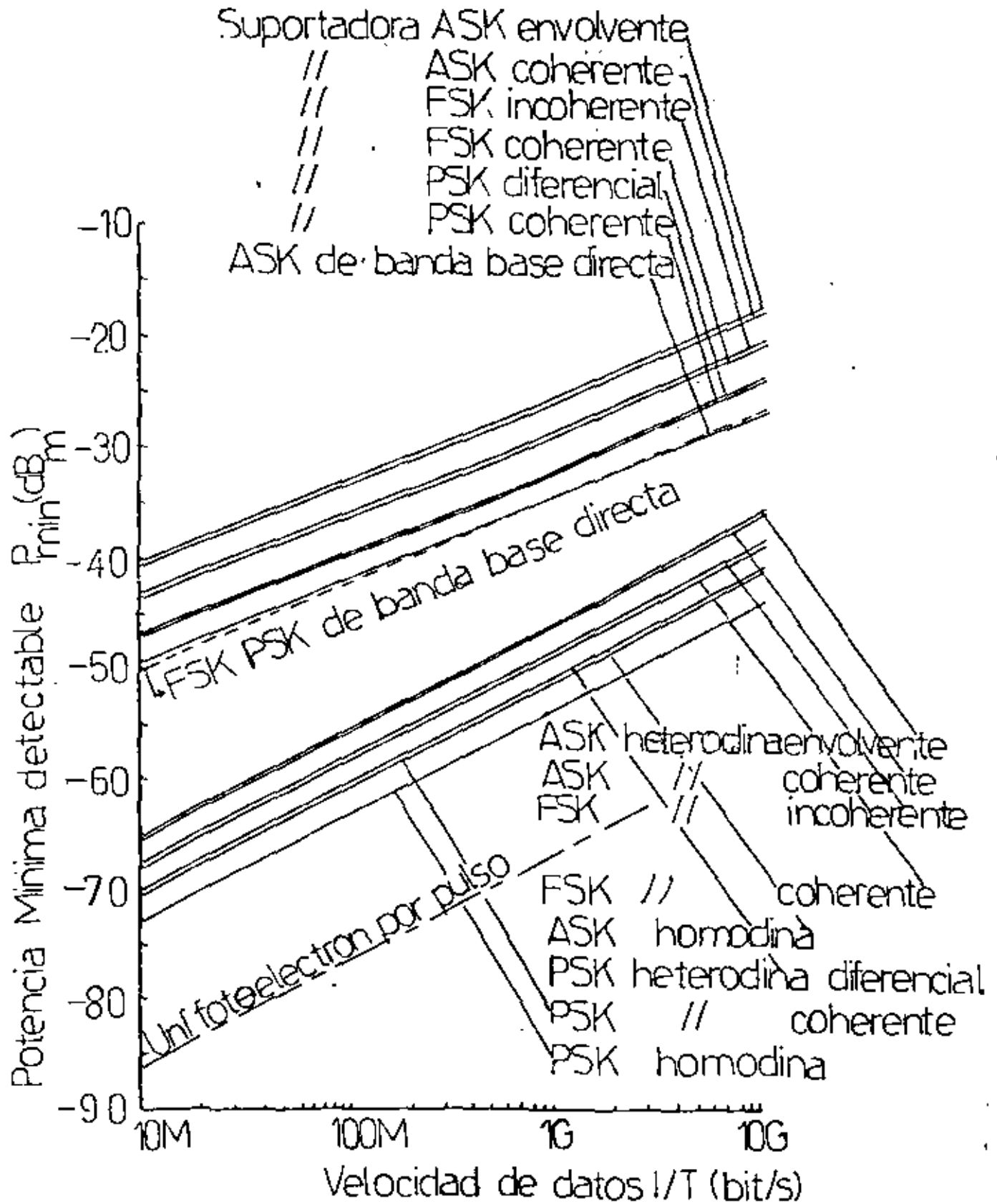
FIGURA Nº 2

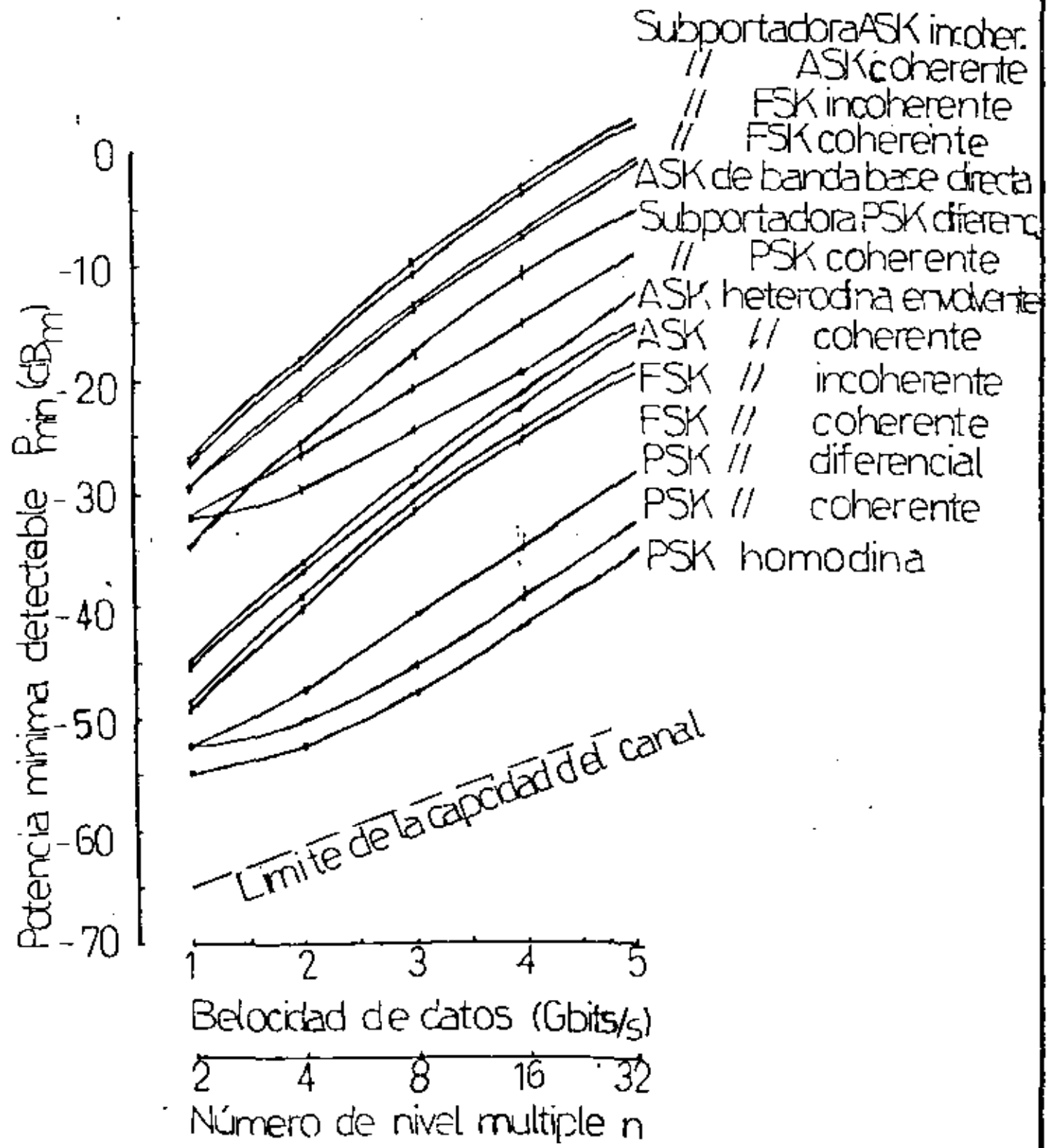
f) Sistema de detección de suportadora ASK, FSK, PSK.

muestra un diagrama para sistemas de subportadora coherentes ó incoherentes ASK, FSK y PSK. El receptor consiste de un fotodetector directo.

La Fig. 3 muestra la potencia mínima detectable $P_{mín}$ la cual logra una probabilidad de error de 10^{-9} contra una velocidad de datos de $\frac{1}{T}$ para varios formatos de modulación-demodulación.

El sistema de detección homodina PSK tiene la mayor sensibilidad, esto es, tiene la potencia detectable mínima más baja entre los diferentes esquemas de modulación. Entre los sistemas de detección heterodinos, el sistema de detección coherente heterodino PSK tiene la más baja potencia detectable mínima.





6.-2 SISTEMAS DE COMUNICACIÓN POR FIBRAS OPTICAS

6.-2.-1 Introducción

Los sistemas de comunicación por fibras ópticas han encontrado - en los últimos años una gran aceptación en diversos sectores, debido principalmente a la gran versatilidad para el manejo de -- grandes volúmenes de información a altas velocidades. Las propiedades intrínsecas de la fibra óptica como son su inmunidad a la interferencia electromagnética, su aislamiento dieléctrico, - su gran ancho de banda y su sección transversal y peso reducido - le han permitido su aplicación en zonas expuestas a grandes interferencias como son las plantas nucleares y las plantas generadoras de electricidad.

Una de las aplicaciones más importantes de estos sistemas de comunicación es la telefonía. En ésta, los canales de voz son utilizados para la transmisión de señales eléctricas analógicas que - contienen ya sea conversaciones, o señales de datos que han sido procesadas analógicamente.

Cabe mencionar que los sistemas de comunicación convencionales - son el par telefónico, el cable coaxial y las microondas, entre otros, los cuales, en mayor o menor grado poseen problemas de -- congestiónamiento de las líneas, en el caso de par telefónico, o bien, de limitación del espectro de frecuencias disponible, en - el caso de las microondas. Es por ello que se ha acudido al empleo de los sistemas de comunicación por fibras ópticas los cuales presentan grandes ventajas para su empleo en corta y mediana distancia (menor a 30 Km), pero ciertas desventajas a larga distancia (mayor a 30 Km), con respecto a los sistemas de microondas.

Los sistemas de comunicación por fibras ópticas se clasifican en sistemas analógicos y sistemas digitales. En los sistemas analógicos se emplea principalmente la modulación en frecuencia, con una multicanalización en la frecuencia (FDM), mientras que en los sistemas digitales se utiliza principalmente la modulación por -

pulsos, con una multicanalización por división en el tiempo (TDM).

Los sistemas digitales requieren de mayor ancho de banda que los sistemas analógicos, para el mismo número de canales, debido a que una señal senoidal en general requiere de un muestreo de al menos dos veces por ciclo, con el objeto de asegurar una correcta representación digital, según el teorema de Nyquist.

Así, los sistemas analógicos son principalmente aplicados a la transmisión de canales de televisión, mientras que los sistemas digitales permiten la transmisión de información, de códigos de protección, control y alarma de manera que se pueden satisfacer las diversas necesidades que se presenten.

En el presente capítulo se hace una descripción general sobre las características de los sistemas analógicos, y sus principales aplicaciones; lo mismo se hace con los sistemas digitales, en donde se describen los principales códigos utilizados, y los problemas de alimentación de repetidores para grandes distancias. En el siguiente punto se describen los diferentes bloques que componen un sistema de comunicación por fibras ópticas así como su importancia dentro del funcionamiento óptimo del sistema. Finalmente, se hace una comparación sobre las diferentes alternativas de comunicación existentes y las condiciones bajo las cuales los sistemas de fibra óptica presentan mayores ventajas.

6.-2.-2 Sistemas Analógicos

Aunque la tecnología de fibras ópticas se ha encaminado para su aplicación en la transmisión de señales digitales, también tiene la posibilidad de utilizarse con señales analógicas. De hecho, puede pensarse que cualquier señal analógica es mejor digitalizarla a fin de evitar problemas de atenuación o distorsión de la se--

ñal bajo la presencia de ruido; sin embargo, desde el punto de vista económico resulta más atractiva la eliminación de los conversores analógico-digitales y digital-analógicos, además de poder disminuir los costos de multicanalización en el sistemas. Este problema se observa en los sistemas de transmisión de televisión; una señal típica de video ocupa un ancho de banda de aproximadamente 5 Mhz y existen codificadores que pueden convertir dicha señal en forma digital; estos codificadores muestrean la señal a una velocidad de 10 Mb/s, codificando las muestras mediante 9 Bits. Esto hace que el codificador llegue a requerir una capacidad de transmisión de 90 Mb/s por canal de video, lo cual lo hace económicamente prohibitivo. A pesar de la creación de otros codificadores que utilizan menores tasas de transmisión, éstos más bien, son prácticos para enlaces de muy larga distancia. Es por ello que se ha acudido a los sistemas analógicos de fibras ópticas para la transmisión de la televisión por cable (CATV);-- desgraciadamente, la no linealidad de los componentes del sistema es una de las principales limitantes de este medio de comunicación. Como se observa en la figura 6.2.1 el sistema consiste básicamente en la recuperación de la señal eléctrica de salida proveniente de la cámara de televisión y su aplicación para modular directamente la intensidad de salida en un diodo emisor de luz (LED), ó un diodo laser.

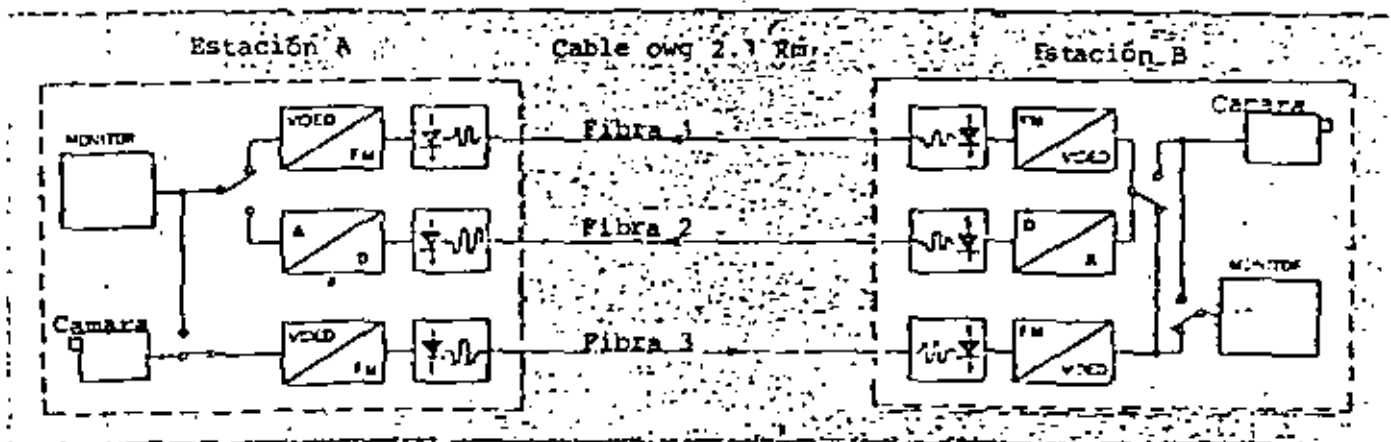


Figura 6.2.1

De ésta forma, la señal óptica se propaga a través de la fibra, y es convertida de nuevo a su forma eléctrica en el receptor. Las no linealidades ya mencionadas producen problemas de armónicas y de intermodulación; los cuales pueden en un momento dado, llegar a distorsionar la imagen recibida, en el caso de que dicha intermodulación este contenida en el ancho de banda de interés; el cual es relativamente grande (aproximadamente 5 MHz), la distorsión es bastante significativa. Una solución que evita este problema es la utilización de la modulación usando banda vestigial lateral, y una subportadora que permita la modulación de la intensidad de la fuente. Si la frecuencia de la subportadora es lo suficientemente alta, las armónicas y la intermodulación pueden alejarse bastante del ancho de banda de interés como para que un filtro elimine los posibles problemas de distorsión. En el caso de multicanalización se debe tener cuidado con el número de canales a transmitir, con el objeto de minimizar la aparición de armónicas y de intermodulación debido a un canal, en el espectro de otro canal transmitido. De hecho en la actualidad se manejan 8 canales por multicanalización en fibras ópticas, en comparación con los 50 canales que normalmente se transmiten en los sistemas de cable coaxial.

Se espera que cuando se resuelvan todos los problemas antes mencionados, la capacidad de canalización de los sistemas de fibras ópticas pueda igualar o rebasar la actual capacidad de los sistemas de cable coaxial.

Los sistemas analógicos se pueden clasificar de acuerdo a su capacidad de canalización en sistemas de baja capacidad y alta capacidad; un sistema como el anteriormente descrito se conoce como un sistema óptico de baja capacidad denominado FDM-IM.

Un sistema óptico de alta capacidad conocido como FDM-FM-IM es también utilizado en la transmisión de señales de video. En este sistema, la fuente luminosa es modulada en intensidad mediante una portadora de radio frecuencia modulada en frecuencia. Así,

las señales de video son usadas para modular la portadora de radio frecuencia, la cual puede estar en el rango de VHF (30 a 300 MHz). Estos sistemas de modulación en intensidad y de modulación en frecuencia pueden usar un laser en lugar de un diodo emisor de luz para aumentar la relación señal a ruido de transmisión.

A partir de esto, diversas portadoras de RF moduladas en frecuencia, localizadas a diferentes frecuencias pueden combinarse en una señal multicanalizada por división en la frecuencia. A su vez esta señal es utilizada para modular en intensidad la fuente luminosa. Este proceso FDM-FM-IM permite la transmisión de varios canales de video por una sola fibra, como se observa en la figura 6.2.2

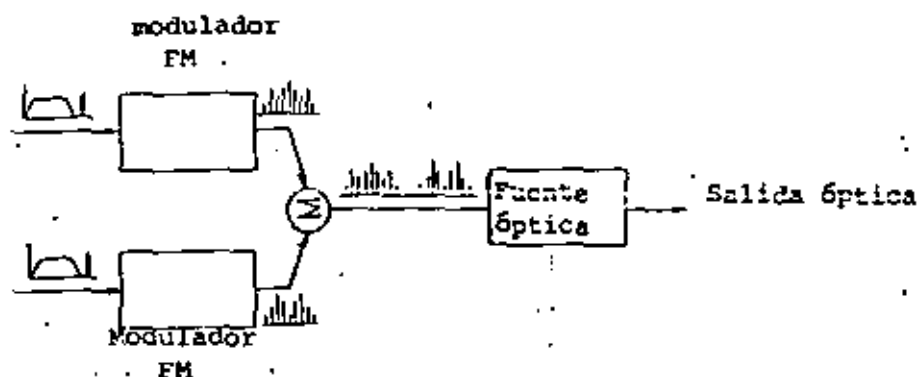


Figura 6.2.2

Sistema Analógico de Multicanalización FM-IM

6.-3 Sistema Digital

6.-3.-1 Generalidades

La idea de utilizar la conmutación como un medio para transmitir información se remonta a épocas pasadas; el uso de la clave morse es una versión particular a este respecto. Es aquí donde las fibras ópticas tienen su campo de acción más promisorio, ya que ba

jo esta tecnología no sólo se pueden manejar aspectos como la telegrafía, telefonía o transmisión de datos entre computadoras, si no también imágenes fijas o en movimiento. El sistema se basa -- prácticamente en el muestreo de la señal analógica, la cual se codifica digitalmente, para así ser transmitida a través de la fibra óptica.

La codificación permite el manejo de grandes flujos de unos o ceros sin tener una distorsión significativa, lo cual establece en gran medida una disminución de la probabilidad de error de la transmisión. Sin embargo, este sistema puede acarrear problemas para enlaces de fibra óptica, en los cuales se tengan altas velocidades, ya que como los pulsos de luz son unipolares (hay o no hay "luz"), el receptor debe estar acoplado en corriente alterna (AC), a fin de eliminar los errores por la presencia de corriente directa (DC) indeseable.

Antes de pasar a la descripción de un sistema digital, es conveniente hacer notar la incompatibilidad de los sistemas digitales manejados por Estados Unidos con respecto a Europa; tanto unos como otros manejan ciertos niveles de jerarquía de acuerdo a sus propias necesidades; así, los norteamericanos se basan en un sistema que convierte una señal telefónica de 4 KHz en forma digital y además multicanalizada a través de un banco de canales. Dicho banco de canales convierte 24 canales de voz en su versión digitalizada, y los combina de tal manera que es generado un flujo binario de datos a una frecuencia de 1.544 MHz. Por lo tanto, cada canal de voz ocupa 64 Kb/s del total requerido. Dicha tasa de transmisión es por lo tanto de 1.544 Mb/s, y pertenece a la jerarquía DS1 (digital signal 1). Para obtener una tasa de transmisión más alta, lo que generalmente se acostumbra es realizar una multicanalización conjunta para producir una señal compuesta de mayor velocidad; de esta forma, velocidades de aproximadamente 10 Mb/s (que incluye bits para control de mantenimiento), se generan por medio de señales tipo 6 DS1. Análogamente, los Europeos fundamentan su sistema en que cada señal de voz (se considera que posee un ancho de banda de 4 KHz aproximadamente) se muestrea a una frecuencia -

de 8000Hz, según lo señalado por el teorema de Nyquist, y cada -- muestra es convertida a una palabra digital (BYTE) de 8 bits. - Dentro de esta codificación el primer bit da la polaridad de la - señal, mientras que los otros 7 se utilizan para definir la magni tud de la misma, de acuerdo con características de la ley de cuan tificación logarítmica. Por convención, se ha optado por usar los primeros 3 bits, después del bit de polaridad, como la caracterís tica, y los últimos 4 como la mantisa. Basados en este procedi-- miento, cada canal de voz requiere de una tasa de transmisión de 64 Kb/s, pero por economía, la multicanalización en el tiempo se realiza con 30 canales, generando un flujo de transmisión de -- 2.048 Mb/s.

Así, las muestras de cada canal son intercaladas en el tiempo, de manera que cada trama se constituye de 32 intervalos de tiempo; - parte de estos intervalos, son utilizados como elementos de sin-- cronización, además de contar con algunos bits de servicio requere ridos para la sincronización de la trama, y alarma, por solo men-- cionar algunos ejemplos. Esta es la razón por la cual las tasas - de transmisión resultantes no son exactamente el cuádruple de la inmediata inferior considerada. En la tabla I se muestran las di versas jerarquías utilizadas tanto en Europa como en Estados Uni-- dos de acuerdo a la tasa de transmisión requerida.

	ESTADOS UNIDOS					EUROPA					
NIVEL DE JERARQUIA	T-0	T-1	T-2	T-3	T-4	0	1	2	3	4	5
TASA DE TRANSMISION (Mb/s)	0.064	1.544	6.312	24.736	274.176	0.64	2.048	8.448	34.368	139.264	565.148
NUMERO DE CANALES	1	24	96	672	4032	1	30	120	480	1920	7680

TABLA 1

6.-3.-2. Características de Transmisión

Un sistema de transmisión digital requiere de llevar flujos de datos de un punto a otro con la cantidad mínima de error.

Para lograr lo anterior, uno de los factores que deben tomarse en cuenta, es el formato de los datos. Por ejemplo, la transmisión de largas cadenas de "ceros" y "unos" pueden hacer perder la sincronía en la recepción de la señal, siendo una posible solución el uso de un código de retorno a cero (RZ). Este código se caracteriza porque presenta un mayor número de transiciones entre estados alto-bajo y requiere el doble del ancho de banda comparado con un código de no retorno a cero (NRZ).

El código de no retorno a cero es particularmente conveniente en el caso de transmisión síncrona (transmisión de datos junto con la señal de reloj) ya que se puede extraer la señal de reloj de manera directa; en cambio para los de no retorno a cero se debe enviar la señal de reloj por otra fibra, lo que hace que el costo de transmisión incremente considerablemente.

Por esta razón muchos fabricantes sugieren códigos como el Manchester, o el de tipo bipolar; dichos esquemas permiten un mejoramiento en la calidad de la información.

Ambas codificaciones permiten un equilibrio en la densidad de pulsos y espacios; el aleatorizador, además de esto, genera un patrón aleatorio reversible para la codificación de la señal. Por su parte, la codificación HDB-3 (high density bipolar), también utilizado en los sistemas de conductores metálicos, permite el mantenimiento de un bajo nivel de corriente directa en la línea, a manera de protección contra una disipación inútil de potencia de la señal. Una versión del código HDB-3 es el código AMI, (Alternative Mark Inversion) el cual se utiliza en el caso de enlaces limitados por dispersión, a fin de no aumentar la velocidad de transmisión. Dichos códigos serán descritos más en detalle en la sección 6.-4 referente a los principios de funcionamiento.

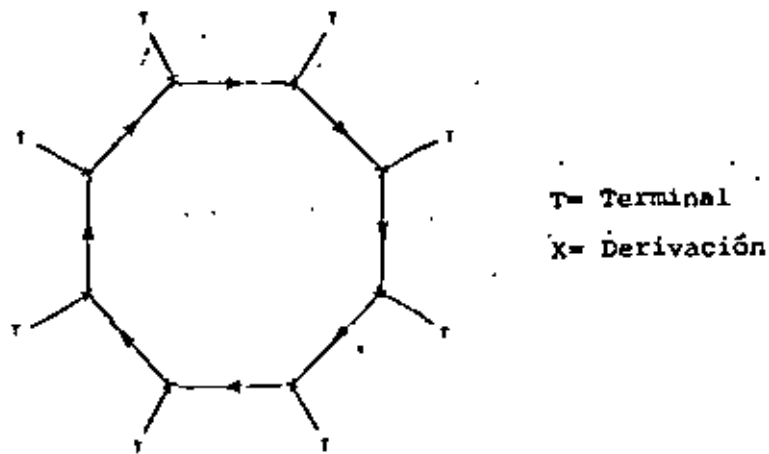


Figura 6.3.2

Diagrama de la Red de Anillo

Unos de los principales puntos a desarrollar en las redes digitales de fibras ópticas es el referente a la derivación terminal. Hay básicamente dos formas para conectar terminal a la red; en el caso de un acceso por "derivación regenerativa", como se indica en la figura 6.3.3 la señal óptica finaliza en la terminal, y a partir de ahí se genera una nueva señal óptica. La información digital puede ser modificada en dicha terminal mediante la adición o supresión de algunos Bits.

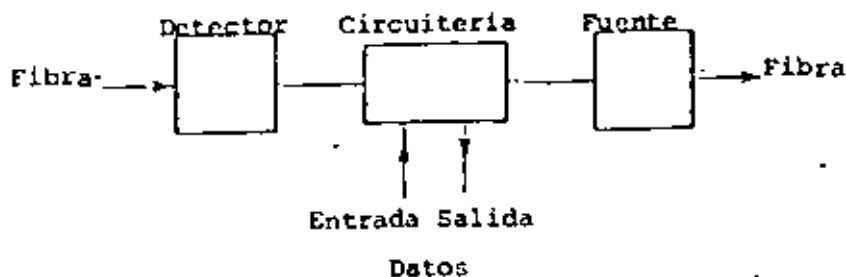


Figura 6.3.3

Derivación Regenerativa

tencia de entrada y baja dispersión cromática; también se pueden utilizar fibras ópticas de bajas pérdidas y grandes anchos de banda, fibras ópticas de índice gradual, o en su caso, fibras monomodales.

Se ha concluido que con el objeto de minimizar las pérdidas de la fibra óptica se requerirá del uso de la tecnología de longitud de onda de $1.3\mu\text{m}$, donde la atenuación y dispersión son muy reducidas. Esto permitirá enlaces mayores de 50 Km sin uso de repetidores.

En lo que respecta a la alimentación de los repetidores, existen diversas alternativas: se pueden utilizar conductores metálicos, dispuestos ya sea en el propio cable de fibra óptica, o en un cable independiente; se ha pensado también en una alimentación local por medio de baterías y celdas solares, lo cual representa ciertos costos de mantenimiento y de instalación, además de que el hecho de que estén expuestos al medio ambiente reduce el tiempo de vida útil de los mismos.

Finalmente es importante señalar algunas de las razones por las cuales el costo de instalación y mantenimiento de enlaces a larga distancia y con altas tasas de transmisión ha disminuido considerablemente.

En primer lugar, las fibras ópticas de baja dispersión trabajan bastante bien bajo todas las tasas de transmisión, siempre y cuando la fuente y la longitud de onda emitida sean adecuadas.

En segundo lugar, la distancia entre repetidores, en la longitud de $1.3\mu\text{m}$, no depende fuertemente de la tasa de transmisión, ya que dichos enlaces están limitados por atenuación más que por dispersión.

Es por ello que el desarrollo de mejores sistemas digitales de comunicación por fibras ópticas, dependerá en gran medida de

que se superen todas las anteriores limitantes mencionadas, -- principalmente en lo que a alimentación y monitoreo de repetidores se refiere.

6.-4 Principio de funcionamiento

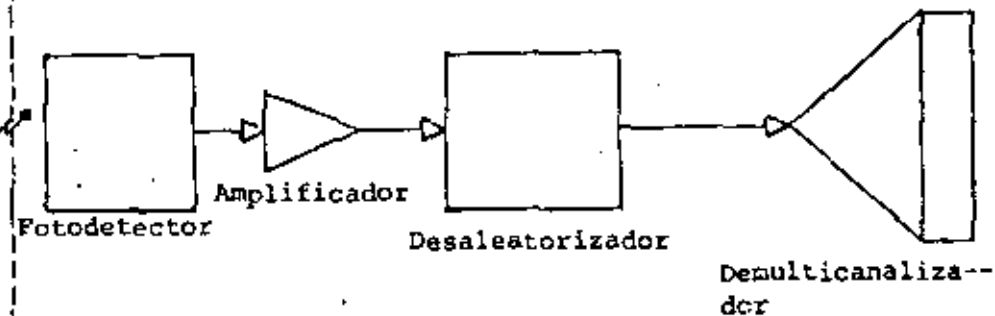
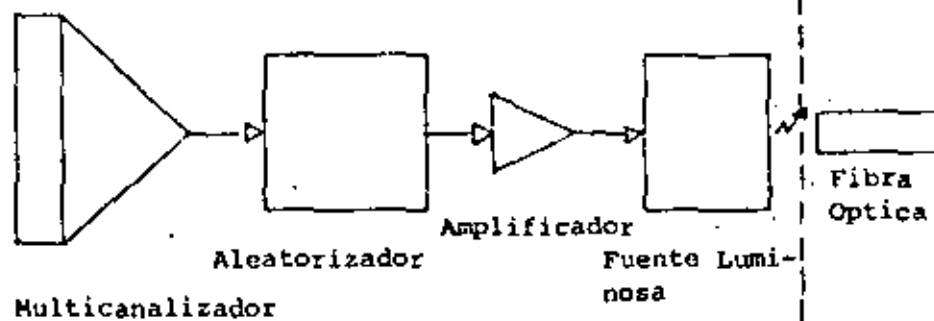
En esta sección se hace una descripción del funcionamiento general de un sistema de comunicación por fibras ópticas con el objeto de dar una visión más clara de los elementos que constituyen el sistema y sus principales características de operación.

El diagrama a bloques de un sistema de comunicación por fibras ópticas se muestra en la figura 6.4.1 en dicha figura se indican los dos tipos de sistemas de comunicación: los sistemas digitales (a) y los sistemas analógicos (b). El primer bloque de la figura 6.4.1 se refiere a la multicanalización de las señales recibidas a fin de ser transmitidas por un solo canal. Existen dos métodos que se pueden emplear: multicanalización por división en la frecuencia y la multicanalización por división en el tiempo. Ambos métodos permiten definir el tipo de modulador a utilizar dentro del sistema.

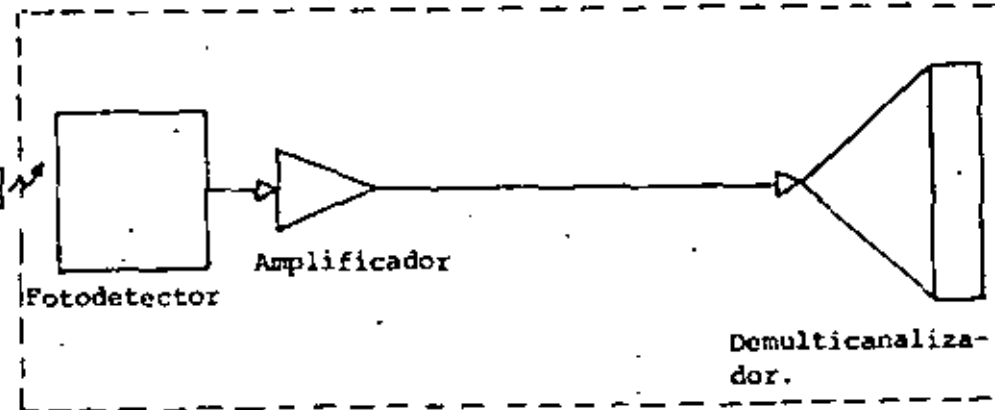
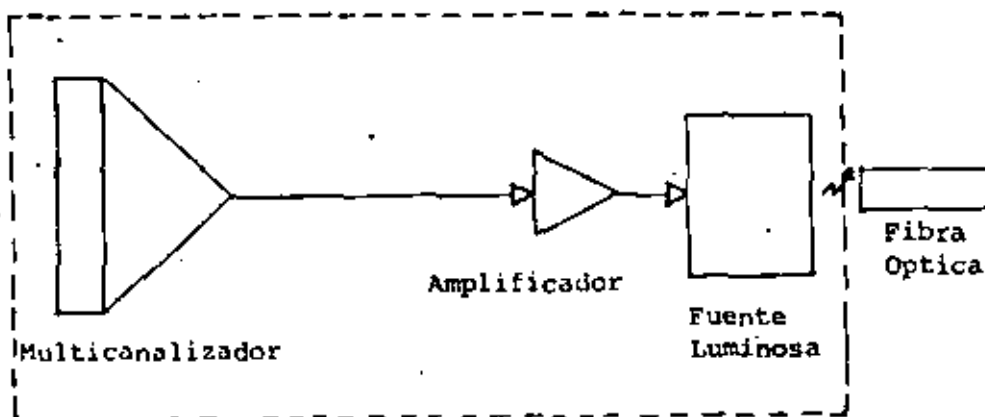
Si se emplea la multicanalización por división de la frecuencia, implica la utilización de amplitud modular en la fuente luminosa para producir una variación en la intensidad de luz. El uso de la multicanalización por división en el tiempo, significa la conmutación directa del estado de la fuente luminosa (encendida o apagada), a una cierta velocidad.

Una de las principales limitantes de la modulación directa es la velocidad, ya que algunas responden muy lentamente a las variaciones de su potencia eléctrica. Sin embargo, fuentes luminosas como el laser de inyección, o simplemente el LED, pueden -- ser manejadas a velocidades de transmisión razonable.

Se puede concluir que la multicanalización por división en la frecuencia se aplica para la transmisión de señales analógicas,



(a)



(b)

mientras que la canalización por división en el tiempo se utiliza en la transmisión de señales digitales.

En el siguiente bloque de la figura 6.4.1a, se describe el tipo de codificador de línea a utilizar en el caso de un sistema digital de comunicación.

Como ya se mencionó, existen varios tipos de codificaciones; entre ellas destacan la codificación bipolar, la Manchester, el aleatorizador y el HDB-3.

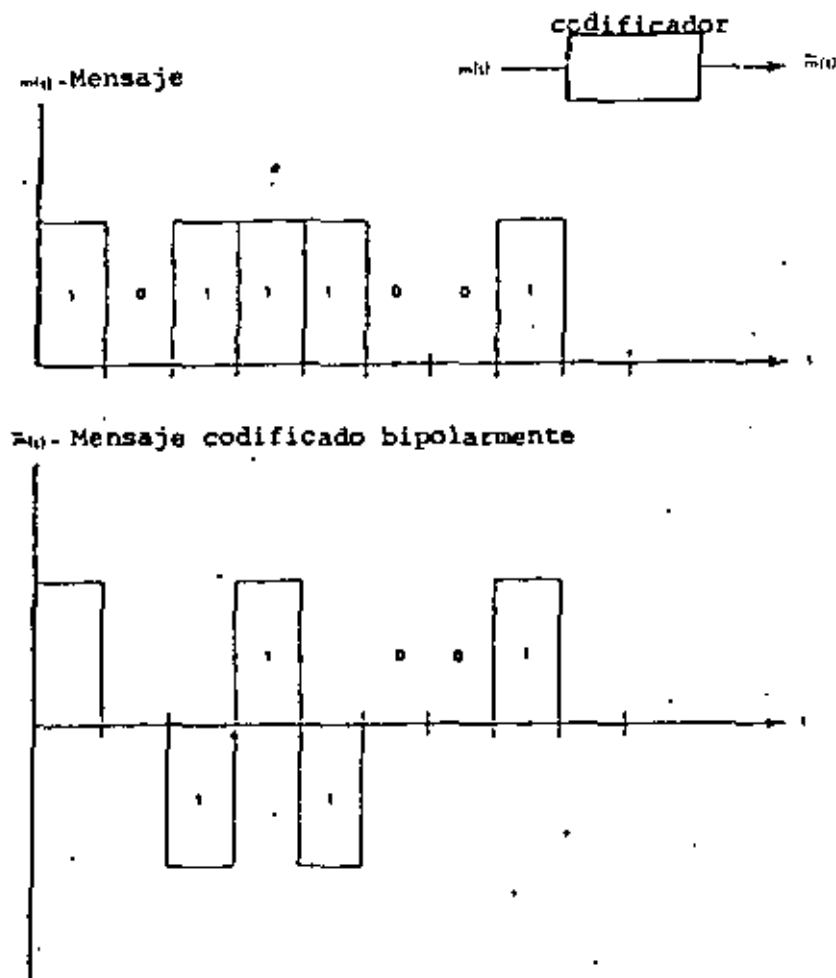


Figura 6.4.2

Codificación Binolar

La codificación binaria, como se ilustra en la figura 6.4.2 con---vierte cada pulso de entrada alternativamente en un pulso positivo o negativo. Así la señal binaria es transformada en una señal ternaria. Esta operación es fácilmente recuperable en el decodificador, ya que los pulsos positivos y negativos en la se

ñal ternaria, representan pulsos positivos para una señal binaria. El efecto de la codificación bipolar es el equilibrar la señal con respecto a un nivel de corriente directa. Desafortunadamente esta señal ternaria es ineficiente, ya que transmite -- 1.58 Bits de información por símbolo, comparativamente con la se ñal binaria que transmite únicamente 1 Bits de información por símbolo.

Otro tipo de codificación es la Manchester, también conocida como bifase o de fase dividida; ésta requiere del doble de ancho de banda, por ser del tipo retorno a cero (RZ), lo que reduce su capacidad de transmisión con respecto a las de no retorno a cero (NRZ).

La descripción de esta codificación se puede observar en la figura 6.4.3

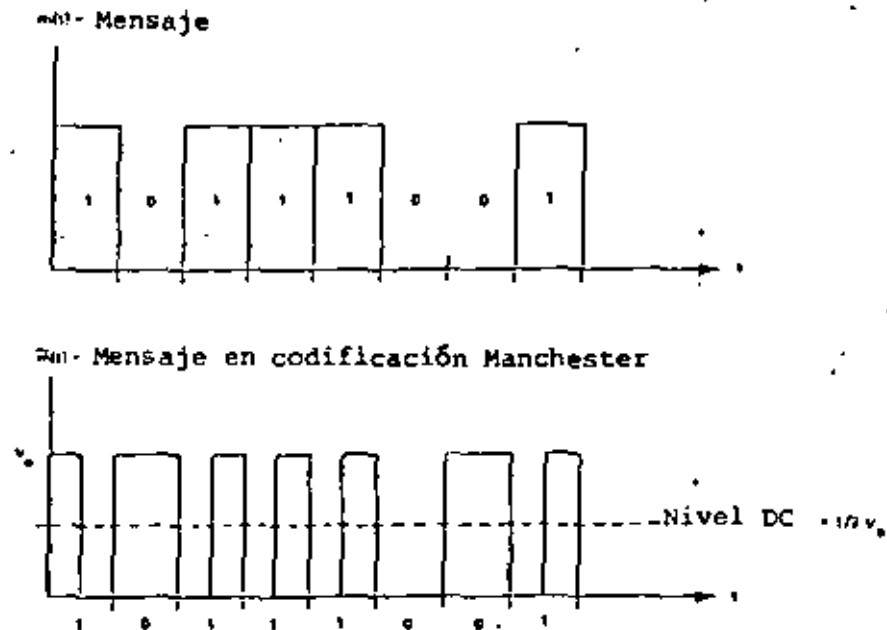


Figura 6.4.3
Codificación Manchester

Este tipo de codificación provoca un aumento de la tasa de símbolos al doble, debido a que el código se reduce a la mitad del ancho del intervalo de tiempo de la señal proveniente de la fuente luminosa. Por otro lado, si la señal codificada en Manchester -

se encuentra acoplada en AC, sólo se obtendrá un nivel de corriente directa, cuyo valor es $1/2$ de la señal de salida; esta se debe al equilibrio existente en la densidad de los pulsos y espacios relativos al código.

El aleatorizador es un dispositivo que establece de cierta manera una codificación al mensaje transmitido; se caracteriza por ser un limitador del posible desequilibrio en el número de pulsos o espacios; así, el aleatorizador pretende una transformación aleatoria del patrón de la señal de entrada mediante una operación de codificación reversible. Dicho código permite una recuperación bastante fiel de la señal transmitida, ya que el desaleatorizador regenera el patrón aleatorio utilizado originalmente.

Finalmente la codificación HDB-3, se utiliza principalmente como complemento de los sistemas PCM, ya que al igual que los anteriores, la aparición de una señal con una larga secuencia de unos o ceros provoca la pérdida de sincronía en el receptor óptico.

El código se establece de la siguiente manera:

Todos los unos lógicos son alternativamente transmitidos como niveles positivos y negativos, mientras que los ceros se transmiten como ceros. Aunando a lo anterior, si más de 3 ceros consecutivos ocurren, el cuarto cero se codifica como un uno de la misma polaridad que el uno anterior. Dichos unos son conocidos como "violaciones" de la regla general y son interpretados como ceros por el receptor óptico.

En la figura 6.4.4 se observa un sistema PCM típico basado en fibras ópticas y en la codificación HDB-3

Una versión del código HDB-3 es el código AMI, el cual se diferencía del primero en que los BITS de "Violación" no son utilizados; por lo tanto, una secuencia larga de unos o ceros puede llegar a ocurrir en la recepción. Para el caso de sistemas limitados por dispersión, se requiere que las codificaciones no aumenten la tasa de transmisión utilizada, para lo cual se emplean codificaciones como la de la Fig. 6.4.5 que permiten una interfaz del código HDB-3 para su transmisión óptica a través de la fibra. Como se puede observar en la Fig. 6.4.5, lo único que se necesita es mantener un nivel de potencia óptica P_t para la transmisión, y que éste sea modulado por las señales de codificación HDB-3. Este tipo de codificaciones presenta el problema de un nivel de estabilización tanto para el transmisor como para el receptor.

En lugar de esta codificación de interfaz han presentado diferentes opciones como son el código de interfaz 1B2B, en el que un Bit se representa por dos Bits.

Ejemplos de este tipo de códigos es el AMI de segundo nivel y el CMI (Complemented Mark Inversion). Sus características son las siguientes: para el caso del código AMI de segundo nivel, si aparece un pulso positivo, la codificación óptica es "11"; para un pulso negativo se codifica como "00", y en el caso del cero se codifica como "10" si aparece después de un pulso negativo y es "01" si el cero aparece después de un pulso positivo.

Como se puede ver este tipo de códigos de interfaz no manejan largas cadenas de "0" o "1" lo que impide una sobrecarga en la fuente luminosa.

Las codificaciones prohibidas como son "01" después de pulso negativo o "10" después de pulso positivo en el código AMI, y "01" en el CMI, permiten la detección de errores.

Su principal desventaja es el aumento al doble de la tasa de modulación lo cual no es recomendable en sistemas limitados por dispersión, por lo que su aplicación se encamina para sistemas con limitaciones por atenuación. Es por ello que se ha buscado aplicar otro tipo de codificaciones como la 2B3B, 3B4B, etc. que permitan que las tasas de transmisión no aumenten demasiado.

Después de codificada la señal, ésta pasa por una etapa de amplificación para que su nivel de entrada al transmisor óptico sea el adecuado; dicho transmisor puede estar constituido por dos tipos de fuentes luminosas: el diodo emisor de luz (LED) y el láser.

La emisión de LED es de tipo lambertiana, lo que significa que los rayos de luz son emanados sobre un hemisferio completo; otra forma con la que se describe el tipo de emisión de luz por un LED es la palabra "ISOTROPICO", lo que implica que los rayos de luz son emitidos en todos los ángulos. Esto provoca una cierta ineficiencia en el acoplamiento de un LED a la fibra óptica. Como se sabe, la respuesta de un led es directamente proporcional a la corriente que pasa a través de la unión, de tal forma que el cambio en la potencia óptica de salida es fundamentalmente lineal para un cierto rango de corriente de entrada, por lo que se manifiesta como un dispositivo ideal para el uso de un sistema de amplitud modulada.

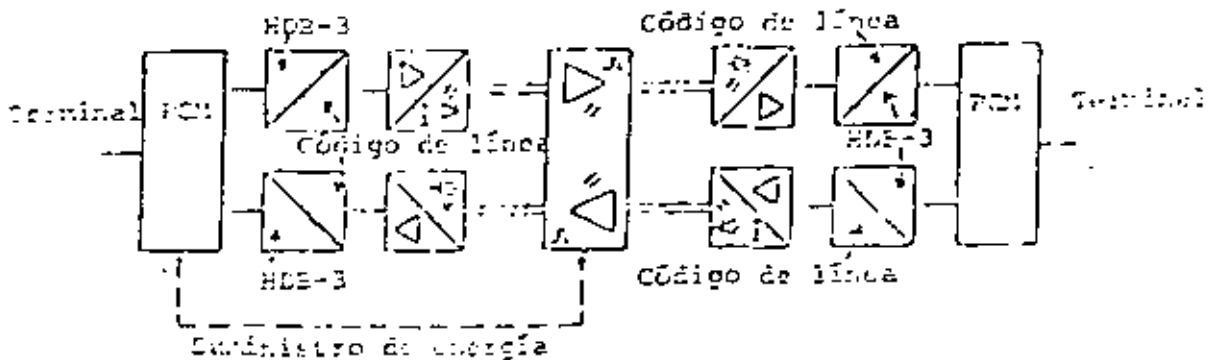


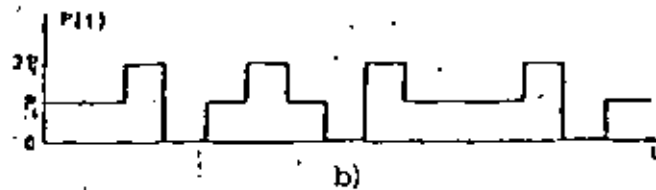
Figura 6.4.4

Transmisor PCM con código de línea HP2-3

AMI/HDB-3	Potencia óptica
-1	0
0	P_t
+1	$2P_t$

a)

Figura 6.4.5 Codificación óptica para señales HDB-3



b)

Forma de onda típica para el código de línea de la tabla Interfase de código HDB-3 (High Density Bipolar), en este caso los bits transmitidos son 0 0 + - 0 + 0 - + 0 0 0

Dependiendo de sus características, un LED puede conmutar a velocidades arriba de 200 millones por segundo, aunque de hecho la tasa máxima de transmisión que se trabaja actualmente es de 50 Mb/s.

El laser es un dispositivo de umbral: una vez encendido, provee una larga cantidad de potencia óptica; ésto se logra cuando la corriente manejada alcanza el valor de umbral, como se observa en la figura 6.4.6

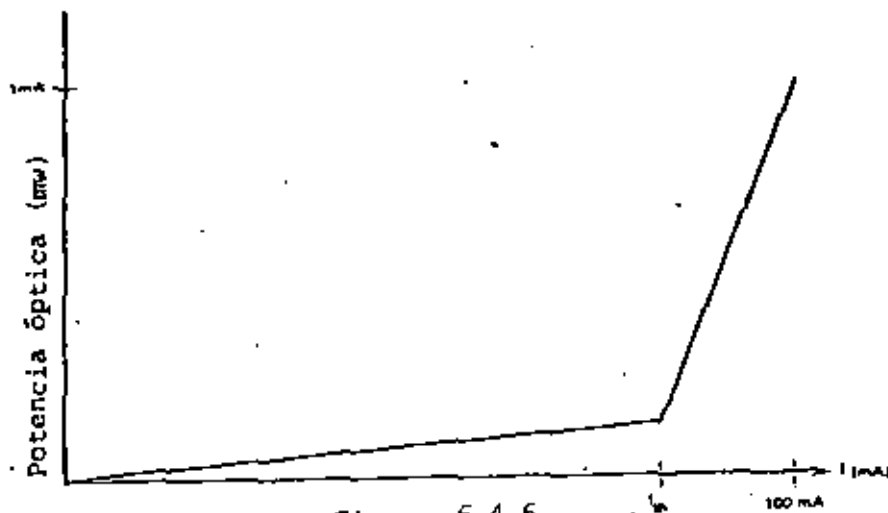


Figura 6.4.6

Gráfica de la respuesta en función de la corriente de un Laser.

Dicha gráfica nos muestra como el rango lineal que maneja el Laser es muy limitado, por lo que no es un dispositivo adecuado para la amplitud modulada.

Sin embargo, el ancho espectral del Laser es mucho más angosto - que el del Led, por lo que los problemas de dispersión se disminuyen significativamente; además, el Laser puede transmitir a mayor velocidad que un Led convencional.

Es por ello que se recomienda el uso del Laser para sistemas de -

muy alta velocidad (Gb/s), y que usen la modulación por pulsos, dentro de los que destaca el PCM.

Las propiedades básicas de un laser son la coherencia y la colimación.

La coherencia implica que los rayos se encuentren en fase uno con otros, por lo que se refuerzan entre ellos; la luz proveniente de una fuente totalmente coherente posee una sola longitud de onda.

La colimación se refiere a que todos los rayos viajan en caminos paralelos. Ambas propiedades son ideales para su uso en las comunicaciones por fibras ópticas.

El Led se aplica principalmente en sistemas limitados en ancho de banda, y de corto alcance, mientras que los Lasers se emplean en enlaces de largo alcance.

Una vez descritos los tipos de fuentes luminosas, se debe considerar la etapa propiamente de transmisión de la señal óptica a través de la fibra misma; por lo general el acoplamiento entre el transmisor y la fibra óptica se realiza lo suficientemente cercano como para que el área de emisión de la fuente sea comparable con la sección transversal de la fibra; esto disminuye los problemas de pérdidas de potencia óptica y por lo tanto, costos innecesarios de alimentación al sistema.

Cabe mencionar aquí, algunas de las características generales de la fibra óptica.

Su mecanismo de propagación es la reflexión total interna; se encuentra constituida por un núcleo y un revestimiento. El índice de refracción del revestimiento (vidrio o plástico), es ligeramente menor que el índice de refracción del núcleo; sus dimensiones típicas son entre 50-100 μ m de diámetro para el núcleo y de 100-200 μ m de diámetro para el revestimiento.

Fibras con pérdidas menores a 10dB/km permiten una transmisión -- eficiente para varios kilómetros sin repetidor; en sí, la tecnología de cables con una pérdida menor a 4dB/km y con longitud de onda de 0.85µm se encuentra comercialmente disponible.

En la etapa de recepción del sistema de comunicaciones por fibra óptica, el primer paso es la recuperación de la información óptica transmitida, para que posteriormente pase a ser decodificada. Para ello es necesaria la conversión de la señal óptica incidente a su correspondiente señal eléctrica. El dispositivo a utilizar se conoce como Fotodetector. Dos tipos de fotodiodos son los más usados para este propósito; uno de ellos consiste en una unión PN -- con una capa intrínseca entre las regiones P y N. Este se conoce como diodo PIN. El otro diodo se conoce como fotodiodo de avalancha (APD). En cada uno de estos diodos, el hecho de que sean iluminados por la fibra en la región cercana a la unión, provoca un aumento del nivel de energía de los electrones en la unión. En efecto, la resistencia de la unión disminuye, lo que permite un flujo mayor de corriente a través de la unión, y consecuentemente a lo largo del circuito.

El fotodiodo avalancha es más eficiente que el tipo PIN. Debido a que niveles más altos de energía en la unión representan un mayor flujo de corriente, el efecto de avalancha genera una ganancia en la potencia de la señal a través del diodo; por ello, los fotodiodos avalancha poseen mejor sensibilidad que los diodos -- PIN.

La sensibilidad se define como la mínima entrada de luz requerida para un nivel de funcionamiento dado. Este nivel de funcionamiento se establece a partir de la relación señal o ruido para los sistemas analógicos de comunicación, o con respecto a la tasa de -- error por BIT en los sistemas digitales de comunicación.

El APD es más conveniente que el PIN en los sistemas que requieren grandes anchos de banda. Sin embargo, los APD tienen la des-- ventaja de necesitar altos voltajes de polarización, y una gran --

que un cable de cobre multipar para la misma capacidad de transmisión. Esto es una ventaja muy importante, sobre todo cuando se hacen instalaciones en ductos saturados; además, el cable óptico-posee una mayor flexibilidad que uno de cobre, lo que facilita la instalación.

Por su resistencia a altas temperaturas y a la corrosión, se puede instalar en medios que normalmente el cable metálico no resistiría.

En lo que respecta al uso de repetidores el uso de cable óptico de alta calidad tiene menor atenuación que el par telefónico o el cable coaxial, por lo que un sistema de fibras ópticas requiere menos repetidores que un sistema convencional de cobre. Sin embargo, esta ventaja se reduce por el hecho de que el repetidor de un sistema de comunicación por fibras ópticas es más complejo que el repetidor empleado en los sistemas de conductores metálicos. Los costos de instalación de un repetidor son bastante favorables comparativamente con los costos en un sistema de cable coaxial, pero no tan favorables si hablamos de sistemas de microondas.

Generalmente, el mayor uso que se le ha dado a los sistemas de comunicación por fibras ópticas es el de troncales digitales entre-centrales telefónicas. Una gran parte de las necesidades futuras de comunicaciones telefónicas será cubierta por esta tecnología - en lugar de los sistemas convencionales de par telefónico, cable-coaxial y microondas.

Por otra parte, las fibras ópticas poseen un mayor ancho de banda que el cable metálico, lo que permite el manejo de un mayor volumen de información.

En lo que se refiere al uso de cable coaxial para la transmisión de canales de televisión, este resulta todavía muy atractivo comparado con los sistemas de fibra óptica, principalmente debido al reducido número de canales que actualmente esta tecnología puede manejar, ya que aun se tienen problemas con la no linealidad de -

sensitividad a la temperatura. Esto obliga al empleo de fuentes de alimentación con voltajes del orden de 100 a 400 volts.

Posteriormente, las señales eléctricas provenientes del fotodetector son conectadas a la entrada de un amplificador. Las señales en este punto pueden ser analógicas o digitales, dependiendo del sistema utilizado.

Este amplificador deber ser de bajo ruido, de banda ancha y que no cargue resistivamente al fotodiodo.

La salida del amplificador es una réplica de las señales de banda base utilizadas en la etapa de modulación del sistema de comunicación. Estas señales pasan por el decodificador correspondiente, para finalmente pasar al demulticanalizador, ya sea por división en el tiempo o en la frecuencia, y se reintegren las diversas señales a sus canales correspondientes.

Análisis Comparativo con otros Sistemas de Comunicación.

En primer lugar se realizará una descripción de las ventajas de la tecnología de fibras ópticas con respecto a otros sistemas de comunicación, para después evaluarla con respecto al rango de distancia en que los sistemas de comunicación por fibras ópticas se apliquen.

El cable de fibra óptica presenta varias ventajas en comparación con el cable metálico. Una de ellas es la inmunidad de la fibra óptica a la interferencia electromagnética. El tipo de material que la constituye es dieléctrico, de forma que la inducción electromagnética en el medio no influye en la transmisión de información. Por su parte, las señales ópticas en el cable no causan radiación electromagnética. Esto hace que no se afecte la comunicación de otros usuarios.

El cable de fibra óptica multiplex es mucho menor en diámetro -

los componentes optoelectrónicos.

En la tabla II se muestra una comparación de las características del cable coaxial con las de un cable de fibra óptica.

	CABLE DE 144 FIBRAS OPTICAS A 45 Mb/s	CABLE COAXIAL DE 22 ELEMENTOS A 274 Mb/s	UNIDADES
CAPACIDAD	45,000	40,000	CANALES DE VOZ
DIAMETRO	0.5	3.0	PULGADAS
SECC. TRANSVERSAL	0.2	7.0	PULGADAS CUADRADAS
PESO	0.1	10	LIBRA/PIE
COSTO (MATERIALES)	COMPARABLE		
ESPACIAMIENTO REP.	4	1	MILLAS

TABLA 2

En la tabla III se indica la comparación del cable coaxial con las fibras ópticas para aplicaciones en la televisión por cable (CATV).

APLICACION	DIAMETRO	PERDIDA (POR Km)	FRECUENCIA (MHz)	COSTOS POR Km (DLS)	
				(a)	(b)
GRAN TRONCAL					
CABLE COAXIAL	1	23 dB	300	\$ 1600	1600
FIBRA OPTICA	1/2	4	300	1000	800
TRONCAL					
CABLE COAXIAL	1/2	42	300	415	415
FIBRA OPTICA	3/8	4	300	600	400
DISTRIBUCION					
CABLE COAXIAL	3/8	55	300	305	305
FIBRA OPTICA	1/4	4	300	500	300
DIST. SECUNDARIA					
CABLE COAXIAL	1/4	140	300	90	90
FIBRA OPTICA	1/4	4	300	475	275

TABLA 3

De manera general se puede hablar de las ventajas que presenta un sistema de comunicación por fibras ópticas de acuerdo a las diferentes distancias bajo las cuales se esté aplicando. Para enlaces a muy corta distancia (menor a 100m), la justificación del uso de fibras ópticas debe ser muy especial, ya que cualquier otra alternativa de comunicación puede suplir su aplicación, reduciendo los costos de inversión (alta interferencia electromagnética, ruido, transitorios eléctricos, etc.).

A corta distancia (mayor a 100m y menor a 1km), la fibra difícilmente compite económicamente con los sistemas convencionales, - excepto a muy altas frecuencias y bajo condiciones especiales como las ya indicadas.

A media distancia (mayor 1km y menor 30km), la combinación capacidad-distancia, favorece en costo a la fibra óptica con respecto al cable coaxial y al cable de cobre multipar, indudablemente su ventaja en cuanto a flexibilidad, resistencia a altas temperaturas y a la corrosión, permiten su aplicación en la comunicación de centrales telefónicas interurbanas, contenidas por lo general en este rango de distancias.

Para larga distancia (mayor a 30km), el incremento del uso de repetidores hace que la tecnología actualmente desarrollada (fibras ópticas multimodales a una longitud de onda de $0.85\mu\text{m}$) no sea lo suficientemente competitiva con los enlaces de microondas actualmente empleados. Quizá el desarrollo de la tecnología de longitud de onda de $1.3\mu\text{m}$, con su consecuente disminución de repetidores, permita que los sistemas de comunicación por fibras ópticas resulten más atractivos económicamente a largas distancias.

En la tabla IV se resumen las aplicaciones de diferentes alternativas de comunicación, ponderandolas del 1 al 3 de acuerdo a su importancia en este tipo de aplicación.

	MICRO- ONDAS	CABLE COAXIAL	PAR TELEFO- NICO	SATELITE	GUIA DE ONDA	FIBRA OPTICA
ESTACION TRANSMISORA	3	3	3	3	3	3
ENLACE DE LARGO ALCANCE	3	3	2	3	3	3
ENLACE DE CORTO ALCANCE	2	3	3	1	1	3
ENLACES ENTRE USUARIOS	1	2	3	1	1	3
ENLACES ENTRE LA CENTRAL Y USUARIOS	1	3	1	1	1	3
MILITAR	3	3	3	3	3	3
ENLACES ENTRE COMPUTADORAS	1	3	1	1	1	3
CATV	3	3	1	3	1	3

TABLA 4

De lo anterior se puede concluir que en la actualidad los sistemas de comunicación por fibras ópticas tienen una mejor competitividad con otros medios de comunicación en iguales a media distancia.

6.-6 Estado actual y tendencias de desarrollo.

El mercado actual para los sistemas analógicos y digitales por fibras ópticas se encuentra claramente definido: todos los sistemas referentes a la transmisión de señales de video están orientados a los sistemas analógicos, mientras que los enlaces de comunicación, ya sea de canales de voz o de datos, utilizan la transmisión por fibras ópticas vía digital.

En lo que se refiere a enlaces de señales de video, en la actualidad se cuenta con sistemas para la transmisión de señales de video en blanco y negro con una relación señal a ruido (SNR) mejor que 40 dB, en distancias de aproximadamente 5 km; su aplicación es para monitorear diferentes fenómenos de alta inducción eléctrica o electromagnética (subestaciones eléctricas, redes de ferrocarriles, etc.) En este caso, se han desarrollado las interfaces necesarias para la cámara y el monitor, a fin de lograr una total compatibilidad con los sistemas convencionales; dicho sistema utiliza una modulación directa de la fuente emisora.

La televisión comercial está aplicando los sistemas de fibras ópticas para enlaces cortos: del estudio a la etapa de transmisión, o para la parte terminal de las redes de la estación de televisión; en dichas transmisiones se considera un mínimo SNR de 58 dB en la señal de video para largas distancias.

La tendencia de esta aplicación es la utilización de los métodos FM-IM para la transmisión analógica que permitan una mayor resolución y nitidez en la imagen transmitida.

En la parte de televisión por cable (CATV), se han desarrollado sistemas que manejan hasta 8 canales de video por fibra (ver sección 6.-2.-2) usando FDM-FM-IM. La tendencias de las compañías de telecable es ofrecer más de 50 canales, lo que requerirá consecuentemente un mayor número de fibras, y un aumento en los costos de los sistemas de CATV por fibras ópticas comparados con cable coaxial. Con-

forme se logre un mayor espaciamiento entre los repetidores (uso de $\lambda = 1.3 \mu\text{m}$) y un abatimiento de los costos de fabricación de la fibra óptica, se obtendrá una mayor competitividad con los sistemas de cobre, sobre todo si se considera que los costos de este metal tienden a la alza.

Por su parte, la transmisión de señales de frecuencia vocal aunque todavía utiliza en algunos casos sistemas analógicos de modulación con multicanalización por división en la frecuencia (FDM), su mercado está básicamente orientado a la utilización de sistemas PCM con multicanalización por división del tiempo; en ambos casos la utilización de la fibra óptica es casi inmediata a través de sistemas que requieren un aislamiento de las líneas ante grandes niveles de ruido, o altas capacidades de transmisión.

Finalmente, la comunicación digital de datos entre computadoras mediante fibras ópticas ha sido benéfica, ya que permite la eliminación de problemas de aterrizaje y diferencia de potencial, ahorrando además dificultades de espacio y diafonía presentados en el cable metálico; dichos enlaces emplean básicamente modulación directa del LED para la multicanalización por división del tiempo (TDM) de señales de comunicación, entre terminales remotas y centros de cómputo a velocidades del orden de 200 Mb/s, con tasas de error menores a 10^{-12} .

Como se puede ver la confiabilidad de estos sistemas ha permitido un fácil acceso de las fibras ópticas en el mercado, debido principalmente al gran número de aplicaciones que ha tenido, brindando al usuario sistemas para el manejo de grandes volúmenes de información, ya sea analógica o digital, con una alta versatilidad de compatibilidad con los sistemas convencionales de par metálico o cable coaxial.

REFERENCIAS CAPITULO 6

- 1.- Personick, S.D. 1981. Optical Fiber Transmission Systems. Plenum Press, New York: 1,2, 27-33, 130-149
- 2.- Sharma, Halme, Butusov. 1981. Springer Series in Optical Sciences. Optical Fiber Systems and Their Components. Springer Verlag, Berlin-Heidelberg New York: 182-192, 210, 211.
- 3.- Gte Lenkurt. 1981 Communications. Transmission Systems. (Demodulator (may-june): 1-9
- 4.- IFOC. 1979-1980. Handbook and Buyer's Guide. Information Gatekeepers, Inc. Brokline, Ma: 6-17
- 5.- Gilbert, Elliot, The Spectrum of Fiber Optics, Telephone Engineer & Management, Mayc 1, 1981. Ap. 39-42.



**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

TELECOMUNICACIONES VIA FIBRAS OPTICAS
TEORIA Y APLICACIONES

TECNICAS DE MEDICION EN SISTEMAS DE TELECOMUNICACIONES
POR FIBRAS OPTICAS

MARZO, 1984.

CAPITULO 7

TECNICAS DE MEDICION EN SISTEMAS DE TELECOMUNICACION POR FIBRAS OPTICAS

7.1.- INTRODUCCION

Es una realidad el hecho de que ninguna rama de las telecomunicaciones ha avanzado tan rápida y sostenidamente en el desarrollo de la investigación e ingeniería como la comunicación por medio de ondas luminosas basadas en la transmisión por fibras ópticas. En capítulos anteriores se han presentado de manera detallada un gran número de justificaciones a este progreso. Como por ejemplo el hecho de que en la década anterior (1979-1980) la atenuación total en las fibras cayó de un valor inicial de 20 dB/Km. a un valor real de 0.2 db/KM, que se aleja definitivamente de las grandes atenuaciones que se tienen en los medios metálicos de transmisión (>40 dB/Km). Otro hecho significativo lo constituye la expansión en el ancho de banda para la transmisión en fibras multimodales de 20 MHz-Km a valores de unos cuantos GHz-Km (para el caso de fibras de índice gradual cuidadosamente fabricadas).

Por el lado de los dispositivos ópticos dinámicos también se ha tenido un impresionante desarrollo. En 1970, el primer laser de inyección de onda continua de Ga Al As a temperatura ambiente operaba solo unas cuantas horas. Actualmente estos lasers se fabrican para un tiempo de vida programado de más de cien mil horas (más de 10 años). De la misma manera una gran variedad de componentes ópticas pasivas han sido desarrolladas: multicanalizadores-demulticanalizadores en la división de la longitud de onda, interruptores, acopladores, divisores de potencia óptica y mucho más.

Otra cuestión importante es la amplia gama de aplicaciones que la fibra óptica ha tenido y que considera desde enlaces cortos de datos entre computadoras hasta sistemas de comunicación intercontinental vía cable óptico submarino.

Los factores anteriormente mencionados aunados al hecho de la creciente comercialización de la fibra, establecen la necesidad de desarrollar equipo de prueba para las diferentes etapas de fabricación (por ejemplo medición de las características geométricas de la fibra; es decir, diámetro exterior, diámetro del núcleo, concentricidad y elipticidad de la cubierta y el núcleo, etc.), instalación (fundamentalmente mediciones de atenuación, pérdidas por inserción, pérdidas espectrales y ancho de banda) y mantenimiento de un enlace completo de datos por fibras ópticas (por ejemplo detección y localización de fallas, equipo de empalmes, etc).

En este capítulo se presentarán las técnicas de medición que caracterizan los parámetros de transmisión (atenuación y ancho de banda); así como la detección y localización de fallas.

7.2.- MEDICION DE ATENUACION, PERDIDAS ESPECTRALES Y PERDIDAS POR INSERCIÓN EN LA FIBRA OPTICA

Antes de entrar de lleno a describir estas mediciones conviene hacer una evaluación general de las características propias de la transmisión en las fibras.

La medición exacta de las características de transmisión de las fibras multimodo se enfrenta con la dificultad fundamental de que los diferentes modos que se propagan a través de la fibra presentan diferencias propias en cuanto a atenuación y a diferente tiempo de propagación, adicionalmente hay que considerar

el hecho de que pueda producirse el acoplamiento entre modos (transferencia de energía de un modo a otro). Este acoplamiento es la causa fundamental de la pérdida excesiva en los modos de orden elevado, por conversión de energía en radiación (ver sección 2.3.).

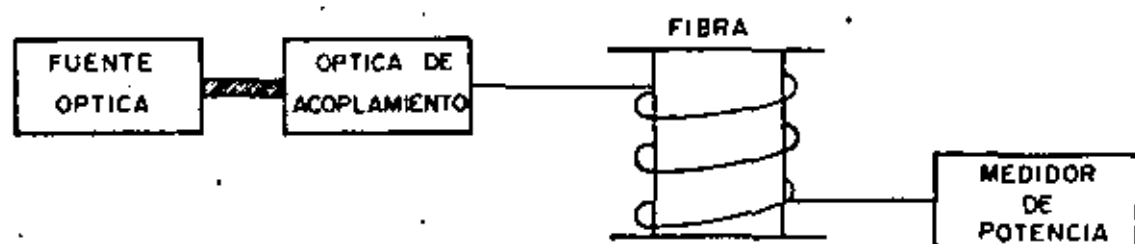
Es importante enfatizar en el hecho de que:

La atenuación (y el ancho de banda) de la fibra no es parámetro por sí mismo definido, sino que es directamente dependiente de las condiciones de excitación de las fibras y de las condiciones ambientales (cableado, tensión, etc.). Y además, no es función lineal de la longitud, por lo que la extrapolación de los datos medidos a diferentes longitudes no es siempre significativa.

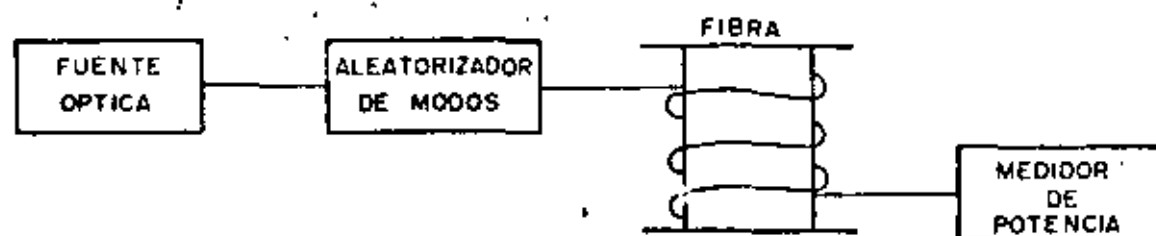
Por encima de una cierta longitud de la fibra, se produce una distribución de modos que se propaga sin variaciones, y que se le conoce como distribución en equilibrio de modos (DEM). Las características de la DEM son las que se deben de tener en las mediciones de atenuación de las fibras. Sin tal distribución, sería prácticamente imposible obtener un valor de atenuación, en dB/Km, que fuera independiente de la longitud de la fibra.

Existen tres técnicas para simular el estado de la DEM: 1) haz puntual, 2) aleatorización de nodos, y 3) fibra de larga longitud. La figura (7.1) ilustra estas tres aproximaciones y la tabla VII.1 resume las ventajas y desventajas de estos tres métodos.

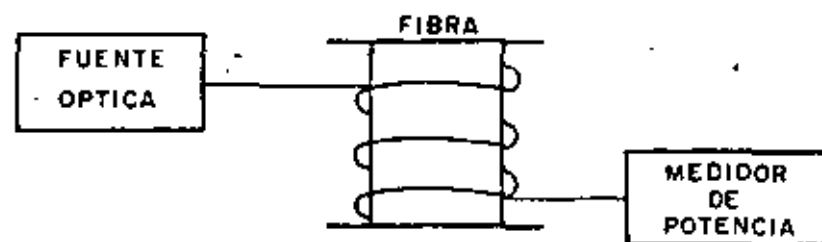
Existen dos esquemas básicos para la medición de atenuación: 1) La directa o técnica de los dos puntos, y 2) La técnica de retrodispersión. La técnica directa tiene la ventaja de ser muy simple de funcionamiento y fácil de interpretar los valores medidos. La desventaja es que es necesario usar dos fibras idénticas, o una fibra debe de ser cortada en algunas de sus secciones.



a) - TECNICA DE HAZ PUNTUAL



b) - TECNICA DE ALEATORIZACION DE MODOS



c) - TECNICA DE LA FIBRA LARGA

TECNICAS PARA LA SIMULACION DE LA DISTRIBUCION EN EQUILIBRIO DE MODOS (DEM)

FIGURA

7-1

METODO	HAZ PUNTUAL	ALEATORIZACION DE MODOS	FIBRA LARGA
CARACTERISTICAS	Aproximan las condiciones de la DEM utilizando una N.A. restringida y una excitación de haz puntual (la Asociación Industrial Electrónica recomienda una condición de lanzamiento de 70/70)	Somete secciones de fibra a fuertes perturbaciones mecánicas, induciendo un gran acoplamiento de modos que permiten llegar a las condiciones de la DEM	inyecta la señal luminosa a la fibra bajo prueba a través de una fibra larga de referencia
VENTAJAS	Precisión en el control modal	el uso de longitudes cortas de fibra	Simplicidad
DESVENTAJAS	difícil de acoplar el haz puntual de 35µm de diámetro en el centro del núcleo de la fibra (50µm)	menor precisión para seleccionar los modos de lanzamiento	las condiciones de la DEM pueden alcanzarse después de muchos kilómetros.

Tabla (VII.1).- Características de las tres técnicas para simular el estado de la distribución en equilibrio de modos (DEM).

La ventaja de la técnica de retrodispersión es que únicamente una terminal de la fibra debe de ser accesada para la medición, y solo se usa una fibra (sin necesidad de cortarla). Sin embargo, con esta técnica, los niveles de la señal son muy bajos por lo que requiere mecanismos de control más sofisticados.

En condiciones de propagación en régimen permanente el flujo de potencia P en función de la longitud de la fibra z se expresa como:

$$P(z) = P(0) \exp(-\gamma z) \quad (7.1)$$

donde:

γ = coeficiente de pérdida

$P(0)$ = potencia inicial

Si se conoce la potencia óptica en dos puntos Z_1 y Z_2 , separados con una distancia L , la atenuación (α) en dB/Km puede calcularse por la siguiente expresión:

$$\alpha = \frac{1}{L} 10 \log \exp(-\gamma L) = \frac{1}{L} 10 \log \frac{P(Z_1)}{P(Z_2)} \quad (7.2)$$

La técnica de los dos puntos para medir la atenuación basa su principio de funcionamiento en la ecuación (7.2), y de manera general lo que hace es obtener la relación de las potencias ópticas medidas, una en el extremo de salida de la fibra y la otra normalmente muy próxima al extremo de entrada en el que se corta la fibra.

La figura (7.2) muestra un diagrama a bloques de un conjunto de medición de atenuación que considera la técnica de los dos puntos y la supresión de modos de orden elevado o de escape para conseguir la condición de la DEM. En el arreglo de la figura (7.2) el rango dinámico de medición considera desde 0 hasta 60 dB, con una precisión en mediciones reproducibles de ± 0.1 dB.

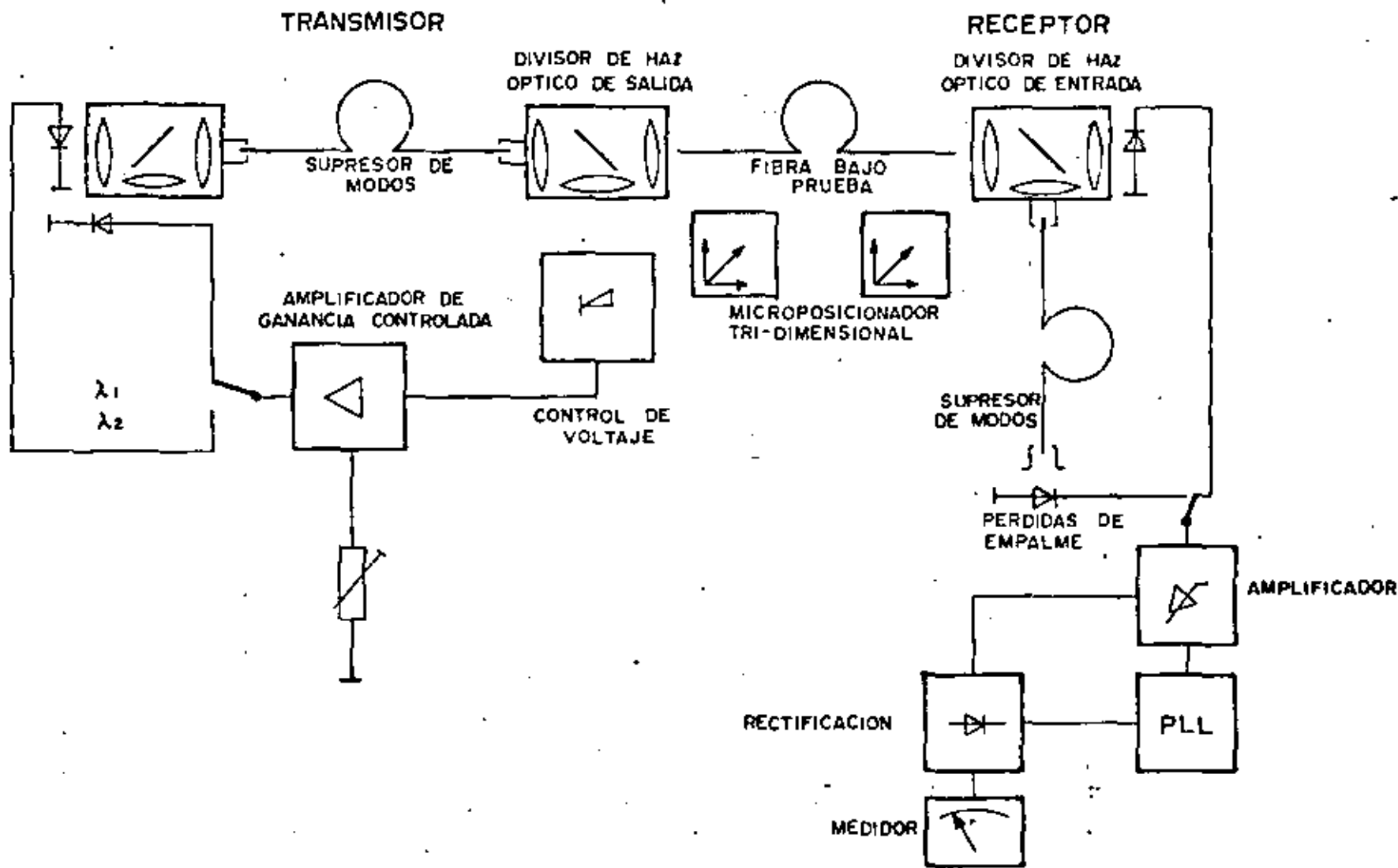


DIAGRAMA A BLOQUES DEL PRINCIPIO DE OPERACION DE LA MEDICION DE ATENUACION.

FIGURA 7-2

Las fuentes emisoras son normalmente LEDs (ya que son fáciles de manejar, y además en mediciones de atenuación importa más obtener estabilidad en la fuente que mayor potencia) que pueden operar a diferentes longitudes de onda λ_1 y λ_2 , su potencia óptica de salida es estabilizada por medio de un lazo de control.

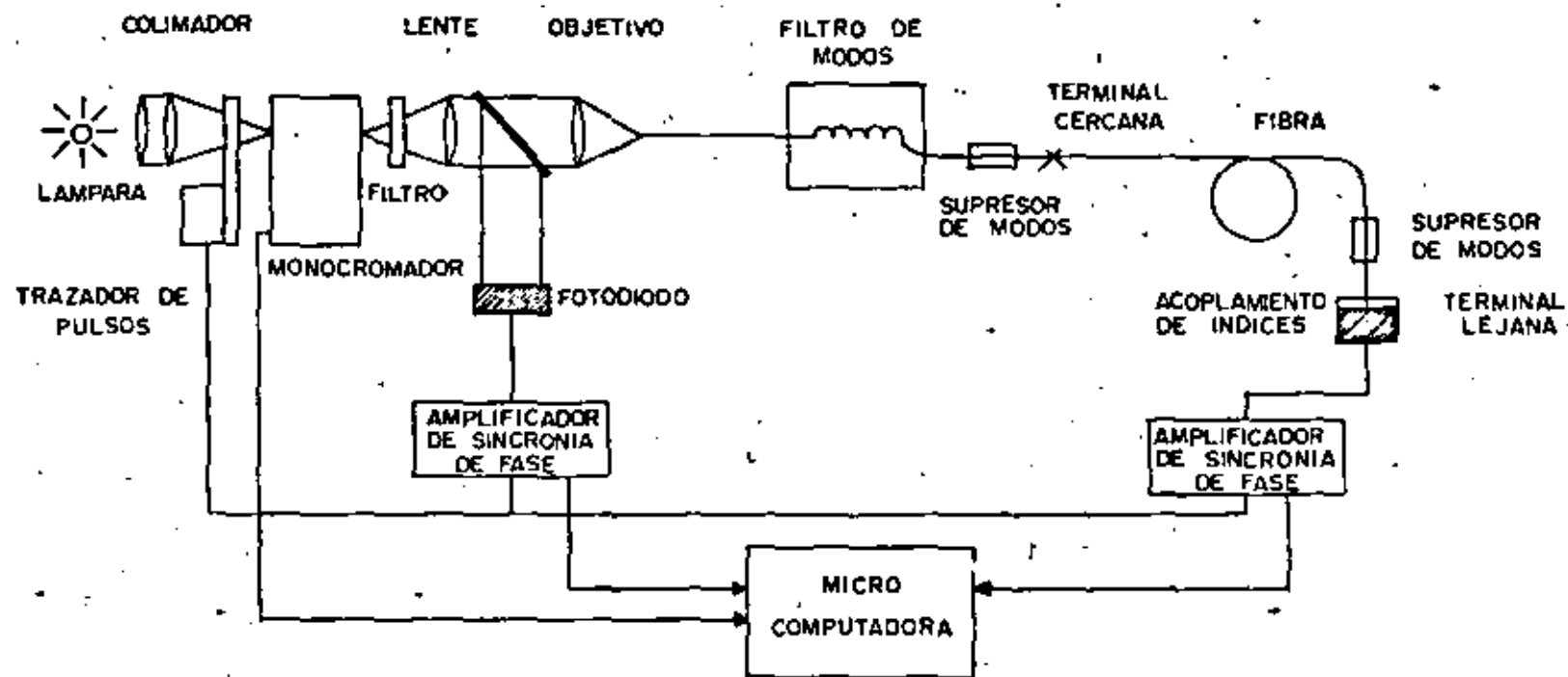
La señal es modulada con una onda cuadrada de 1 KHz. Como en la fuente, empalmes y en la terminal de la fibra bajo prueba se promueve una excitación de modos de alto orden o de escape, es necesario que el esquema de medición en la recepción considere un supresor de estos modos; tal y como aparece en la figura (7.2). La señal detectada en la recepción es de un nivel tan pequeño de apenas unos cuantos picowatts. El receptor en este caso está constituido por un fotoamplificador sensitivo (normalmente se utiliza un fotodiodo PIN dada sus características de gran ancho de banda, alta linealidad y poca dependencia a la temperatura) seguido por una etapa de reducción de ruido y filtraje provisto por el rectificador sensitivo de fase. Finalmente, la etapa siguiente es una transformación logarítmica de la señal para indicar las mediciones de atenuación en dB.

La técnica directa de medición de la atenuación es la más empleada dado sus ventajas de rapidez y funcionalidad por su tamaño reducido; sobre todo durante la etapa de instalación de las fibras. La figura (7.3) muestra un equipo de medición con estas características, del tipo medidor de "bolsillo". Un parámetro que afecta la calidad de la medición es sin lugar a dudas el tipo de conectores empleados, ya que dependiendo de la calidad de éstos pueden ocasionar variaciones de hasta ± 1 dB. A manera de apéndice se muestran los principales fabricantes de este equipo de medición.

MEDICION DE ATENUACION ESPECTRAL

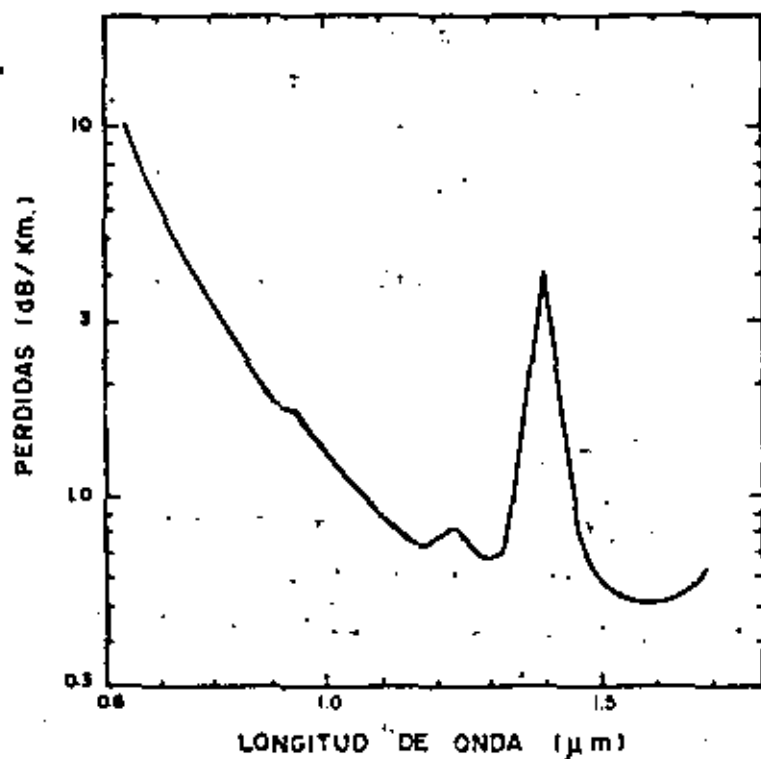
Medir la atenuación espectral significa medir la atenuación para un conjunto discreto de diferentes longitudes de onda de la luz. Este tipo de medición se efectúa normalmente a nivel de fabricante, ya que de esta manera determina el comportamiento de pérdidas de la fibra óptica en la región espectral de interés (que puede considerar desde 0.6 hasta 1.8µm o más).

La figura (7.4) muestra un arreglo experimental para la medición de las pérdidas espectrales. Para medir las pérdidas en una amplia región espectral, la longitud de onda es primeramente seleccionada enviando una luz blanca (en este caso normalmente se utiliza como fuente un filamento de tungsteno o una lámpara de arco de alta intensidad) a través de un monocromador (también en algunos casos se consigue esto montando una serie de filtros de interferencia en una rueda giratoria). Para cubrir la detección en toda la región espectral, se utilizan usualmente detectores de Ge o PbS para mediciones de potencia en la región de altas longitudes de onda y para las menores hasta 1.1 µm se utiliza el detector de Si. De la misma figura (7.4) mediante el "trazador" de luz (light chooper) y el amplificador en sincronía de fase (lock-in amplifier) proporcionan una detección sensitiva de fase de las señales débiles sin interferencia espuria en la luz. El divisor de haz proporciona una referencia para monitorear variaciones de la fuente de potencia y de esta manera considerar estas fluctuaciones en la relación final de potencia que de acuerdo a la ecuación (7.2) determina el valor de atenuación para cada longitud de onda seleccionada, obteniéndose el valor de pérdidas espectrales en gráficas como las mostradas en las figuras (7.5) y (7.6) que indican precisamente el comportamiento de las pérdidas en una amplia región espectral (0.6 a 1.8µm). En este método al igual que el método de los "dos puntos" descrito anteriormente, lo importante es llegar a la condición de la DEM y simularla bajo cualquiera de las tres técnicas anteriormente



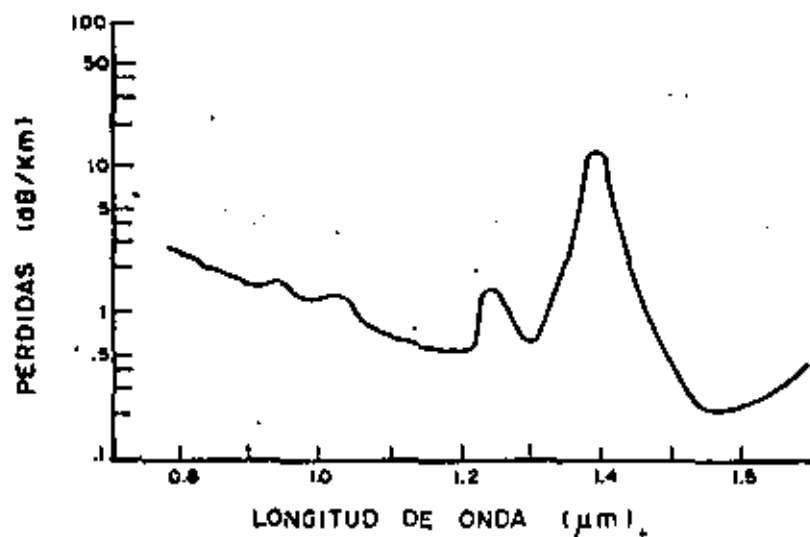
ARREGLO EXPERIMENTAL PARA LA MEDICION DE PERDIDAS ESPECTRALES.

FIGURA 7-4



CURVA DE PERDIDAS ESPECTRALES PARA UNA FIBRA MULTIMODAL.

**FIGURA
7-5**



CURVA DE PERDIDAS ESPECTRALES PARA UNA FIBRA MONOMODAL.

mencionadas. Para conseguir lo anterior, en la misma figura (7.4) se contempla un microposicionador tridimensional estable y preciso, para mantener perfectamente acopladas las entradas de la fibra con el haz puntual, y como un reforzamiento a ésto, se utilizan una serie de rechazadores de modos de orden elevado (mode strippers cerca de ambas terminales de la fibra bajo prueba) eliminando con ello la presencia de señales espurias.

MEDICION DE LAS PERDIAS POR INSERCIÓN

Las pérdidas por inserción se deben principalmente a la presencia de elementos ópticos pasivos tales como: acopladores, conectores, multicanalizadores-demulticanalizadores, divisores de potencia, etc., que necesariamente contribuyen a las pérdidas totales del sistema. Para la caracterización de estas pérdidas se emplea una medición que consiste en insertar simplemente la fibra entre el transmisor y el receptor. El equipo de medición utilizado es exactamente el mismo que el descrito en la medición de atenuación. De esta manera, la medición de las pérdidas totales del sistema (atenuación + pérdidas por inserción) se puede realizar utilizando el mismo esquema de medición como los aquí descritos.

7.3.- MEDICION DE ANCHURA DE BANDA

Pueden presentarse diversos mecanismos de dispersión de impulsos en una fibra óptica, incluida la dispersión modal, la dispersión introducida por el material y la dispersión por guía de ondas (ver sección 2.3.). Para el caso de fibras multimodales el ancho de banda está limitado básicamente por la dispersión modal. Sin embargo, en este tipo de fibras con anchos de banda mayores a unos cuantos GHz-Km, la dispersión modal es pequeña comparada con la dispersión cromática de la fuente luminosa de ancho espectral de unos cuantos nm. En el caso de fibras monomodo la dispersión es mucho más pequeña y es debida fundamentalmente a la dis-

persión cromática.

Independientemente del tipo de fibra utilizada, resulta cierto el hecho de que una pequeñísima desviación del perfil óptimo de la fibra produce una gran reducción en su capacidad de ancho de banda. Además, el perfil óptimo de una fibra no lo es a diferentes longitudes de onda; por lo que, la dependencia espectral de la dispersión modal tiene que medirse si las fibras son utilizadas en más de una longitud de onda. Por lo tanto, la medición del perfil del índice de refracción de la fibra proporciona una información muy importante acerca del ancho de banda y de otras propiedades de la guía de onda dieléctrica.

Existen básicamente dos técnicas que permiten la determinación completa de la capacidad de transporte de información de la fibra. Una es, medir la respuesta impulsiva en el dominio del tiempo $g(t)$, y la otra es obtener la función de transferencia de modulación en el dominio de la frecuencia $G(\omega)$. Además, la respuesta impulsional $g(t)$ y la función de transferencia de modulación $G(\omega)$ constituyen un par de transformadas de Fourier, con lo que es posible pasar de una a otra por medios matemáticos. Se ha demostrado en la práctica que si las dos mediciones se efectúan en las mismas condiciones de funcionamiento, deberán conducir a resultados idénticos.

La manera más sencilla de obtener la respuesta al impulso $g(t)$ es transmitir un impulso óptico muy breve en la fibra y detectar la salida del impulso en el extremo opuesto para hacer la comparación de la anchura de los pulsos.

La figura (7.7) muestra un arreglo muy común para medir la anchura del pulso en una fibra multimodal, causada por la dispersión modal a una longitud de onda discreta.

Las fuentes ópticas más utilizadas son láseres de semiconductores compuestos, que pueden cubrir una amplia región espectral (por ejemplo de 0.8 a 1.4 μm). En la detección del pulso óptico se requiere de detectores de muy alta velocidad, por lo que regularmente se usan fotodiodos de avalancha de Si o de Ge dependiendo de la región espectral de interés. El divisor de haz de la figura (7.7) permite que el pulso enviado sea monitoreado para la medición de su anchura. Al igual que en la medición de pérdidas en la fibra, anteriormente descrita, las condiciones de lanzamiento del pulso tienen que ser cuidadosamente controladas. La posición del haz y el ángulo de entrada deben de escogerse para: a) obtener la máxima eficiencia de acoplamiento óptico para el modo fundamental, para una fibra monomodal, o b) simular las condiciones de la DEM (ver sección 7.2) para el caso de fibras multimodales.

El análisis matemático en la técnica del dominio del tiempo considera que si el impulso de entrada fuera un impulso de Dirac, la señal de salida sería la respuesta al impulso de la fibra. En condiciones reales los impulsos pueden aproximarse mediante una forma gaussiana, de tal manera que es válida la siguiente relación:

$$\sigma_f^2 = \sigma_{\text{salida}}^2 + \sigma_{\text{entrada}}^2 \quad (7.3)$$

siendo σ_f , σ_{salida} , σ_{entrada} , los valores cuadráticos medios de las anchuras de la respuesta al impulso, del impulso de salida y del impulso de entrada respectivamente.

La anchura de banda (B) óptica a-3 dB viene dada por:

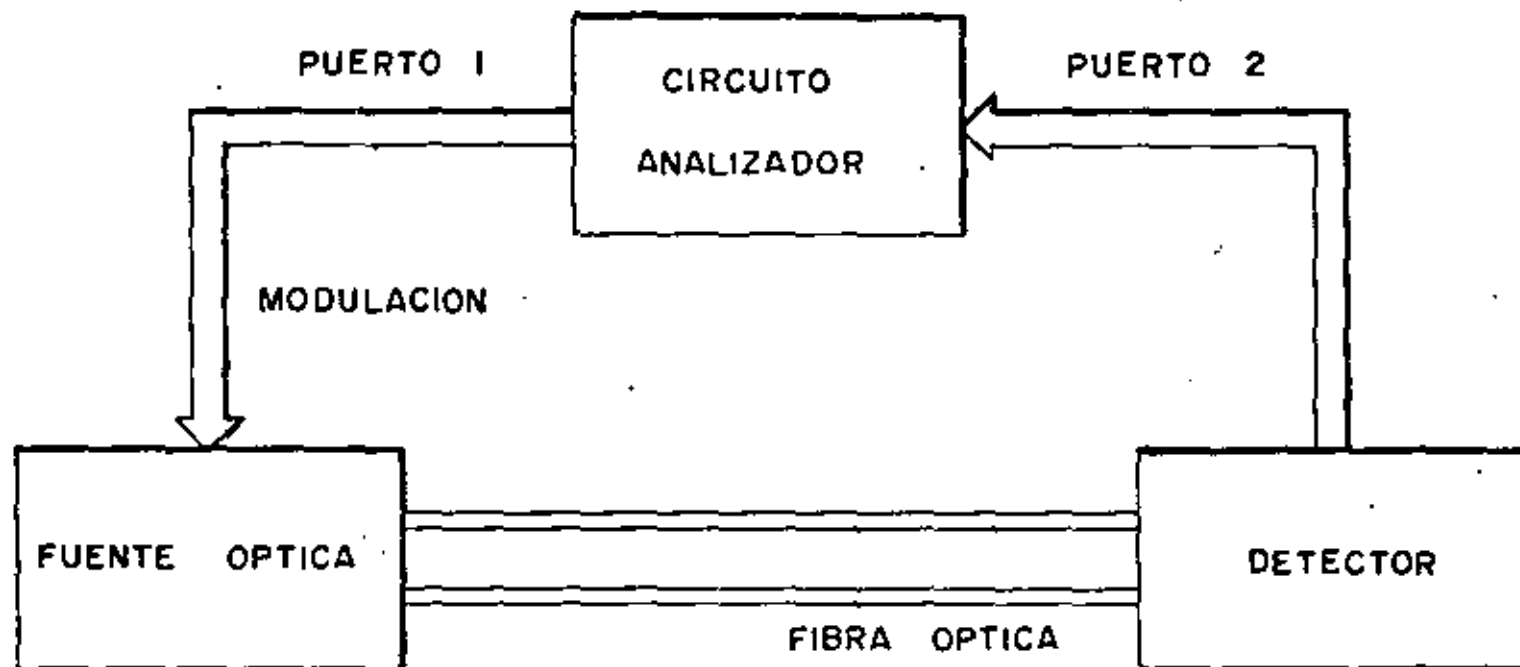
$$B = \frac{0.187}{\sigma_f \text{ (ns)}} \quad \text{GHz} \quad (7.4)$$

En esta técnica del dominio del tiempo el análisis se complica si los impulsos son de forma irregular, por lo que $g(t)$ se obtiene solo por deconvolución, y B por la transformada de Fourier de $g(t)$.

La otra posibilidad de obtener la anchura de banda, es como se mencionaba, mediante la técnica en el dominio de la frecuencia $G(w)$. A partir de la transformada de Fourier puede calcularse la función $G(w)$ conocida $g(t)$ de la medición. En este caso, los errores de cálculo se añaden a los errores presentes en la medición, con lo que se pierde exactitud. Lo mejor es medir $G(w)$ directamente en el dominio de la frecuencia sin necesidad de alguna transformación. Dada la característica compleja de $G(w)$ es necesario determinarle amplitud y fase. En el primer caso, mediante un analizador de redes, un voltímetro vectorial o un analizador de espectro, se puede obtener fácilmente la amplitud de $G(w)$. Sin embargo, para la obtención de fase el análisis no es tan simple, ya que ésta varía de manera directa con variaciones rápidas en la frecuencia, debido a la presencia en la fibra de variaciones lineales y no lineales de fase. Para superar esta dificultad se han propuesto varios métodos entre los que destacan:

- a) Sustraer el desplazamiento de fase lineal también en el canal de referencia del equipo de medición (por ejemplo el analizador de redes), insertando en este canal una fibra monomodal que produzca el mismo retardo de propagación en la fibra probada.
- b) Transmitir a la fibra al mismo tiempo dos señales de frecuencia diferentes para observar la diferencia de fase (fase diferencial) entre las dos frecuencias adyacentes.

La figura (7.8) muestra un esquema típico para la medición de la



MEDICION DE LA RESPUESTA AL IMPULSO EN EL
DOMINIO DE LA FRECUENCIA.

FIGURA
7-8

	TECNICA EN EL DOMINIO DEL TIEMPO	TECNICA EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA
VENTAJAS	<ol style="list-style-type: none"> 1.- Sencillez en la medición 2.- Mejor Visualización del proceso de ensanchamiento del pulso. 	<ol style="list-style-type: none"> 1.- Mayor versatilidad en la medición 2.- Las mediciones pueden abarcar una amplia región espectral 3.- Los valores medidos dan directamente la información requerida
DESVENTAJAS	<ol style="list-style-type: none"> 1.- Dificultades para la generación de pulsos ópticos suficientemente angostos. 2.- Se requiere muy alta velocidad de respuesta en los fotodetectores 3.- Problemas en la no-linealidad en los dispositivos 	<ol style="list-style-type: none"> 1.- Dificultades para la obtención de la fase de la respuesta al impulso. 2.- Se requiere de un esquema de medición más sofisticado.

TABLA(7.2). Características de las técnicas empleadas para determinar las respuesta al impulso de la fibra.

respuesta al impulso en el dominio de la frecuencia. En este circuito, la fuente óptica es modulada por una señal senoidal que proviene de un generador de barrido (incluido en el circuito analizador). La salida de la fibra es detectada mediante un fotodiodo, cuya señal de salida alimenta al segundo puerto del circuito analizador, el cual genera la función de transferencia $G_1(\omega)$. La medición es repetida para una fibra de corta longitud, produciendo una segunda función $G_2(\omega)$ (estas funciones de transferencia incluyendo las funciones de transferencia correspondientes al sistema de medición y a la fibra). Finalmente, la división entre ambas funciones $G_1(\omega)$ y $G_2(\omega)$ produce la función de transferencia de la fibra $G(\omega)$.

La tabla (7.2) resume las ventajas y desventajas de estas dos técnicas de medición de anchura de banda de la fibra, pero independientemente de la técnica empleada debe de enfatizarse en el hecho de que la respuesta al impulso de una fibra no depende de manera lineal con la longitud de la fibra, con lo que las extrapolaciones a diferentes longitudes no son válidas.

7.4.- MEDICION DE RETRODISPERSION (DETECCION Y LOCALIZACION DE FALLAS EN LAS FIBRAS).

Se mencionaba en la sección (7.2) que ésta es una de las técnicas de medición que se utiliza para la medición de atenuación en la fibra. Además de esto, mediante la medición de retrodispersión se pueden detectar y localizar las fallas en la fibra durante las etapas de instalación y de servicio. Con el enfoque de la detección y localización de fallas, pero sin olvidar su potencial aplicación en la medición de pérdidas, se describe a continuación la técnica empleada para esta función conocida como retrodispersión, que utiliza como equipo de medición el Reflectómetro Óptico en el Dominio del Tiempo (OTDR).

La teoría de operación del OTDR se fundamenta en el mismo principio de funcionamiento del reflectómetro en el dominio del tiempo (TDR), que es un método de prueba de tipo no destructivo que se ha utilizado durante mucho tiempo para la característica de impedancias de líneas de transmisión, cables coaxiales, cables de cobre, etc. y para la localización de fallas en líneas telefónicas. El esquema más simple de un TDR típico se muestra en la figura (7.9) y la función de los elementos que lo integran tiene su contraparte en la versión óptica del TDR.

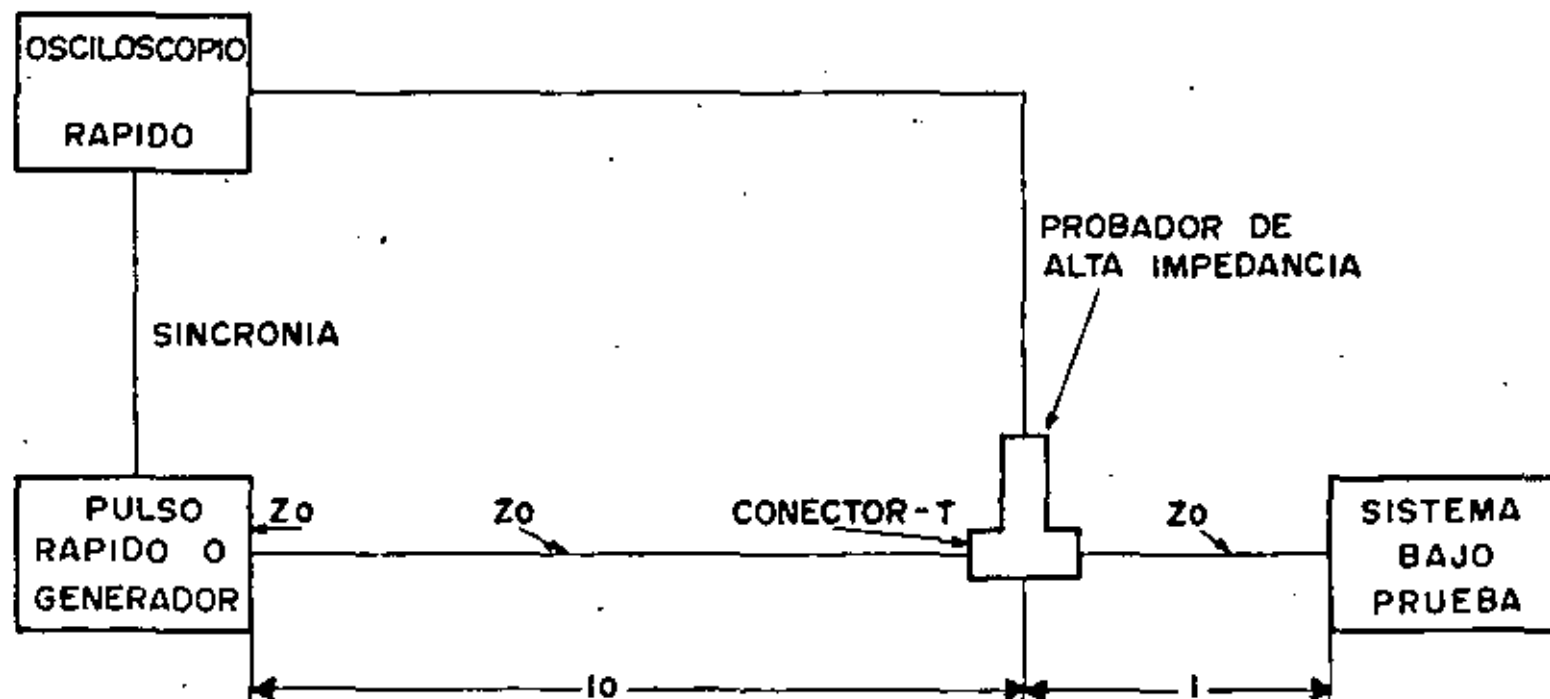
En esencia un OTDR es un circuito unidimensional cerrado de radar óptico que opera enviando pulsos laser periódicos de muy corta duración hacia una terminal de la fibra bajo prueba, monitoreando la amplitud y característica temporal de la luz que regresa al origen.

Si un pulso de alta intensidad de luz es enviado a través de una fibra óptica, una pequeña proporción de esa luz regresa hacia la fuente en cada punto de la fibra. Este retorno es causado básicamente por dos mecanismos; el más conocido es la denominada reflexión de Fresnel que ocurre cuando la luz pasa de un medio a otro con diferente índice de refracción. El porcentaje de potencia reflejada se expresa en función de la variación en los índices de refracción como:

$$\% \text{ potencia reflejada} = 100 \left(\frac{n_{\text{fibra}} - n_{\text{aire}}}{n_{\text{fibra}} + n_{\text{aire}}} \right)^2 \quad (7.5)$$

donde: n = índice de refracción del medio

valores típicos indican que una fibra óptica terminada correctamente (condición de mínima reflexión) reflejará el 4% de la luz incidente y transmitirá el 96% restante hacia la siguiente longitud de la fibra (el 4% de reflexión representa un factor de



REFLECTOMETRO EN EL DOMINIO DEL TIEMPO (TDR).

FIGURA
7-9

atenuación de 14 dB).

El otro mecanismo de retorno se debe a imperfecciones moleculares en la misma estructura de la fibra y se le conoce como dispersión de Rayleigh o retrodispersión. Esta dispersión es el mecanismo de pérdidas dominante en fibras de alta calidad.

Existe una expresión que relaciona la reflexión de Fresnel y la dispersión de Rayleigh a partir de:

$$\frac{P_r}{P_s} = \frac{2R}{\alpha_s V_{gr} T_w S} \quad (7.6)$$

- donde: R= Coeficiente de reflexión
- α_s = Pérdidas de dispersión (nepers/m)
- V_{gr} = Velocidad de grupo
- T_w = Ancho del pulso transmitido
- S= Es la fracción de la luz dispersa recapturada por la fibra

Una expresión importante que determina la magnitud de la señal de retrodispersión al inicio de la fibra y que define la forma de la señal en el sistema de información visual del OTDR viene dada como:

$$P(t) = E_0 \cdot S \cdot s \cdot \frac{c}{n} \exp \left(- 2 \alpha \frac{ct}{2n} \right) \quad (7.7)$$

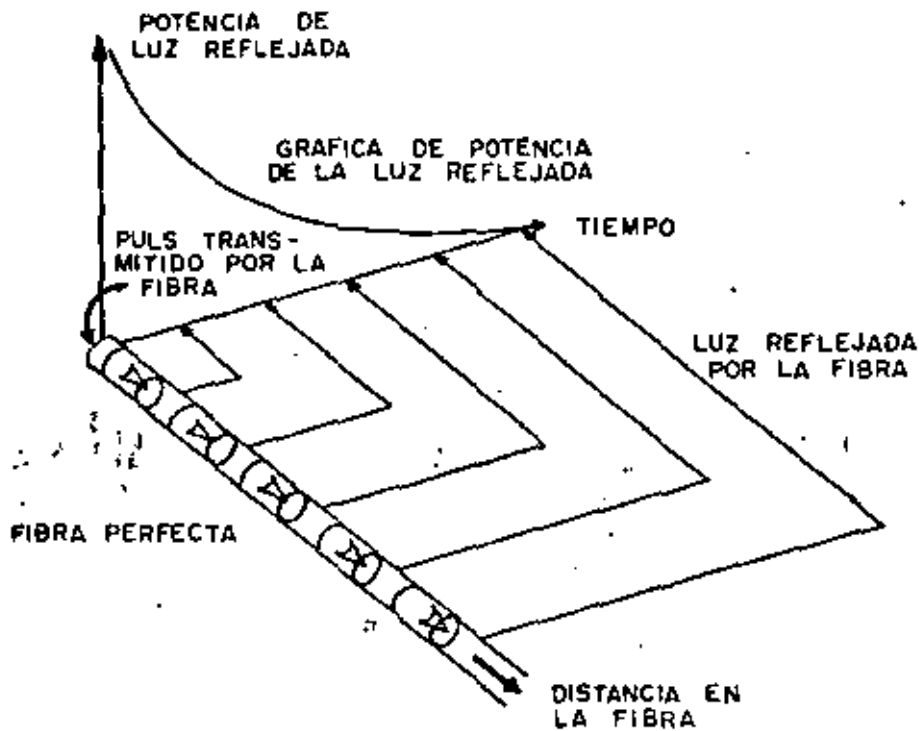
- donde: P(t)= potencia de retrodispersión recibida como una función del tiempo
- E_0 = pulso transmitido de energía
- c = velocidad de la luz
- n = índice de refracción del núcleo
- α = atenuación de la fibra (nepers por metro)

De acuerdo con esta expresión es evidente que la señal de retrodispersión tiene la forma de una exponencial decreciente cuya amplitud es proporcional al producto de la potencia de entrada y del ancho del pulso. Esto se muestra en la figura (7.10), que considera una gráfica de potencia reflejada de una fibra perfecta (que se define como aquella perfectamente homogénea, sin fallas y sin pérdidas), de un pulso óptico monitoreado en cinco puntos de ella.

Realmente en ninguna instalación se puede obtener una fibra óptica perfecta dada la presencia de fallas, de empalmes y de terminaciones imperfectas, que en conjunto producen reflexiones y retrodispersiones del pulso transmitido y que en la gráfica se manifiestan en forma de picos y degradación en la forma de la curva, tal como se muestra en la figura (7.11). El comportamiento de esta curva está gobernado entre el primer y el tercer punto (a través de los cuales el pulso de luz ha viajado por la fibra bajo prueba), por un retorno debido a la retrodispersión. Una vez que el pulso alcanza el tercer punto, se encuentra con un conector óptico desmontable, y el resultado es una reflexión de la señal que se manifiesta como un pico en la curva que cae de nuevo al nivel de retrodispersión. En el cuarto punto, la reducción en el nivel de la señal se debe a la presencia de una región de alta atenuación, causada por fallas en la fibra o por empalmes. Por último, un pulso de reflexión es generado al final de la fibra.

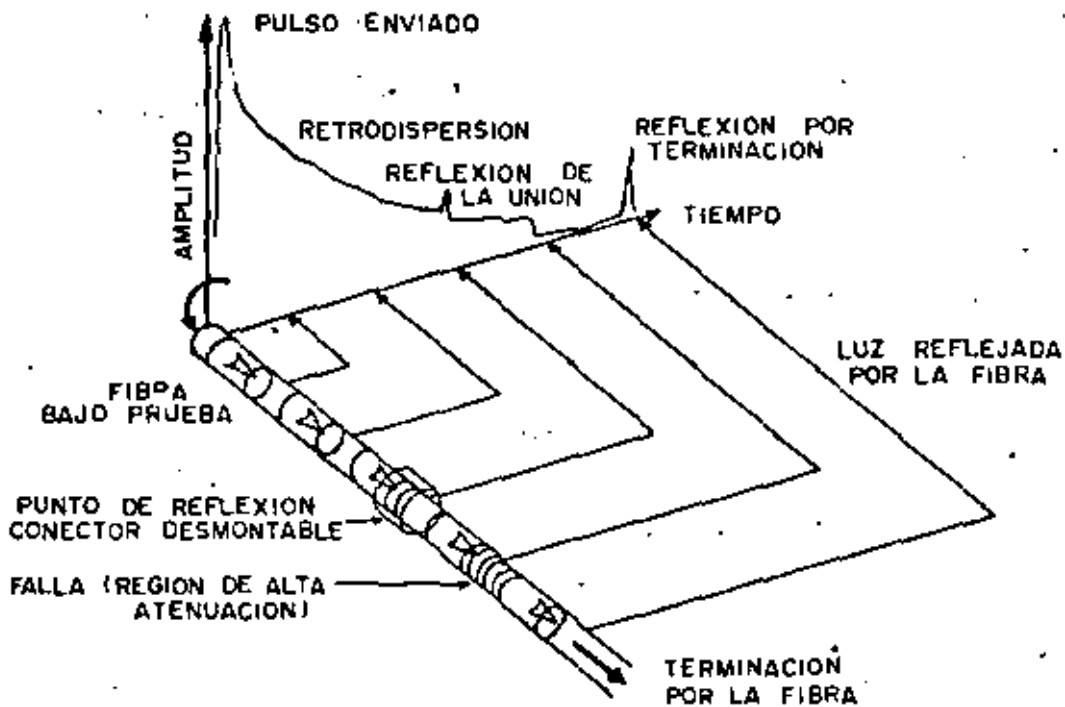
De manera general, ésta es la forma en que el OTDR procesa la señal luminosa en la detección y localización de fallas en las fibras. La figura (7.12) muestra la configuración básica de un OTDR, cuya fuente emisora normalmente es un diodo laser semiconductor y el detector un fotodiodo de avalancha (APD).

De acuerdo con la configuración básica del OTDR de la figura anterior los pulsos de luz de corta duración (normalmente menores



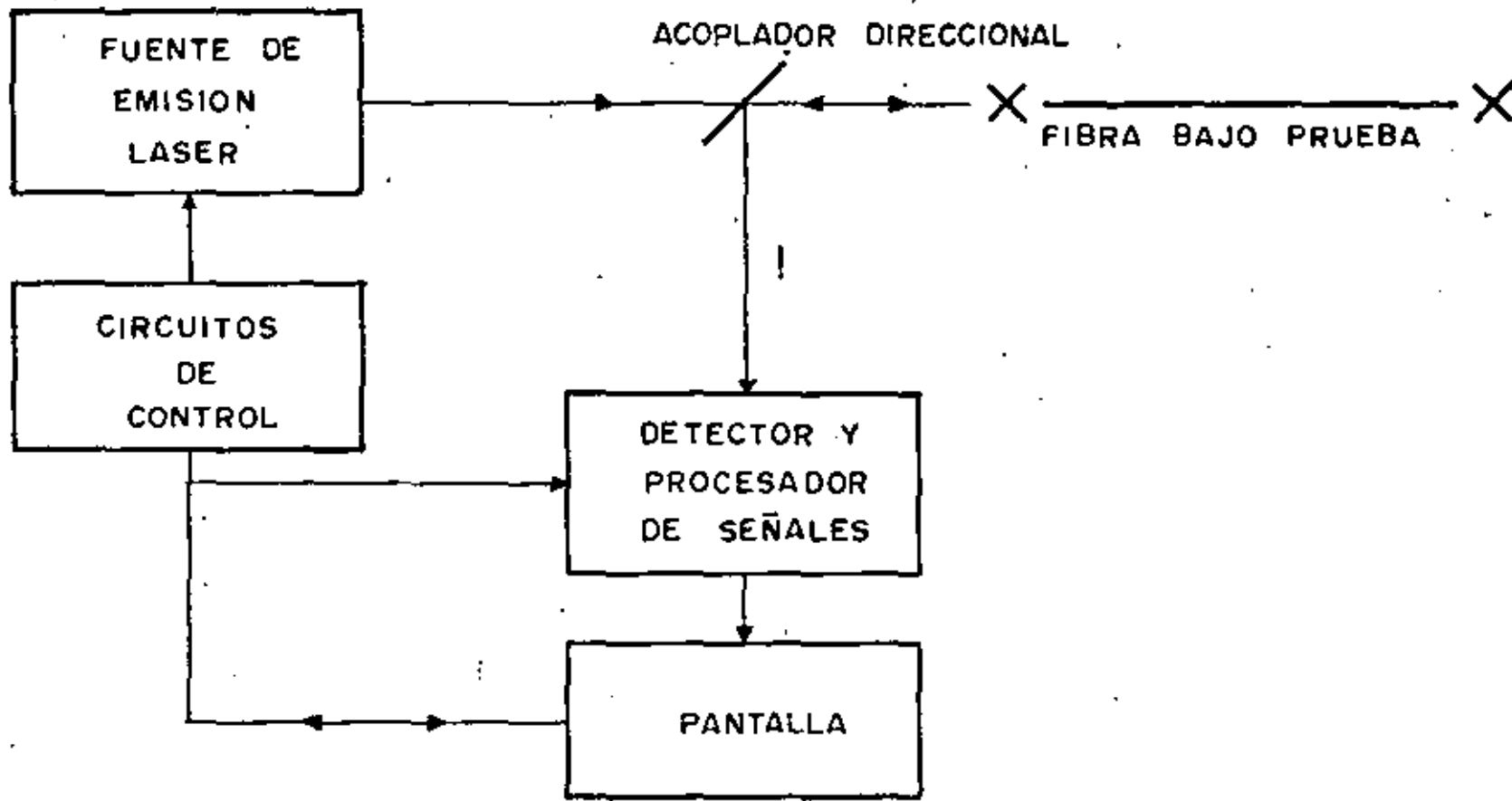
COMPORTAMIENTO DE LA SEÑAL DE POTENCIA OPTICA EN UNA FIBRA PERFECTA.

FIGURA 7-10



COMPORTAMIENTO REAL DE LA SEÑAL DE POTENCIA REFLEJADA EN UN FIBRA BAJO PRUEBA.

FIGURA 7-11



CONFIGURACION BASICA DE UN OTDR

FIGURA
7-12

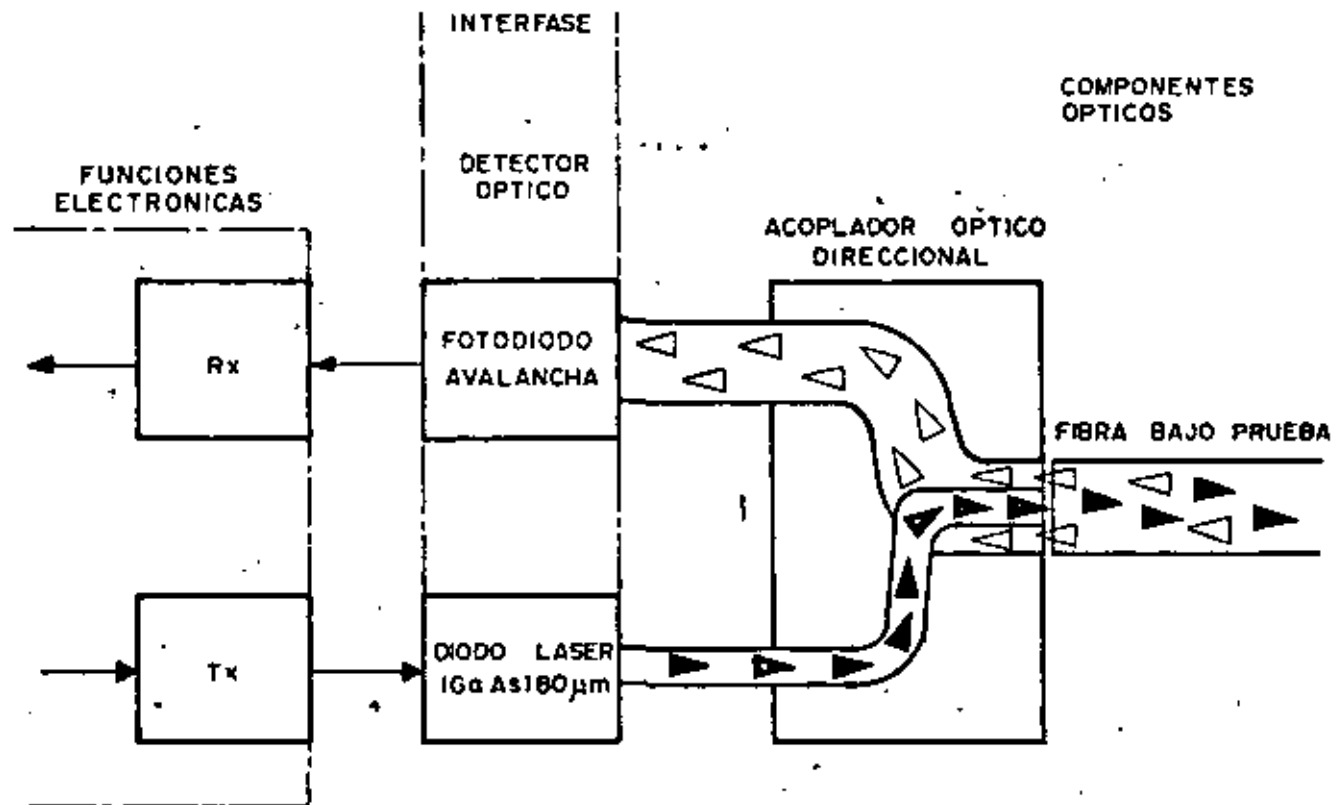
a 20ns) son producidos por un diodo laser semiconductor de Ga AlAs. El diodo realiza la conversión electro-óptica para alimantar con pulsos de luz a la fibra óptica bajo prueba a través de un acoplador óptico direccional. Si durante la propagación del pulso a lo largo de la guía de onda óptica, se encontrara con una fractura, imperfección o la finalización de la fibra, el pulso experimentará una dispersión de Rayleigh y/o una reflexión de Fresnel, dando lugar a las variaciones en la forma de onda monitoreada en el detector fig. (7.11), tal y como se explicó en el párrafo anterior.

La luz reflejada de la fibra bajo prueba es dirigida por el acoplador óptico al fotodetector de avalancha (APD) quien hace la conversión opto-eléctrica para enviar la información al receptor, la cual pasa a su vez a un osciloscopio donde se presenta la señal en la misma forma como la indicada en la figura (7.11).

Otra función de importancia que realiza el acoplador óptico es evitar que los pulsos de luz transmitidos, pasen directamente al fotodetector.

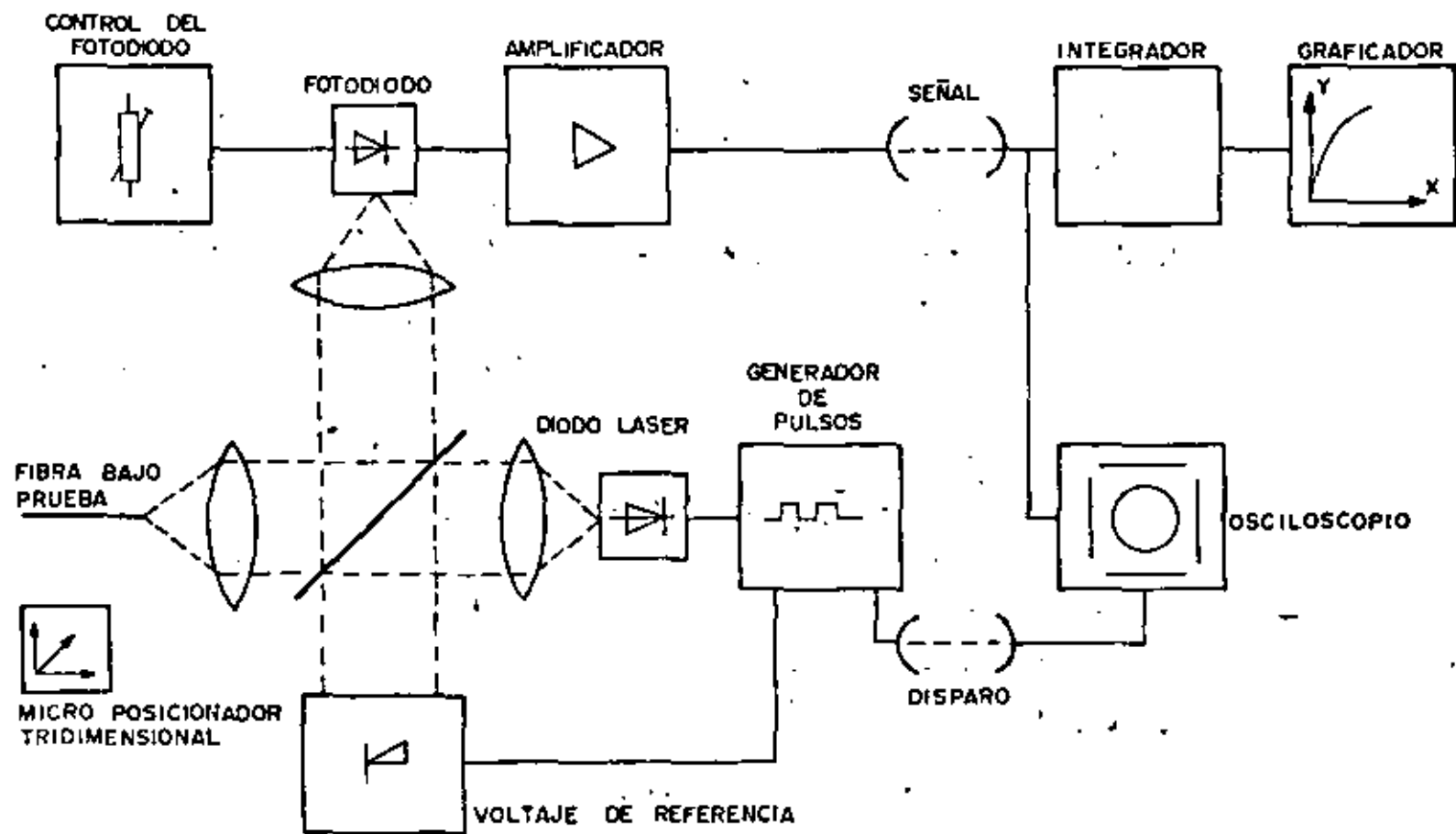
La figura (7.13) muestra los elementos básicos en la interfaz opto-eléctrica del OTDR.

Un diagrama más completo de los OTDR actualmente utilizados es el que se muestra en la figura (7.14) y una forma de onda típicamente detectada en la pantalla del OTDR es la mostrada en la figura (7.15), a partir de la cual se puede determinar la atenuación, localización de fallas y la longitud del cable bajo prueba de la siguiente manera. La atenuación (α) de la fibra puede calcularse evaluando la curva exponencial de una sección sin variaciones fuertes de la retrodispersión mostrada en la figura (7.15) a partir de la siguiente expresión:



ELEMENTOS QUE INTEGRAN LA INTERFAZ OPTO-ELECTRONICA DEL OTDR.

FIGURA
7-13



DIAGRÁMA A BLOQUES DE UN REFLECTOMETRO OPTICO EN EL DOMINIO DEL TIEMPO.

FIGURA 7-14

$$\alpha = \frac{5}{t_2 - t_1} \cdot \frac{2n}{C} \log \frac{P_1}{P_2} \quad \frac{\text{dB}}{\text{Km}} \quad (7.8)$$

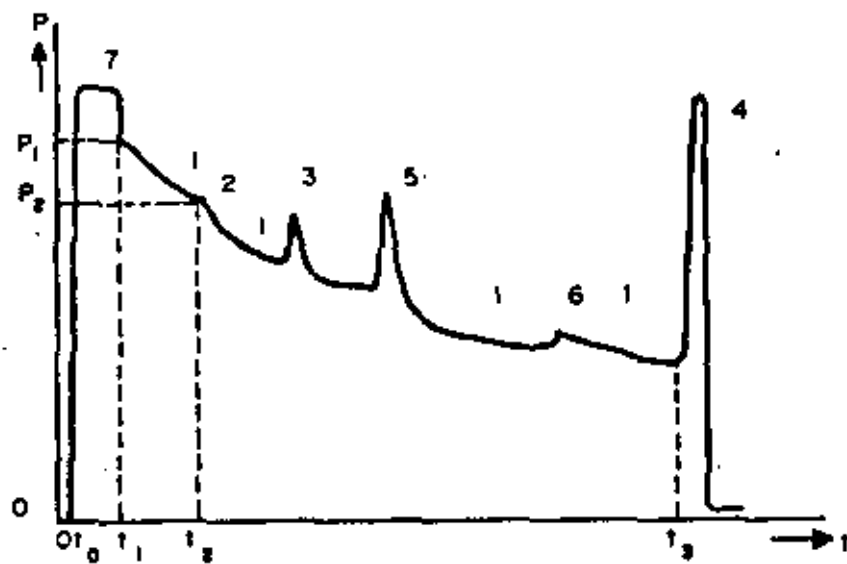
donde: P_1, P_2 = potencia óptica medida en el instante t o t
 C = velocidad de la luz
 n = índice de refracción

El factor $c/2n$ para las fibras de sílice con un perfil de índice gradual es aproximadamente de 0.1Km/µs.

Longitud L del cable bajo prueba puede determinarse a partir del intervalo de tiempo total del instante t_0 al instante t_1 y que marca la terminación de la fibra fig. (7.15) a partir de la siguiente expresión:

$$L = \frac{C}{2n} (t_1 - t_0) \quad \text{Km} \quad (7.9)$$

De esta manera, con el equipo de medición OTDR se consigue detectar y localizar fallas, medir la atenuación y longitud del cable de fibra óptica que está bajo prueba; y a partir del conocimiento de estos parámetros se puede determinar la confiabilidad del medio de transmisión para un enlace por medio de fibras ópticas.



- 1.- CURVA PARA UNA SECCION DE LA FIBRA SIN FALLAS.
- 2.- CAMBIO DE ATENUACION (EMPALME).
- 3.- REFLEXION EN LA FIBRA.
- 4.- REFLEXION POR TERMINACION.
- 5.- CAMBIO EN LA ATENUACION MAS REFLEXION .
- 6.- CAMBIO DE ATENUACION DEBIDO A FIBRAS CON DIFERENTES RESPUESTAS.
- 7.- REFLEXION EN EL INICIO DE LA FIBRA.

*RESPUESTA DE RETRODISPERSION DE LA
SEÑAL OPTICA OBTENIDA EN LA PANTALLA
DEL OTDR.*

*FIGURA
7-15*

BIBLIOGRAFIA.

J. STONE, H.E. EARL y R.M. DEROSIER; "Measurement Set for Optical Fiber Loss Spectra", Review Instrumentation, 53 (2), 1982, 197-201.

D. Schicketanz y J. Schulze, "Test Equipment for Fiber-Optic Cable Facilities", Telcom Report, 5 (1), 1982, 33 - 35.

Ch. Lin, "Measurements Techniques in Fiber Optics", IFOC, 2 (2), 1982, 12-16, parte I.

CH. Lin, "Measurements Techniques in Fiber Optics", IFOC, 2(3), 1982, 18 - 53, parte II.

W.A. Gambling, "Spectral Attenuation", Comunicación escrita York Technology.

W.A. Gambling, "Dispersion and Bandwidth", Comunicación escrita York Technology.

Anónimo, "Spectral Attenuation and Numerical Aperture Measurements of Optical Fibers", Photon Kinetics, Application Note 100

Costa B. y G. de Marchis, "Métodos de Prueba", Boletín de Telecomunicaciones, 48(11), 1981 666-672

Oliver M.B., "Square-Wave and Pulse Testing of Linear Systems". Electronic Measurements and Instrumentation Mc Graw Hill, Edited By Bernard M. Oliver and John M. Cage. 1971, 41-64.

Gentile J., "Characterizing Optical Fibers with an OTDR". Electro-Optical Systems Design (EOSD), 13 (4), 1981 47-52

Wearden T., "The Optical Time Domain Reflectometer", International Fiber Optics and Communications (IFOC), 2(2), 1981 41-44.

Neumann E.G. "Optical Time Domain Reflectometer: Comment", Applied Optics, 17. 1978 1675-1680.

Personick S.A., "Photon Probe-An Optical Time Domain Reflectometer" Bell System Technical Journal, 56 (3), 1977 355-366.

ITT Technical Staff, "Optical Fibre Reflectometer OFR-3" 1982 5-16.

Pticher J. . "Considerations of Optical Fibre Measurements", Electronic Engineering, mid-april, 1980, 41-55.

Osborn R. "Fiber Optic Time Domain Reflectometer Makes Accurate Measurements Over Long Distances", Telephony, 1982, 22-29.



**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

TELECOMUNICACIONES VIA FIBRAS OPTICAS
TEORIA Y APLICACIONES

METODOLOGIA DE DISEÑO DE UN ENLACE DE COMUNICACION
POR FIBRAS OPTICAS

MARZO, 1984.

8. METODOLOGIA DE DISEÑO DE UN ENLACE DE COMUNICACION POR FIBRAS OPTICAS.

Introducción

Una vez analizado el funcionamiento de cada uno de los componentes de un sistema de comunicación por fibras ópticas, se procede a determinar de que manera se tiene como resultado un sistema que cubra las necesidades de comunicación para una aplicación particular. Para ello se sigue un proceso de diseño que consiste en contraponer los requerimientos de un usuario con las características que puede ofrecer el estado actual de la tecnología de comunicación por fibras ópticas. Generalmente, éste será un trabajo de ensayo y error que permitirá conocer, finalmente, si es posible o no la realización de un sistema práctico y en caso afirmativo, cuáles deben ser las características de los componentes de dicho sistema y, tal vez, las modificaciones que el usuario tenga que hacer a sus requerimientos.

En este capítulo se presentará la descripción de los parámetros principales que deben considerarse en un enlace de comunicación por cable óptico, la interrelación entre ellos; de manera general la metodología de diseño como una herramienta de planeación y por último, se discutirán varios ejemplos representativos de diseño.

8.1 Elementos Principales en el Proceso de Diseño

Los elementos o parámetros principales de diseño se pueden dividir en los grupos siguientes:

- | | | |
|---------------|---|----------------------------|
| - De entrada | o | requerimientos del usuario |
| - Intermedios | o | cálculos principales |
| -De salida | o | resultados de diseño |

y a continuación se hace un breve análisis de cada uno de ellos.

Requerimientos del usuario

Los requerimientos que se consideran más significativos para el diseño de un sistema de comunicación por fibra óptica son:

- Distancia
- Tipos de datos (Analógicos o digitales)
- Ancho de banda del canal o velocidad de Transmisión
- Calidad deseada en la Transmisión (SNR o BER)

Por supuesto, existen otros parámetros que deben considerarse en el diseño final tales como el costo, confiabilidad, tamaño, peso, medio ambiente y alimentación. Sin embargo, los requerimientos -- que se mencionan involucran las limitantes más importantes del sistema y determinan la factibilidad de realización del enlace de comunicación.

La utilización de un sistema de transmisión digital o uno analógico dependerá de cual de las dos presente mayores ventajas tanto, técnicas como económicas para una aplicación específica, por ejemplo: un sistema de comunicación que implique el manejo de una gran cantidad de canales de voz con un mínimo de ruido e interferencia favorece el uso de técnicas digitales de transmisión tales como el PCM. Sin embargo, si lo que se requiere es un enlace de video, un sistema de transmisión analógico representaría menos problemas de complejidad y costo que un sistema digital.

La capacidad de transmisión de información se especifica como ancho de banda en hertz cuando se emplea modulación analógica y como velocidad de transmisión en bits/seg en modulación digital. De la misma manera, los términos en que se expresa la calidad deseada en la transmisión son función del sistema que se utilice. Básicamente, en sistemas analógicos se tiene la relación señal a ruido, y en sistemas digitales la probabilidad de error.

La Relación Señal a Ruido (SNR) es la razón de la amplitud de una señal deseada a la amplitud de las señales de ruido en un punto determinado, se expresa en decibels y generalmente se usa el valor pico para el ruido impulsivo y el valor RMS para ruido aleatorio.

La probabilidad de error o tasa de bits erróneos (BER) está dada por la razón de bits identificados incorrectamente, al número total de bits transmitidos. En aplicaciones de fibra óptica, un valor típico de BER es 10^{-9} .

Los factores de distancia y capacidad de transmisión son esenciales en el diseño por que determinan, prácticamente, el sistema de comunicación por fibras ópticas que va a utilizarse y si es necesario, además, el uso de repetidores ópticos. Estos dos factores tienen que ver directamente con las dos limitantes de los sistemas de comunicación por fibras ópticas: la atenuación y la dispersión.

En las fibras ópticas pueden considerarse los siguientes rangos de distancias:

- Corta distancia ($L < 1\text{km}$)
- media distancia ($1\text{km} < L < 30 \text{ km}$)
- larga distancia ($L > 30 \text{ km}$)

Atendiendo a cada una de ellas, puede proponerse la calidad de la fibra, el tipo de emisor y fotodetector, así como la separación y número de repetidores que resulten más adecuados.

Cálculos Principales

Los cálculos principales en el diseño de un sistema de comunicación por fibra óptica están relacionados a las dos limitantes mencionadas, de tal forma que los valores permisibles de atenuación y dispersión puedan conocerse en base a los requerimientos y resultados de diseño propuestos.

Esencialmente, el cálculo de la atenuación se realiza mediante la suma de las componentes siguientes:

- La atenuación en la fibra óptica a la longitud de onda de transmisión utilizada.
- Las pérdidas por acoplamiento, de la fuente de emisión a la fibra óptica y de la fibra óptica al fotodetector.
- Las pérdidas en los emplames necesarios para unir dos secciones de fibra óptica.

En base a lo anterior la separación máxima entre equipos terminales o entre repetidores L, considerando únicamente la limitante de atenuación, puede expresarse por:

$$\alpha L + k a_j = 10 \log \left(\frac{P_t}{P_r} \right) \tag{8.1}$$

donde:

- α es la atenuación en la fibra (dB/km)
- a_j es la pérdida por empalme promedio (dB)
- P_t es la potencia acoplada a la fibra óptica (watts)
- P_r es la potencia mínima requerida en el receptor (watts)

La dispersión, a su vez, depende de:

- La longitud de onda de transmisión
- El tipo de graduación del índice de refracción, ya sea parabólico o escalonado
- La apertura numérica
- El ancho espectral de la fuente de emisión.

La dispersión llega a ser significativa cuando la distorsión por retardo del pulso transmitido, llega a ser lo suficientemente grande como el intervalo entre bits. Eventualmente, después de un cierto límite, cualquier incremento en la velocidad de transmisión causa una disminución en el espaciado entre repetidores. Este límite de dispersión puede ser estimado por la ecuación:

$$\sigma_{tot} L = 0.25 T = \frac{1}{4f_0} \quad (8.2)$$

donde:

σ_{tot} es el valor cuadrático medio de la distorsión por retardo por unidad de longitud

En la fórmula anterior, se ha supuesto que la dispersión aumenta linealmente con la longitud de la fibra L. Sin embargo, el fenómeno de acoplamiento entre modos, reduce en alguna extensión el problema de dispersión por lo que los resultados prácticos son mejores que los resultados obtenidos teóricamente.

Debe considerarse, además, los componentes de este ensanchamiento, como son el ensanchamiento debido a la dispersión modal y el ensanchamiento cromático ocasionado por la dispersión del material:

$$\sigma^2_{tot} = \sigma^2_{mod} + \sigma^2_{crom} \quad (8.3)$$

A partir de las ecuaciones (2.1) y (2.2) puede estimarse la frecuencia límite de modulación (f_{lim}), más allá de la cual, el enlace de la fibra está limitado por dispersión.

$$f_0 > f_{lim} = \frac{\alpha}{4\sigma_{tot}} \left(\frac{1}{10 \log \frac{P_t}{P_r} - k_{aj}} \right) \quad (8.4)$$

Resultados de diseño

Los resultados de diseño son condicionados por los requerimientos del usuario y los cálculos principales. Estos resultados de salida definen las características de los elementos del sistema de comunicación:

- Subsistema Transmisor
- Cable Óptico
- Subsistema Receptor

Para el subsistema transmisor deben considerarse:

- La longitud de onda de transmisión.
- La potencia de la fuente.
- El ancho espectral de la fuente, lo que determinará si se utiliza un diodo emisor de luz (LED) o un diodo Laser de inyección (ILD).

Para la fibra óptica:

- La atenuación espectral
 - El perfil del índice de refracción (gradual o escalonado)
- Y finalmente para el subsistema receptor:
- La sensibilidad.

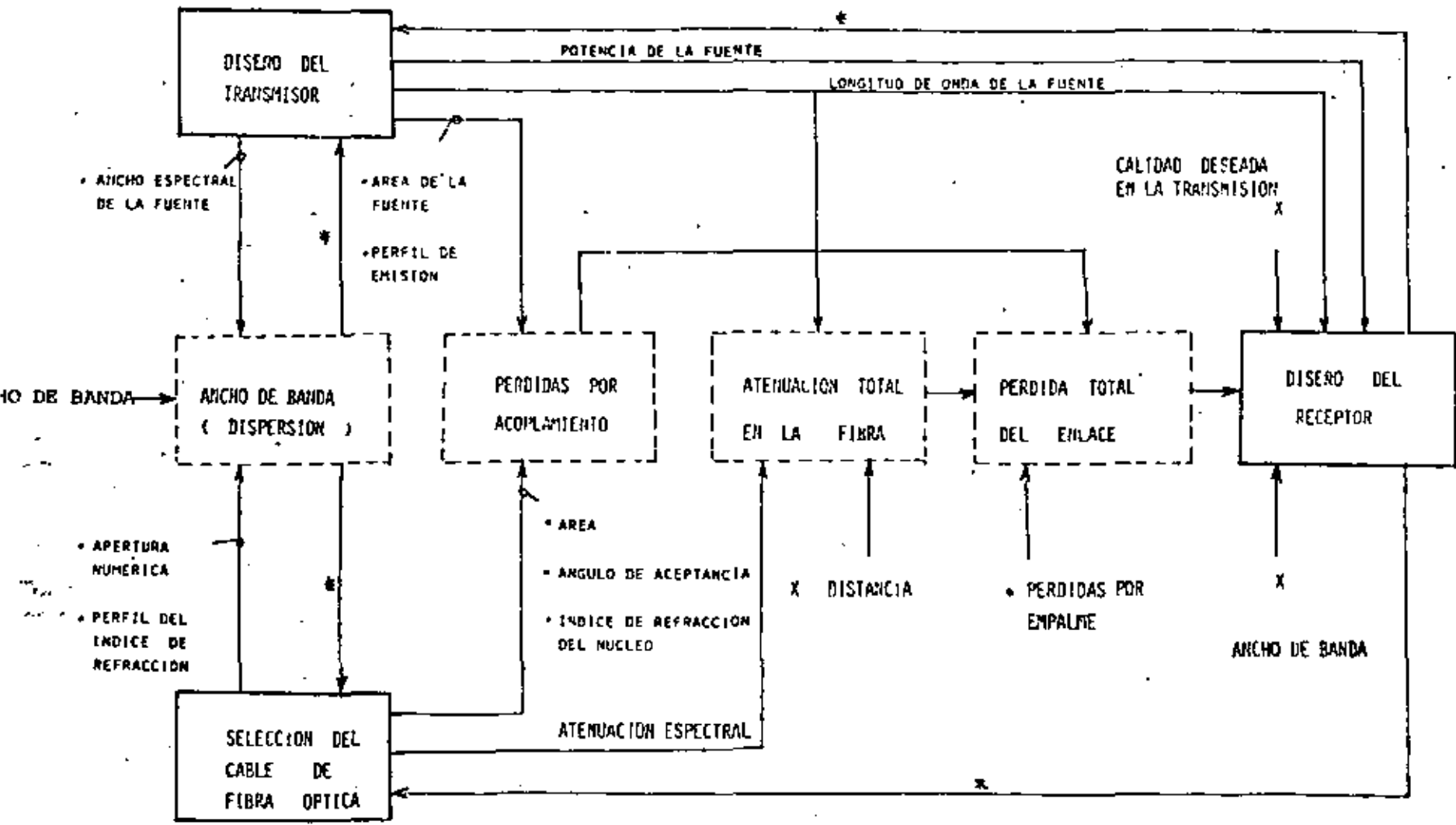
El término Sensitividad se refiere a la potencia óptica mínima a la entrada del receptor requerida para lograr la relación Señal - a Ruido o la probabilidad de error deseada. De este factor, dependerá el tipo de fotodetector que será utilizado; ya sea fotodiodo PIN o fotodiodo avalancha APD.

Interrelación entre los Parámetros Principales.

En la fig. (8.1) se muestra la interrelación existente entre los parámetros anteriormente descritos con el fin de mostrar las características principales del proceso de diseño de un enlace óptico de comunicación.

Por ejemplo, si tomamos como base el diseño en el receptor vemos que éste se ve influido por :

- La potencia óptica disponible
- La longitud de onda
- El ancho de banda de la información



X Requerimientos de diseño. [] Cálculo principal de diseño [] Salida de diseño
 * Decisión de diseño que modifica al elemento indicado
 FIG (8.1).- ELEMENTOS PRINCIPALES EN EL PROCESO DE DISEÑO DE UN SISTEMA DE COMUNICACION POR FIBRA OPTICA.

Luego, la potencia óptica recibida se determina por:

- La potencia óptica de la fuente.
- Las pérdidas totales del enlace.

Las pérdidas totales del enlace se dividen en:

- Pérdidas por acoplamiento.
- Pérdidas en la transmisión.

Por otro lado, las pérdidas por acoplamiento están dadas por:

- Características de la fuente
 - Área de radiación efectiva
 - Perfil de emisión
- Características de la fibra
 - Apertura Numérica
 - Área de radiación efectiva
 - Índice de refracción del núcleo

Y las pérdidas en la transmisión están determinadas por:

- Características de atenuación espectral de las fibras
- Longitud de onda
- Pérdidas por empalme
- Distancia entre la fuente y el detector.

De lo anterior se desprende que, el proceso de diseño de un enlace de comunicación por fibras ópticas es un problema que involucra muchas variables y que puede llevar varios ensayos antes de completarse, ya que la selección de un elemento final (transmisor, receptor o cable óptico) afectará la selección de los otros dos. Generalmente, es necesario suponer las características de ciertos elementos del sistema y entonces proceder de manera sistemática a interrelacionar y redefinir los elementos restantes.

En los puntos siguientes se proporcionan los diagramas de flujo - que describen un método de diseño para los sistemas de comunica-- ción por fibra óptica así como un breve análisis en cada caso.

8.2 Proceso de Diseño para la Selección del Transmisor Optico

En la figura 8.2 se muestra un diagrama de flujo que muestra el - proceso de diseño en el subsistema transmisor. El diseño comienza con los requisitos propuestos por el usuario. Cualquier limitan- te de confiabilidad, de potencia o de medio ambiente que pudiera- afectar la selección del componente y de esta manera la calidad - en la transmisión, debe tomarse en cuenta y permitir que influya- en la configuración del sistema y decisiones del tipo de componen- te.

La longitud de onda de transmisión y los requisitos de anchura - espectral son función de las características de la fibra óptica- elegida. Se ha supuesto que estos parámetros han sido ya inves- tigados y especificados como un resultado del esfuerzo del dise- ño del medio de transmisión.

La potencia óptica de salida acoplada se calcula a partir del ni- vel de señal mínima requerida en el extremo terminal del sistema y la pérdida de transmisión de la fibra óptica, incluyendo las - pérdidas por acoplamiento en la salida y empalmes. Esta figura- de potencia acoplada se obtiene después de las pérdidas por aco- plamiento en la entrada y de esta manera afecta la selección de- la fuente de acuerdo con sus características de emisión.

De manera general, podemos decir que un diodo LED se utiliza -- cuando se requieren productos ancho de banda- distancia bajos- y un diodo Laser cuando se necesitan valores altos de esta espe- cificación. Como puede notarse, el producto ancho de banda-dis- tancia (o velocidad de transmisión-distancia) relaciona la capa- cidad de transmisión de la fibra óptica con la distancia y tiene su origen en la limitante de dispersión.

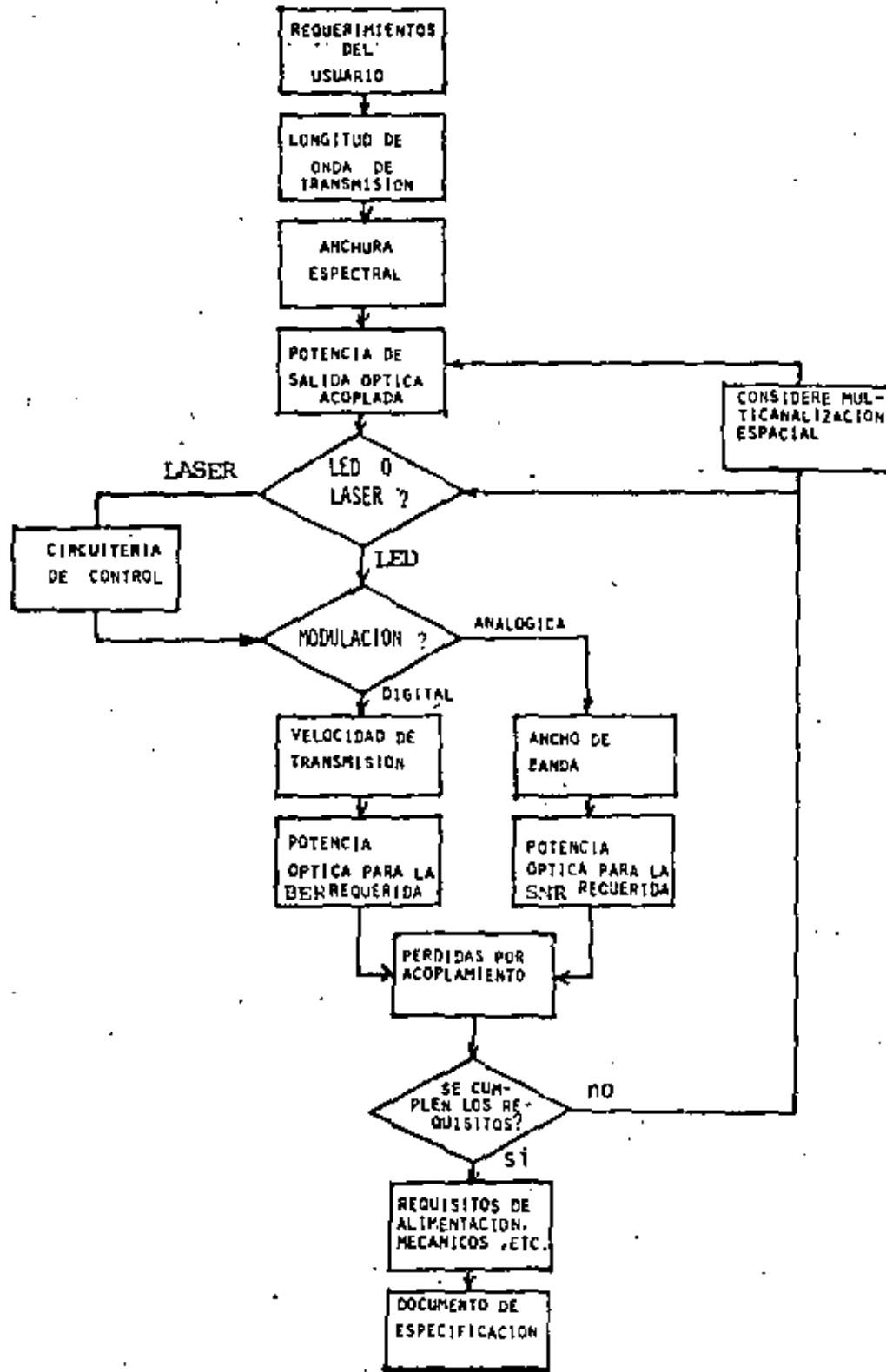


Figura (8.2).- Diagrama de flujo que muestra el proceso de diseño para la selección del transmisor óptico.

Por ejemplo, para un sistema digital y basándose en la tecnología actual de longitud de onda de transmisión de $0.85\mu\text{m}$, un valor típico de producto velocidad de transmisión-distancia para un LED es de 140 Mbits-Km mientras que para un diodo Laser, este producto es de 2500 M bits/km debido principalmente a su reducido ancho-espectral.

Las características de acoplamiento para un diodo LED y un diodo-Laser son también muy distintas: Para un LED, las pérdidas por acoplamiento fuente-fibra son del orden de 16 dB, en cambio para diodo Laser solamente 3 dB. Sin embargo, el Laser, al ser un dispositivo cuyo funcionamiento está determinado por un umbral que depende de la temperatura, requiere de circuitos de control que lo hacen más costoso en comparación con el LED.

En el caso de modulación analógica, la salida de potencia óptica se especifica para lograr una determinada calidad de transmisión en términos de la Relación Señal a Ruido en el ancho de banda que va a utilizarse. Para sistemas de modulación digital, además de la potencia óptica, deben especificarse los tiempo de elevación y descenso de generación del pulso óptico en el diodo emisor, para conocer si es compatible el dispositivo con los requisitos de diseño. De no ser así puede reconsiderarse el formato de la señal digital (Manchester, RZ, NRZ) y cambiar la selección de la fuente o considerar multicanalización en el espacio, es decir, un mayor número de fibras ópticas para transmitir la cantidad de información requerida, para reducir la velocidad del canal.

Finalmente, una vez que la fuente es compatible con los requisitos del usuario, el diseño se completa especificando las características de protección ambiental, alimentación y limitantes mecánicas.

8.3. Proceso de Diseño para la Selección del Cable de Fibra Óptica.

En la figura (8.3) se muestra un diagrama de flujo para la selección del cable de fibra óptica. Como puede observarse, el proce-

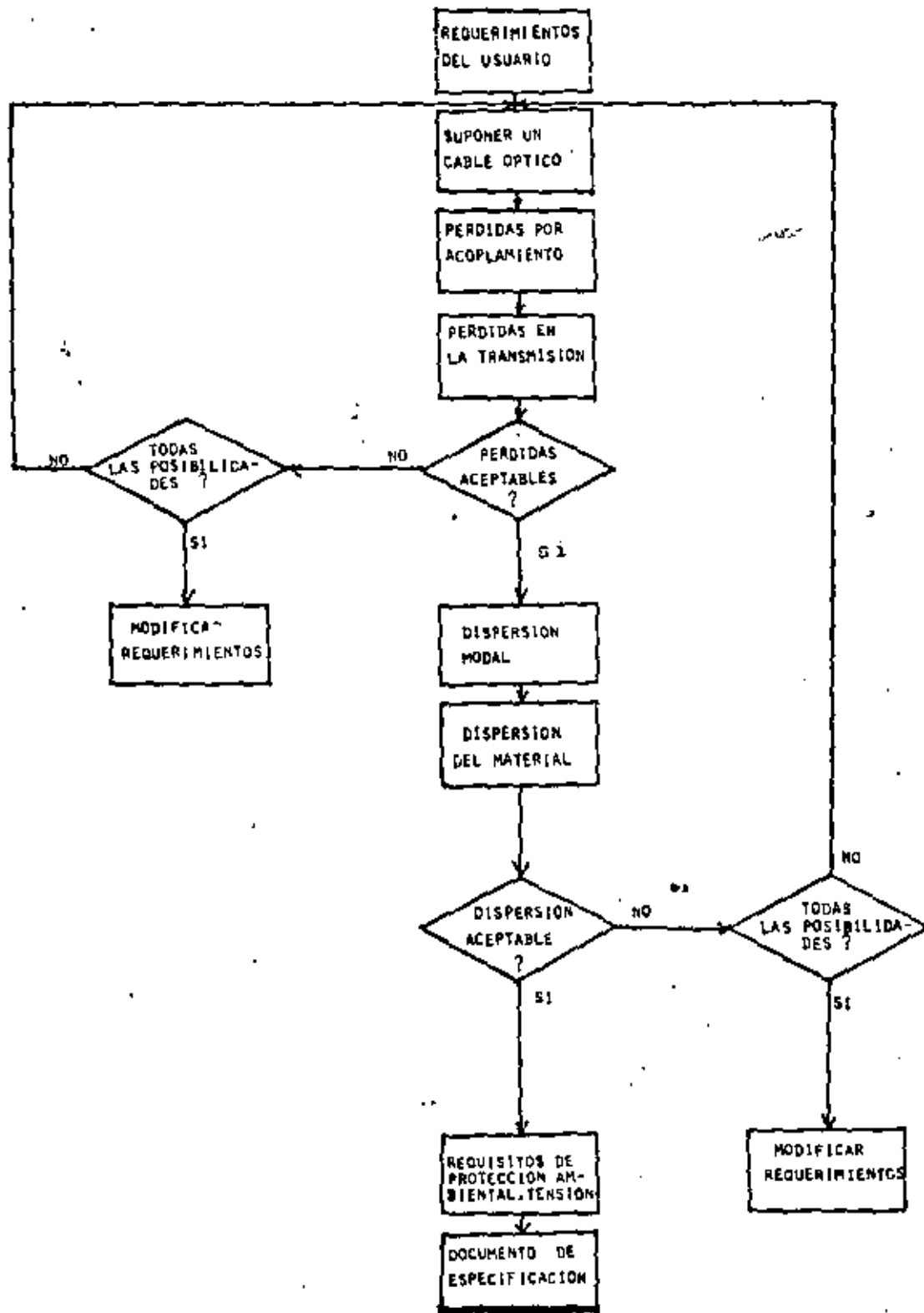


Figura (8.3).- Diagrama de flujo que muestra el proceso de diseño para la selección del cable de fibra óptica.

so comienza con un completo entendimiento de los requisitos básicos del usuario, incluyendo la distancia entre la fuente y el detector y el ancho de banda de la información. Basado en lo anterior, el diseñador supone la configuración de un cable de fibra óptica, que incluye:

- Número de fibras
- Apertura numérica
- Perfil de índice de refracción
- Longitud máxima disponible
- Atenuación en la longitud de onda de interés

El siguiente paso es entonces, calcular la pérdida total del enlace, incluyendo tanto pérdidas de atenuación en la fibra como pérdidas por acoplamiento.

Las pérdidas por acoplamiento están determinadas por las características de la fuente (área y perfil de emisión) así como, las características de la fibra (apertura numérica, área e índice de refracción) y por reflexiones Fresnel.

Las pérdidas por acoplamiento de salida depende de: el índice de refracción de la fibra, el índice de refracción del medio entre la fibra y el detector, del campo de visión que ocupa el detector con respecto a la fibra óptica y de las reflexiones Fresnel.

Las pérdidas de transmisión pueden calcularse en base a la distancia conocida y a la atenuación de la longitud de onda óptica de interés. Sin embargo, en suma, debido a que las fibras disponibles se suministran generalmente en longitudes estándar menores a la distancia requerida, es necesario empalmar varios segmentos. Por lo tanto, la estimación de las pérdidas de transmisión deben incluir también, las pérdidas en los empalmes.

De la manera descrita en las discusiones precedentes, el diseñador continua ensayando, en los cálculos de la pérdida de transmisión y en la selección de la fibra hasta que se pueda encontrar -

un cable con una pérdida aceptable.

Suponiendo que un cable de fibra óptica satisface ya los requisitos de atenuación, se procede a determinar si las características de dispersión modal y del material son adecuadas para el ancho de banda requerido de la información. La dispersión del material se determina por el ancho espectral de la fuente, así como, por las propiedades del material de núcleo de la fibra. La dispersión modal se determina, básicamente, por la apertura numérica de la fibra de vidrio y el perfil del índice de refracción. Sin embargo, la experiencia ha mostrado que el ancho de banda real de las fibras ópticas es mejor que el predicho por la teoría. De aquí, que para un diseño real, debe consultarse al fabricante para obtener datos más precisos.

Después que las propiedades de la atenuación y dispersión son satisfactorias, debe considerarse cuidadosamente el medio ambiente y los esfuerzos mecánicos de tensión bajo los cuales operará la fibra óptica para que de esta manera se especifique el diseño del cable que ofrezca protección y reforzamiento adecuados, ya que los esfuerzos de tensión y en particular aquellos que causan distorsiones en el eje de la fibra (curvaturas y microcurvaturas) -- pueden tener un efecto significativo sobre las propiedades de atenuación en la fibra.

Por último y tomando en cuenta las consideraciones anteriores se escribe el documento de especificación para el cable óptico.

8.4 Proceso de Diseño para la Selección del Receptor Óptico.

En la figura (8.4) se muestra un diagrama de flujo para el proceso de diseño en el subsistema receptor. Primeramente, el usuario define el tipo de información que va a manejarse, ya sea analógica o digital. En el caso analógico, el usuario debe especificar el ancho de banda de la información y la Relación Señal a Ruido que va a requerirse. En el caso digital, el usuario especifica la ve

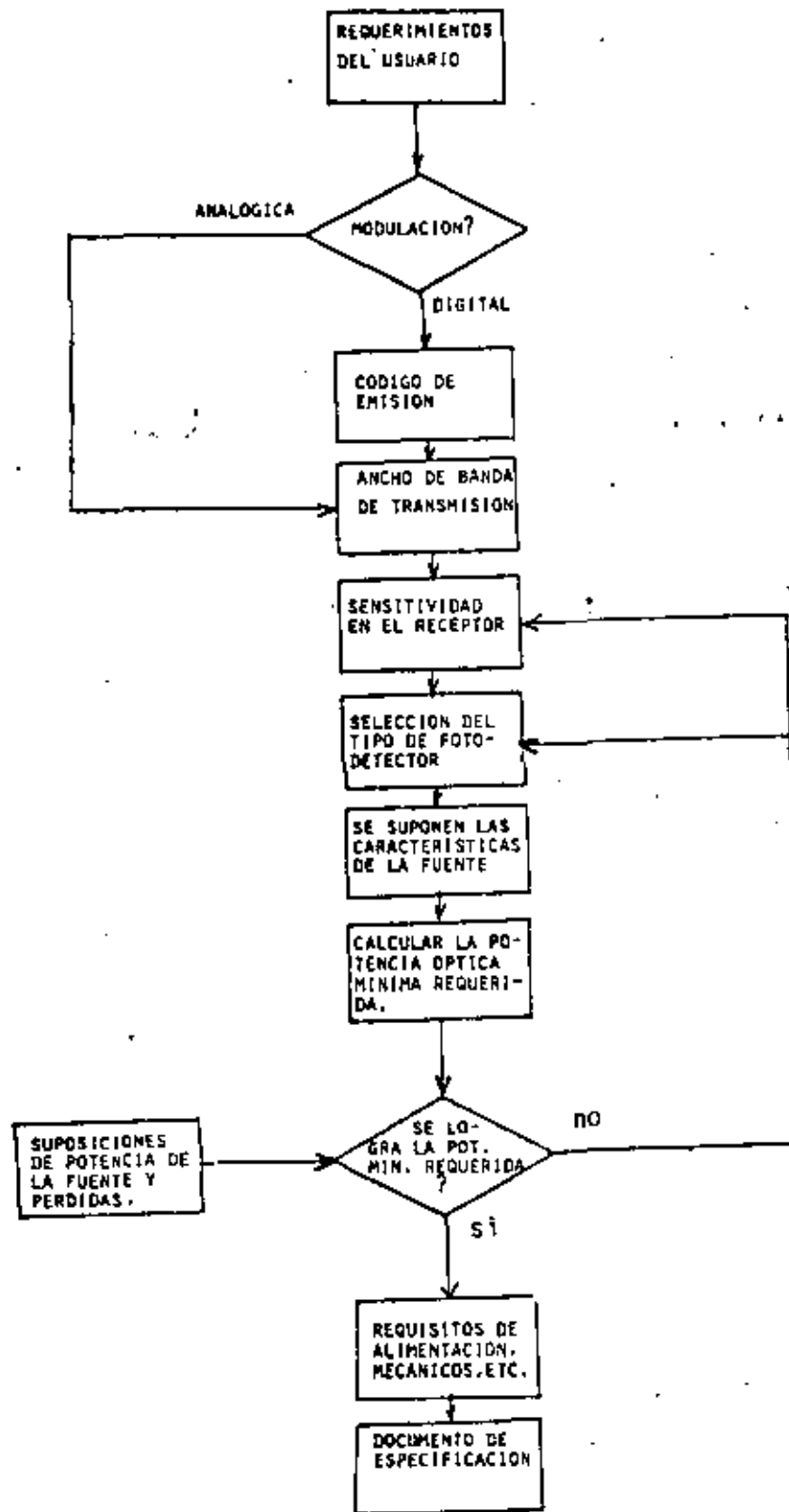


Figura (8.4).- Diagrama de flujo que muestra el proceso de diseño para la selección del receptor óptico.

locidad de transmisión y la tasa de error esperada en el sistema. Deben considerarse también, las condiciones ambientales que pueden afectar la elección del componente y de esta manera, la calidad en la transmisión del sistema.

Si el usuario requiere un sistema digital, debe considerarse el formato de la señal y el código de emisión para calcular el ancho de banda de la señal en el receptor. El formato de la señal se refiere a los diferentes esquemas de codificación tales como el Manchester, NRZ y RZ.

La sensibilidad del receptor es uno de los parámetros de diseño más importantes en el receptor óptico y como se mencionó, se refiere a la potencia óptica mínima requerida a la entrada del receptor para lograr una determinada Relación Señal a Ruido en sistemas analógicos y una determinada probabilidad de error en sistemas digitales.

Por ejemplo, la Relación Señal a Ruido en un receptor óptico analógico está en función de la intensidad de la señal eléctrica a la salida del receptor y de la intensidad de las señales de ruido las cuales se pueden dividir, básicamente, en dos componentes:

- Ruido térmico
- Ruido cuántico

Además, la intensidad de la señal eléctrica de salida depende de la potencia de la señal óptica incidente. De tal manera que, si conocemos las fuentes de ruido podemos entonces determinar la sensibilidad del receptor.

Es conveniente recordar algunas características básicas de los receptores ópticos. Primero, existen dos tipos de fotodetectores:

- Fotodiodo PIN (Semiconductor P, Intrínseco y tipo N)
- Fotodiodo de avalancha APD (Avalanche Photo-Diode).

El fotodiodo PIN posee ganancia unitaria, es decir, por cada fotón se genera un electrón, en cambio, el fotodiodo de avalancha - puede generar hasta 100 electrones por cada fotón incidente. Sin embargo, esto último representa problemas de ruido por variaciones estadísticas sobre el nivel medio de su ganancia $\langle m \rangle$, la cual es una variable aleatoria.

Esencialmente, la selección del tipo de fotodiodo es un problema de optimización. Por otro lado, en el receptor óptico existe la alternativa de emplear amplificadores FET o bipolares que representan nuevamente un compromiso de uso, dependiendo de las fuentes de ruido que aparecen en estos dispositivos para diferentes rangos de frecuencia.

En receptores ópticos digitales la sensibilidad está también en función de las fuentes de ruido cuántico y térmico del receptor, pero además de lo que se conoce como Interferencia entre símbolos. Este efecto consiste en el traslapamiento entre pulsos vecinos de la señal óptica digital a lo largo de su recorrido en la fibra óptica.

Este fenómeno de interferencia entre símbolos es función de la señal óptica incidente y de la respuesta en frecuencia del receptor. Esto último sugiere que puede ser controlado parcialmente por el diseño adecuado de circuitos de filtro.

Cuando aumenta la distancia de transmisión en el sistema de comunicación óptico se requiere el uso de repetidores para regenerar la señal a intervalos determinados. Este proceso de regeneración se lleva a cabo en tres pasos, en el caso de un repetidor óptico digital:

- Amplificación e igualación de la forma de onda del pulso
- Recuperación de la señal de sincronismo del tren de pulsos
- Detección Síncrona y retransmisión de los pulsos.

Para un repetidor óptico analógico bastarían únicamente el primer paso y la retransmisión de los pulsos.

Es muy importante hacer notar que la separación máxima entre repetidores depende de la sensibilidad del receptor óptico que contienen, de manera que la metodología de diseño para un repetidor óptico es la misma que la de un receptor óptico y la de un transmisor óptico conjuntamente.

Cuando se ha logrado la señal mínima requerida se toman en cuenta, también, las condiciones ambientales, (temperatura, vibración, choque, radiación y humedad), consumo de potencia y acoplamiento mecánico, para escribir el documento de especificaciones del receptor.

8.5 Ejemplos de Diseño.

A continuación se presentan algunos ejemplos representativos de sistemas de comunicación por fibra óptica.

1. Supóngase que las pérdidas de transmisión permisibles en un enlace óptico son 50 dB, la atenuación de la fibra óptica es de 5 dB/km, el fabricante proporciona secciones de 1 km y las pérdidas promedio en cada empalme es 0.5 dB. ¿Cuál es la distancia máxima entre repetidores, cuando no es significativa la limitante por dispersión?

solución:

$$\alpha L + ka_j = 10 \log \left(\frac{P_t}{P_r} \right)$$

$\alpha = 5 \text{ dB/km}$

$L = ?$

$K = ?$

$a_j = 0.5 \text{ dB}$

$K = \text{número de empalmes} = \frac{L}{10}$

$$f_{lim} = \frac{11 \times 1}{4 \times 2 \times 10^{-9} \times 50}$$

$$\underline{f_{lim} = 27.5 \text{ Mbd.}}$$

caso 2. Laser

datos:

$$\sigma_{tot} = 4 \text{ ns/km}$$

$$\alpha = 5 \text{ dB/km}$$

utilizando nuevamente (2.4):

$$f_{lim} = \frac{5 \times 1}{4 \times 4 \times 10^{-9} \times 50}$$

$$\underline{f_{lim} = 6.25 \text{ Mbd.}}$$

3. Considerense los siguientes datos de un sistema de comunicación óptico, determine la distribución de potencia óptica (o "presupuesto") en cada una de los componentes del enlace.

datos:

Velocidad de transmisión: 2.048 Mbit/seg

Código de Línea: 3B4B

Guía de onda: índice gradual, $\alpha = 5.0 \text{ dB/km}$

Apertura numérica: 0.18

Logitud de fabricación: $l_0 = 1.0 \text{ km}$

Fuente: LED, $\lambda = .9 \mu\text{m}$, $P_1 = 3.91 \text{ dBm}$; $\sigma_{tot} = 4 \text{ ns/km}$

Sensitividad del receptor: -71.42 dBm

Solución:

Para determinar si el enlace está limitado por atenuación o por dispersión se utiliza la expresión 8.4.

$$\log \left(\frac{P_t}{P_r} \right) = 50 \text{ dB.}$$

$$\alpha L + \frac{L}{10} a_j = 10 \log \left(\frac{P_t}{P_r} \right)$$

$$L \left(\alpha + \frac{1}{10} a_j \right) = 10 \log \left(\frac{P_t}{P_r} \right)$$

$$L = \frac{10 \log \left(\frac{P_t}{P_r} \right)}{\alpha + \frac{1}{10} a_j}$$

Sustituyendo valores:

$$L = \frac{10 \times 50}{5 + \frac{1}{1} \times 0.5} = 9.09$$

$$L = 9.09 \text{ Km}$$

2. Utilizando un diodo Laser como fuente de emisión (dispersión cromática o del material despreciable), una fibra de índice gradual con una dispersión total de $\sigma_{tot} = 2\text{ns/km}$, $\alpha = 11\text{dB/km}$ y un receptor para el cual $10 \log \frac{P_t}{P_r} = 50 \text{ dB}$, ¿Cuál es el límite de dispersión? ¿ Para una fuente LED con $\sigma_{tot} = 4\text{ns/km}$ y $\alpha = 5 \text{ dB/km}$ cual es el límite de dispersión?

solución:

caso 1. Laser

datos:

$$\sigma_{tot} = 2\text{ns/km}$$

$$\alpha = 11 \text{ dB/km}$$

$$10 \log \frac{P_t}{P_r} = 50 \text{ dB}$$

$$f_{lim} = ?$$

Sustituyendo valores en la expresión (8.4) se tiene:

$$f_{lim} = \frac{\alpha}{4 \sigma_{tot}} \cdot \frac{1}{10 \log \frac{P_t}{P_r}}$$

$$f_{lim} = \frac{\alpha \cdot 1}{4 \cdot \sigma_{tot} \cdot 10 \cdot \log \frac{P_t}{P_r}}$$

Sustituyendo valores:

$$f_{lim} = \frac{5.0 \cdot 1}{4 \times 4 \times 10^{-9} \text{ ns/km} \times 3.91 - (-71.42)}$$

$$f_{lim} = 4.14 \text{ MBd.}$$

$$f_o = 2.048 \times \frac{4}{3}^* = 2.731 \text{ MBd.}$$

* Este valor se debe a código de línea utilizado, el cual cambia-
3 bits a 4 bits.

Como $f_o < f_{lim}$, entonces el sistema está limitado por atenuación.

La distribución de potencia se muestra en la tabla 2.1 y se han-
supuesto además los siguientes datos:

Pérdida de acoplamiento fuente- fibra = 18.13 dB.

Pérdida por empalme = 0.3 dB.

Pérdida de acoplamiento fibra-detector= 0.5 dB.

Margen de tolerancia = 5 dB.

Tabla 2.1 Distribución de Potencia del enlace del ejemplo 3

Transmisor:

Diodo Emisor de Luz ($\lambda=0.9\mu\text{m}$) $P_1 = 3.91 \text{ dBm}$

Pérdida por acoplamiento hacia
la fibra $K_1 = 18.13\text{dB}$

Nivel de entrada a la guía de onda

$$P_1' = P_1 - K_1 = -14.22 \text{ dB}$$

Receptor:

Sensitividad del fotodiodo de avalancha $P_2 = -71.42 \text{ dBm.}$

Pérdida de acoplamiento de la guía onda $K_2 = 0.5$ dB.

Nivel de salida de la guía de onda

$$P'_2 = P_2 + K_2 = -70.92 \text{ dBm}$$

Pérdida en la transmisión : $P'_1 - P_2 = 56.70$ dBm

Pérdidas en la guía de onda

$$\alpha = 5.0 \text{ dB/km}, 9.8 \text{ Km} \quad L = 49.0 \text{ dB}$$

Pérdidas en los empalmes,

$$a_j = 0.3 \text{ dB (9 empalmes)} \quad a_j K = 2.7 \text{ dB}$$

$$\text{Margen de Tolerancia} \quad K_r = 5.0 \text{ dB}$$

$$\alpha L + a_j K + K_r = 56.7 \text{ dB}$$

$$\text{Distancia entre repetidores} \quad L = 9.8 \text{ Km}$$

Conclusiones.

En este capítulo, se ha analizado la metodología de diseño de los sistemas de comunicación por fibra óptica de manera general, tomando en cuenta los parámetros y limitantes principales.

Las conclusiones más importantes de este estudio se pueden resumir de la siguiente manera:

- Los parámetros de diseño de un sistema de comunicación por fibra se dividen, básicamente, en requisitos del usuario, cálculos principales y resultados de diseño.
- Los requisitos del usuario de interés son: la distancia, la velocidad de transmisión o ancho de banda, el tipo de datos: analógicos o digitales y la calidad en la transmisión (Relación Se

nal a Ruído o probabilidad de error).

- Los cálculos principales están relacionados con las limitantes del sistema de comunicación por fibra óptica: atenuación y dispersión.
- Los resultados de diseño son las especificaciones para el transmisor, el cable, y el receptor ópticos.
- El proceso de diseño es un problema que involucra muchas variables y que puede llevar varios ensayos antes de completarse.

REFERENCIAS

- 1.- Miller S.E. and A.G. Chynoweth. "Optical Fiber Telecommunications". First Edition. Academic Press. New York. 1979: 653:674.
- 2.- Information Gatekeepers, Inc. "Fiber Optics Design Aid Package". Vol. IV. Part 1. Fiber Optics Handbook and Manual Series: 2.1-2.28
- 3.- Kressel H. "Semiconductor Devices for Optical Communications." Topics in Applied Physics, Vol. 39. Springer-Verlag. Berlin. 1981: 89-160.
- 4.- Technical Staff of CSELT. "Optical Fibre Communications". First Edition. McGraw-Hill. New York. 1981:723-775.



**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

TELECOMUNICACIONES VIA FIBRAS OPTICAS
TEORIA Y APLICACIONES

ECONOMIA Y APLICACIONES

MARZO, 1984.

IX ECONOMIA Y APLICACIONES

9.1 Introducción

La aplicación de los sistemas de fibra óptica en aquellos sistemas de comunicación que actualmente utilizan conductores metálicos es una realidad, y los factores que impulsaron decididamente esto son: 1) El impresionante desarrollo que ha tenido la investigación del sistema de fibra óptica (cable de fibra óptica, emisores, detectores, conectores, etc.) desde mediados de la década anterior hasta la fecha.

- 2) El abatimiento de los costos en estos sistemas debido al incremento en los volúmenes de producción y a la mayor competencia en la comercialización de estos elementos.
3. Las enormes ventajas actuales y futuras que ofrecen los sistemas de fibra óptica con respecto a los sistemas tradicionales metálicos, como son: peso y sección transversal reducido, alta inmunidad a la interferencia electromagnética, mayor capacidad de información, mayor ancho de banda y mayor distancia entre repetidores una vez establecida la tecnología de longitud de onda de emisión de 1.3 μm .

Las aplicaciones que pueden ser cubiertas por las fibras ópticas son muy variadas y pueden considerarse sistemas de comunicación y de no comunicación. La figura 9.1 muestra el grado de aplicación de las fibras ópticas en los diferentes sistemas de comunicación.

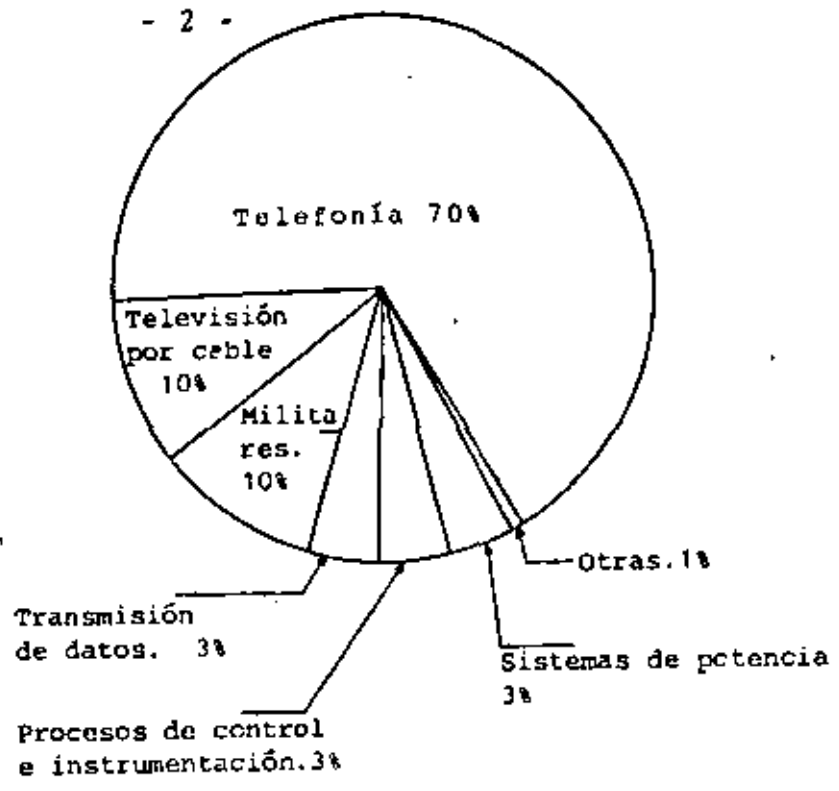


Figura (9.1).- Instalación de sistemas de comunicación por fibra óptica para diferentes campos de aplicación.

La figura 9.2, por su parte presenta los mayores centros de instalación y producción de los sistemas de fibra óptica.

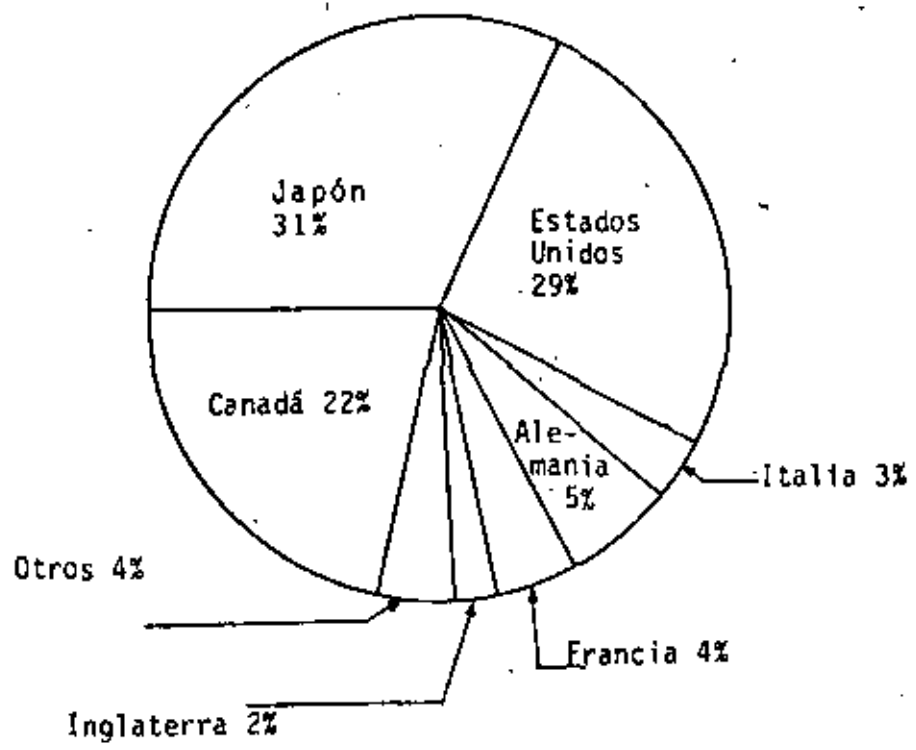


Figura (9.2). Principales países donde se han aplicado los sistemas de comunicación por fibra óptica.

En cuanto a las tendencias y economía de los sistemas de fibras ópticas el panorama se muestra muy ambicioso, ya que se espera que a mediados de esta década se implante la tecnología de 1.3 - 1.6 μm , y en la década de los 90's la tecnología de 2-5 μm , con lo que la distancia entre repetidores será todavía mayor. De la misma manera, se ha previsto que en 1990 el 10% de los sistemas metálicos hayan sido sustituidos por los de fibras ópticas, y el 100% para el año 2000.

Estas tendencias y economía, así como las aplicaciones de los sistemas de fibras ópticas serán tratados más en detalle en los siguientes puntos de este capítulo.

9.2 Tendencias y Desarrollo en el Mercado de Fibras Ópticas.

La tecnología de fibra óptica en la actualidad está sólidamente establecida y aceptada para su uso actual en un gran número de aplicaciones.

Desde los años 70's en los que las componentes de fibra óptica progresaron desde el nivel de laboratorio, para pasar a una producción piloto para sistemas de prueba y llegar a su producción en grandes volúmenes en la actualidad. Los sistemas de fibra óptica ahora son más económicos que los sistemas metálicos en muchas aplicaciones, debido a que su funcionamiento ha sido mejorado en más de un orden de magnitud mientras que sus costos se han disminuido.

El precio de las componentes de fibra óptica está en función directa de los volúmenes de producción. Para la siguiente década se espera que en promedio los costos decaigan de un rango de 2:1 a uno de 5:1, tal y como se muestra en la figura (9.3), donde se espera que en la década de los 90's los precios sigan disminuyendo, con lo que, se aceleraría la penetración de las fibras ópticas en un rango muy amplio de nuevas aplicaciones.

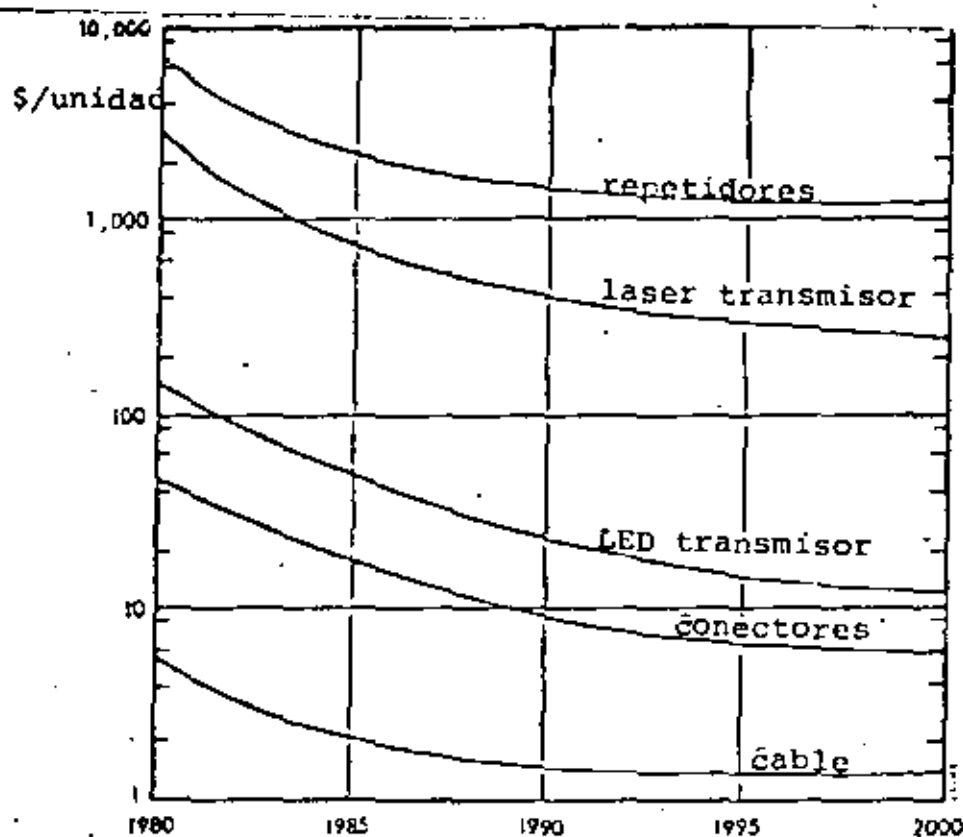


Figura (9.3). Tendencias en el precio de las componentes de las fibras ópticas.

Se considera que a inicios de los 90's el cable de cobre se utilizará sólo para distancias muy cortas, en aplicaciones de muy baja velocidad de transmisión y en sistemas donde su expansión esté limitada. Debido a su gran desarrollo se espera que las fibras ópticas para el año 2000 dominen completamente los sistemas de transmisión de señales a nivel mundial.

El desarrollo económico del programa de fibra óptica presentó una demanda de 275 millones de dólares en 1980, esperándose 6.5 billones de 1990 y 40 billones de dólares en el año 2000. Estas cantidades incluyen el valor del cable de fibra óptica, la interfase electrónica y los costos de planeación e instalación, tal y como se muestra en la figura (9.4). De los principales países productores y consumidores de equipo de fibras ópticas presentados en la figura (9.2), se espera que los Estados Unidos produzcan más de la mitad de estas componentes a finales de esta década.

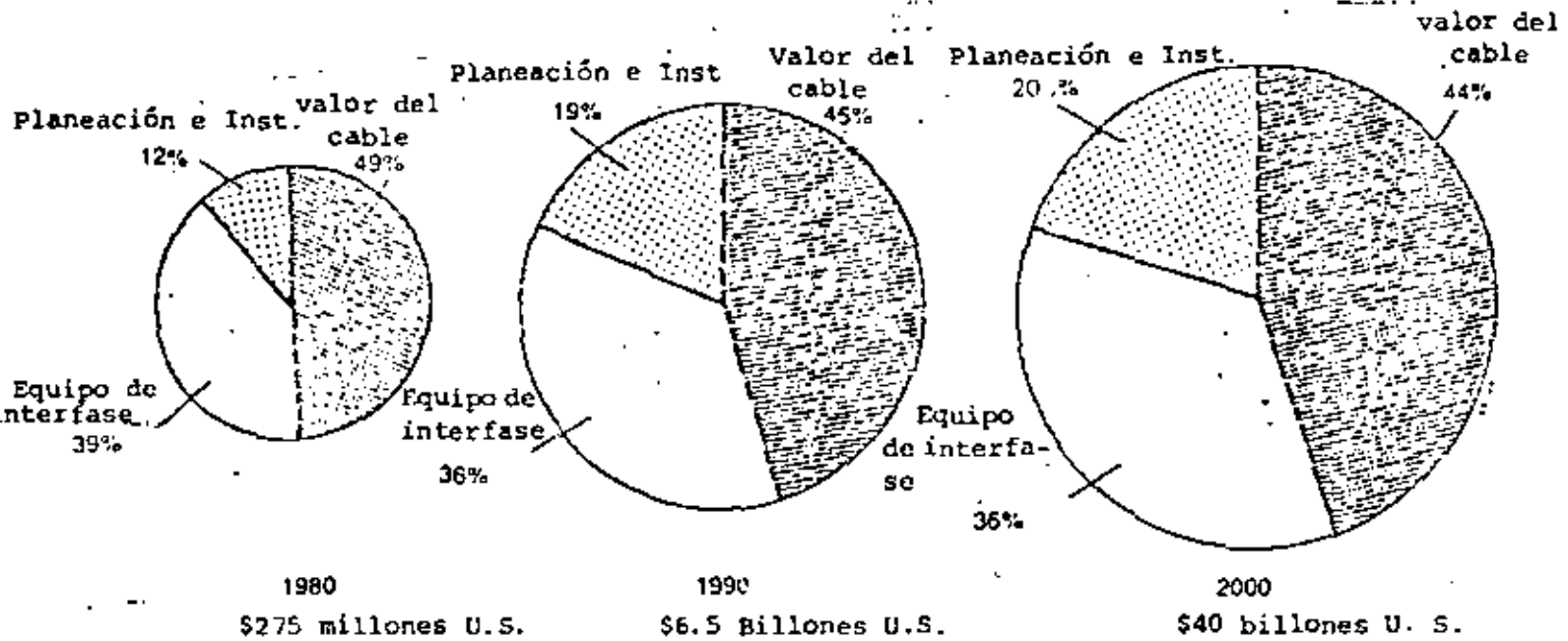


Figura (9.4). Demanda mundial del programa de fibra óptica

Las principales ventajas de las fibras ópticas que anteriormente han sido ya mencionadas y que condujeron a su demanda acelerada incluyen:

- . Un gran ancho de banda; capacidades de transmisión de billones de bits/seg disponibles a bajo costo a finales de los 80's.
- . Gran ancho de banda/volumen; órdenes de magnitud mayores de ancho de banda en un décimo de espacio.
- . Rápida disminución en los costos unitarios; en contraste con el fuerte incremento en los precios del cable de cobre.
- . Extremadamente bajas pérdidas; unos pocos dB por kilómetro con muy baja dispersión al final de esta década, con lo que se eliminará virtualmente el uso de los repetidores.
- . Libre de interferencia eléctrica.
- . Gran seguridad.

Expansión en la Capacidad de las Fibras Ópticas.

La capacidad de las fibras ópticas para la transmisión de datos continúa su avance hasta conseguir mejores capacidades en la relación de modulación. Comercialmente disponibles, fibras de índice gradual en este año pueden transmitir datos a 2 Gbits/seg para una distancia de 1 km. La capacidad de este tipo de fibra ha ido en aumento hasta alcanzar los 10 Gbits/seg/Km; tal y como se muestra en la figura (9.5). Estas mejoras han sido posibles gracias a la continua reducción de la dispersión de la luz en la fibra; debido a mejoras en el material y a controles en la fabricación más precisos, así como a la posibilidad de operación en longitudes de onda mayores.

La operación en el rango de 1.3 a 1.6 μm será sumamente factible a mediados de los 80's, mientras que la operación en el rango de 2-5 μm será una fuerte posibilidad en la década de los 90's.

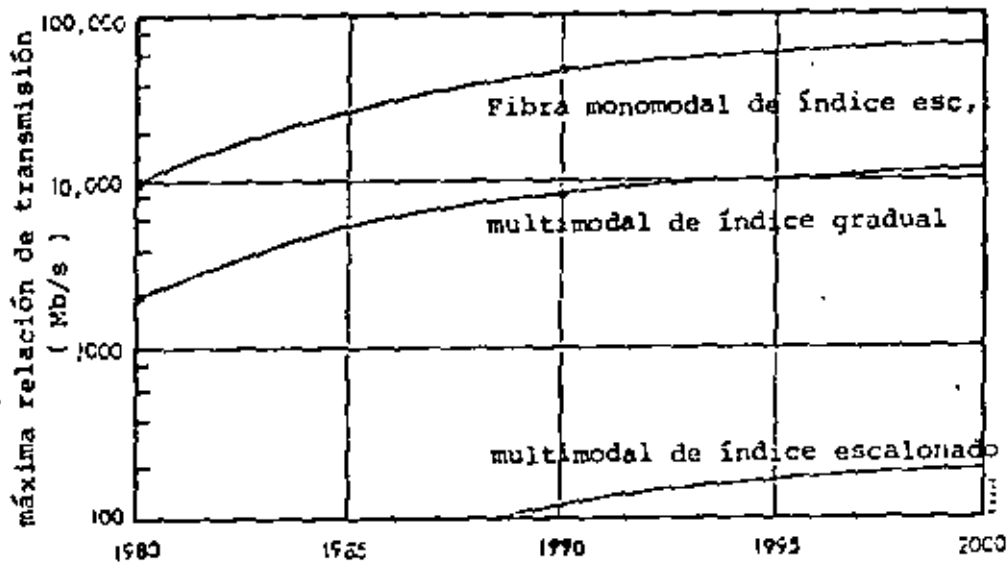


Figura (9.5) Tendencia en la razón de transmisión en las fibras ópticas.

Conforme la atenuación y dispersión de la fibra continúe disminuyendo, la separación entre los repetidores será cada vez mayor. Esta separación para el año 2000 se incrementará a 50 Km para una transmisión de Gbits/s en una fibra monomodal; con lo que virtualmente se eliminarán los repetidores a mediana distancia, excepto para enlaces continentales e intercontinentales, reduciendo con ello grandemente los costos y aumentando su aplicabilidad en enlaces de alta relación de modulación y para grandes distancias

Evolución en el Funcionamiento de las Fuentes Emisoras de Luz.

A partir de 1976 y hasta la fecha, se han conseguido avances sustanciales en el mejoramiento del tiempo de vida, potencia de salida, linealidad, patrón de radiación, eficiencia y otras características más en los emisores de luz de estado sólido. Estas mejoras continuarán en las 2 próximas décadas. La potencia de salida del diodo laser de doble heteroestructura de cintas (DHC) alcanzará varios watts en el año 2000, mientras que los diodos LED hemisféricos de bajo costo alcanzarán varias decenas de un watt en su potencia de salida; tal y como se muestra en la figura (9.6) para

dispositivos de laboratorio. En este mismo período, el tiempo de vida se verá incrementado, con lo que dejará de ser un elemento restrictivo en la planeación de los sistemas de fibra óptica.

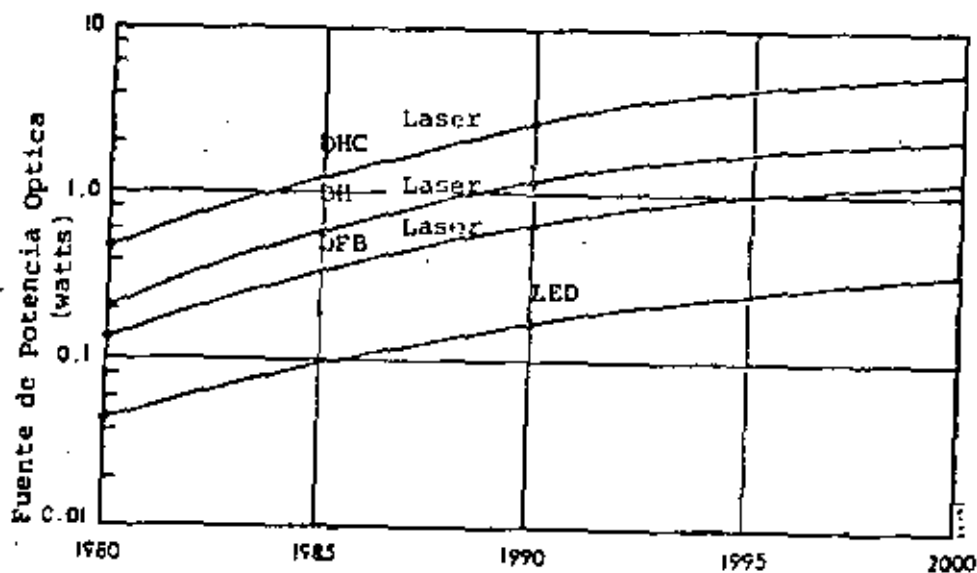


Figura (9.6) Tendencia en la potencia de salida de la fuente óptica.

En la actualidad los diodos laser presentan una vida garantizada de 10,000 hrs. Por la década de los 90's tendrán un tiempo de vida de 100,000 hrs (11 años); como se muestra en la figura (9.7).

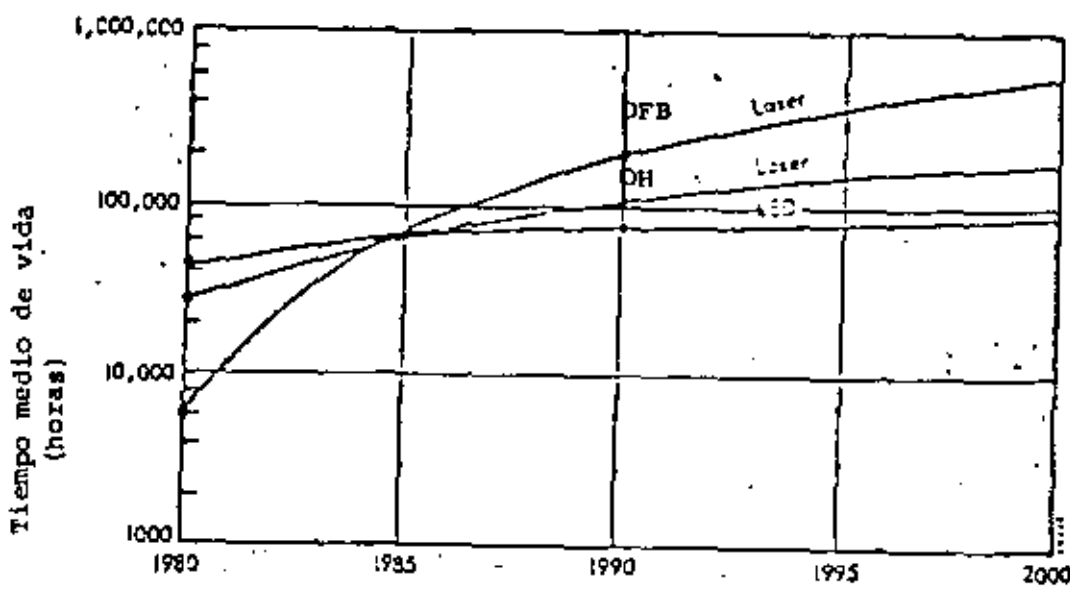


Figura (9.7) Tendencia en el tiempo de vida de las - fuentes ópticas.

Cabe mencionar que el desarrollo de los diodos laser y sus avances en el funcionamiento se consiguió a partir de los procedimientos seguidos en el mejoramiento de la ganancia, ancho de banda y factor de ruido de los transistores GaAsFET de microondas; entre los cuales se tiene:

- . Mejores materiales.
- . Controles más precisos en el proceso.
- . Entendimiento de los mecanismos de falla.
- . Mejorando el encapsulamiento, especialmente mejores asientos de temperatura en las uniones.

En la sección siguiente se presentarán en detalle las aplicaciones de las fibras ópticas en los sistemas de comunicación. Sin embargo, existen otras numerosas aplicaciones donde las fibras no se utilizan como medio de transmisión de señales; por ejemplo:

- . Visión de acceso remoto para instrumentación médica y militar. El mercado mundial en 1980 en este renglón fue de varios cientos de millones de dólares y con un fuerte cre-

- . cimiento en la actualidad.
- . Iluminación remota
- . Luz decorativa
- . Sensor de cambios en la temperatura, presión, radiación y otros fenómenos.

Como sensor de fibra óptica ha tenido una gran aplicación y un gran mercado potencial; como se ilustra en la figura (9.8) donde de un mercado inicial de 5 millones de dólares en 1980 se espera un incremento para el año 2000 de 700 millones de dólares.

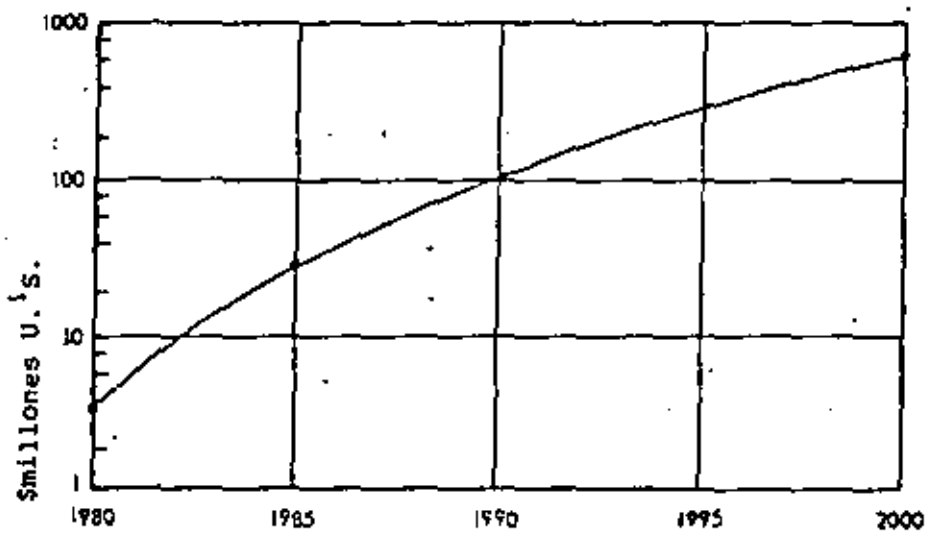


Figura (9.8) Demanda mundial en las componentes de fibra óptica en sistemas sensores

9.3 Aplicaciones de Fibras Ópticas.

Existen numerosas aplicaciones de los sistemas de fibras ópticas. Las mayores áreas de aplicación están en las telecomunicaciones (telefonía y telegrafía), automatización industrial y aplicaciones militares. En el área de servicio de datos las fibras ópticas pueden capturar una gran porción de la expansión del futuro mercado, el cual incluye aplicaciones en sistemas bancarios y aseguradoras (enlaces de multiterminales de computadora), siste-

mas electrónicos de correo, servicios de transportación (aviones, barcos, etc.), nuevas comunicaciones, etc. En el área de los sistemas de información visual, las fibras ópticas son sumamente atractivas para gráficas por computadora, transmisión de nuevos servicios fotográficos, micrográficos, videofóno, enlaces de televisión educacional (como en el caso de zonas rurales). Una descripción detallada de las mayores áreas de aplicación de las fibras ópticas se da en las siguientes secciones.

9.4 Aplicaciones en Telefonía

De acuerdo a las características de transmisión en la telefonía, como son ancho de banda del canal de voz, Multicanalización en División de Frecuencia para sistemas que transmiten señales analógicas y Multicanalización en División de Tiempo para el caso digital. Se tiene que la salida de cualquiera de los sistemas de multicanalización, pueden modular a un diodo LED o un diodo laser para efectuar la conversión de la señal eléctrica en una señal de luz, y de esta manera enviar la información de la portadora a través de las fibras ópticas, teniéndose las siguientes aplicaciones:

Enlaces Urbanos

De manera general, las distancias de transmisión son del orden de la decena de kilómetros y mediante el uso de la fibra óptica, pueden salvarse sin el uso del repetidor para las capacidades previstas: 2,8 y 34 Mbit/s. Este punto es importante ya que la instalación de un repetidor en un medio urbano implica problemas económicos y técnicos. La fibra óptica permite utilizar la infraestructura existente y evita así la construcción onerosa de salas de repetidores, eliminando al mismo tiempo los procedimientos de telealimentación y telesupervisión. Además, limita únicamente a los extremos las operaciones de mantenimiento de los componentes optoelectrónicos.

Enlaces a Larga Distancia

Para la red interurbana, los factores que se buscan en primer lugar, con la utilización de las fibras ópticas, son las reducidas pérdidas y la anchura de banda pasante. Aumentando el intervalo entre repetidores, se disminuye el costo del sistema y se dispone de una latitud mayor para el emplazamiento de los repetidores y del trazado del enlace, lo que permite por ejemplo, evitar el paso de lugares con alto riesgo de corte accidental del cable óptico. Para las velocidades de transmisión actualmente comerciales, los pasos de regeneración que son del orden de 10 Km para una longitud de onda de emisión de 0.85 μm , rebasarán fácilmente los 40 Km con componentes optoelectrónicos que funcionen alrededor de 1.3 μm ; lo cual se vislumbra para un par de años más.

Empalme de abonados

Si se limita el servicio del abonado cambiando única y exclusivamente el par de cobre por una fibra óptica, la comparación, a servicio igual es del todo desfavorable a ésta última; en efecto, al propio precio de la fibra y al valor agregado del cableado hay que añadir el costo de las componentes optoelectrónicas de extremidad, lo que, incluso con previsiones a plazo mediano, sobrepasa el precio de una línea típica por par de cobre.

En cambio, si se pone a disposición del abonado servicios futuros (videofono, teledistribución) "que consumen" banda pasante, el par simétrico resultará inadecuado, con lo que habrá que sustituirlo por el cable coaxial. En esta situación, la comparación favorece a la fibra óptica. Esta ventaja económica se ve reforzada por las facilidades de colocación del cable óptico y por las facilidades de operación brindadas por la multicanalización en frecuencia o en tiempo de las diferentes señales en la misma fibra.

Del mismo modo, la evolución hacia una digitalización total de la transmisión hasta incluso el abonado, refuerza el interés de las

fibras ópticas a este nivel.

9.5 Aplicaciones en Sistemas de Transmisión de Video.

Una aplicación muy interesante de las fibras ópticas, es la realización de una red interactiva de video que permita la comunicación por televisión entre un abonado y otro, o entre un abonado y una central; tal y como se muestra en la figura (9.9), lo cual tiene la posibilidad de ofrecer diversos servicios.

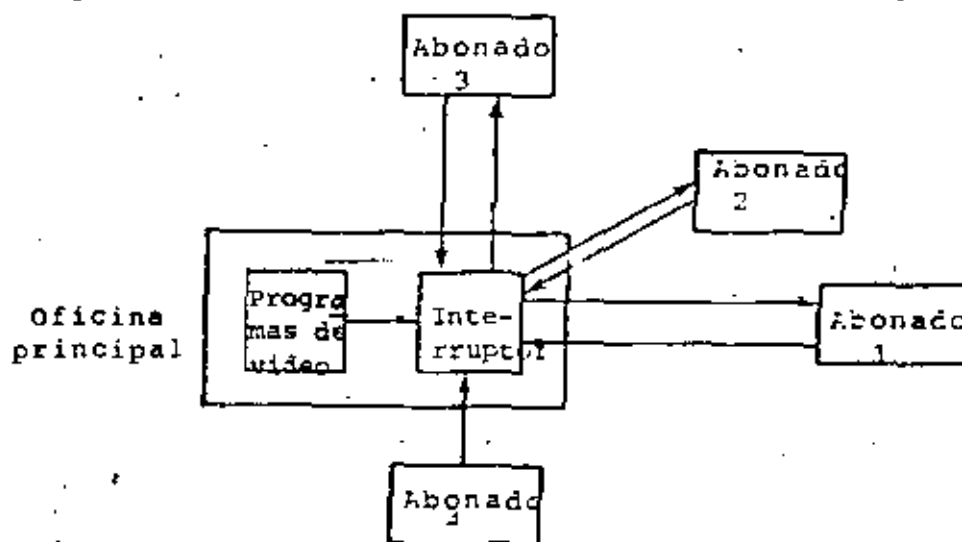


Figura (9.9) Red interactiva de video

Ejemplos de éstos pueden ser los servicios interactivos detectores de humo y calor que a su vez alertarían automáticamente el servicio de bomberos. Servicios para alertar la atención médica ya sea para el caso de primeros auxilios o de rescate para una transportación inmediata a un hospital. La automatización de esta clase de servicios se consigue acoplando todos los dispositivos de uso interactivo (detectores, alarmas, etc.) a una computadora central, la cual registrará las señales de alarma y alertará automáticamente al servicio apropiado (policía, médicos o bomberos).

Obviamente, esta aplicación demandará un sistema de comunicación con un ancho de banda superior al usado en telefonía; lo que su-

giere el uso de la fibra óptica, ya que ésta presenta una gran ventaja comparada con el cable coaxial debido a su mayor ancho de banda y gran capacidad multicanal.

Actualmente, el mercado mundial de estos servicios interactivos se encuentran en pleno desarrollo; los principales países que los utilizan son Canadá, Estados Unidos, Japón y parte de Europa; se espera que con el avance de la tecnología de los sistemas de fibra óptica y con el abatimiento de sus costo, se generalice más el uso de esta aplicación de la comunicación óptica.

Un ejemplo práctico de este servicio, es el presentado por la NTT (Nippon Telephone & Telegraph) en un sistema de transmisión de video de 4 MHz, consistente de un codificador y decodificador PCM diferencial de 32 Mb/s, conversores electro-ópticos y óptico-eléctricos, y de un repetidor intermedio, como se muestra en las figuras (9.10) y (9.11). En este sistema el código de transmisión es un RZ unipolar con una codificación de video de 4 bit/palabra DPCM, usando un LED de GaAs como fuente óptica, como detector óptico un fotodiodo de avalancha de silicio y con una fibra óptica de índice escalonado de apertura numérica de 0.14 y de 8 dB/Km de pérdidas.

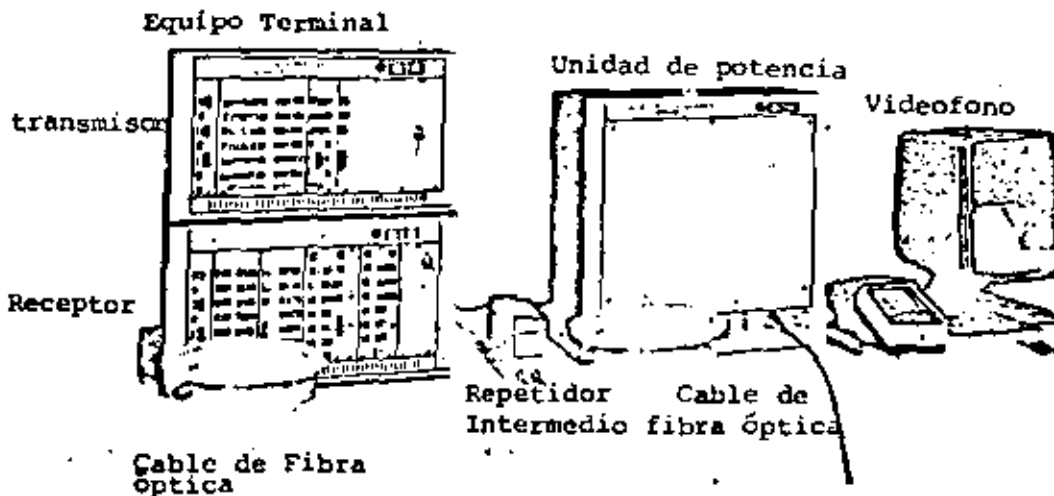


Figura (9.10).- Fotografía de un sistema transmisor de video.

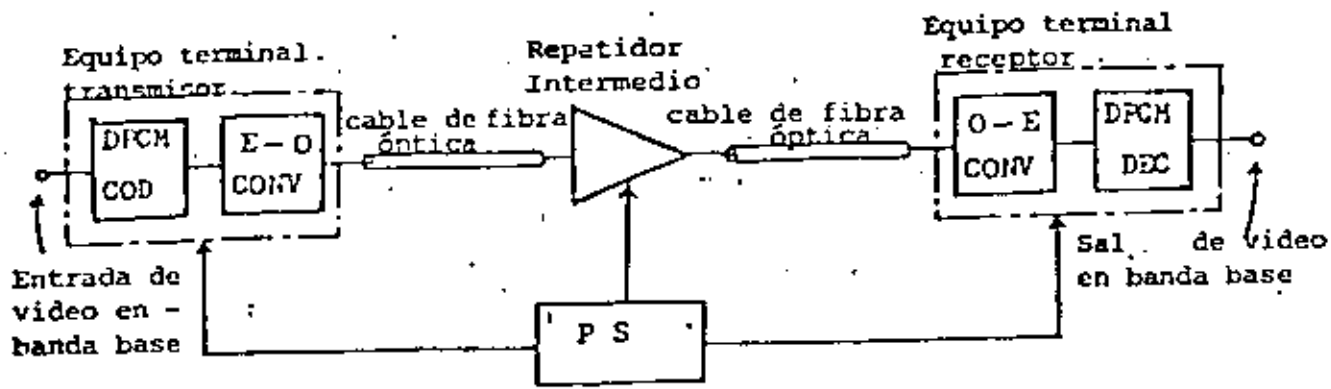


Figura (9.11) Diagrama a bloques de un sistema transmisor de video.

9.6 Aplicaciones en Computadoras

La industria de las computadoras rápidamente identificó las ventajas de las fibras ópticas para la realización de enlaces que fueran inmunes a la interferencia electromagnética, con un gran ancho de banda y con una alta confiabilidad en la transmisión de datos. Estos enlaces se aplicarían para comunicar unidades del sistema de computadora, ya sea en gabinetes adyacentes o distribuidos por todo el local. Puesto que las distancias son pequeñas, como emisor puede seleccionarse un diodo LED y un diodo PIN como fotodetector.

En estos sistemas, se requieren altas velocidades de transmisión y pequeña probabilidad de error. Valores típicos son 200 Mgb/s de velocidad y 10^{12} como probabilidad de error. El pequeño espacio requerido para la fibra comparado con el cable coaxial, y la eliminación de errores debido a las diferencias de potencial y a las trayectorias de tierra son las principales ganancias de este sistema al utilizar la fibra óptica.

La mayoría de los enlaces de computadoras son menores a 3 Km, por lo tanto, no es necesario el uso de repetidores; con lo que los costos se reducen considerablemente. Esta aplicación puede extenderse a enlaces más largos entre terminales remotas y la computadora central o entre computadoras colocadas en diferentes edificios o ciudades, ya que las ventajas se conservan si es necesario el uso de repetidores, para distancias mayores a 12 Km con la tecnología actual de 0.85 μ m de longitud de emisión.

No obstante el mercado de fibra óptica en esta aplicación es el de menor desarrollo comparado con los anteriores, se espera que para 1986 todos los enlaces entre computadoras ocurran completamente utilizando componentes ópticos.

9.7 Aplicaciones en Sistemas de Potencia

En la actualidad los sistemas de comunicación por fibras ópticas

ofrecen ventajas para su aplicación en los sistemas eléctricos de potencia, en aspectos como son la medición, control y comunicación entre diversos puntos de una red perteneciente al sector eléctrico.

Dichos sistemas de potencia requieren de efectivos métodos de comunicación para un adecuado funcionamiento; aspectos como los datos referentes al estado de la red, la información para el control de la planta de generación y transmisión, la utilización de códigos de protección para operar los circuitos de interrupción. En caso de fallas del sistema y enlaces telefónicos entre estaciones y subestaciones eléctricas, permiten un campo bastante amplio de aplicación en este sector.

El sector eléctrico se auxilia de diferentes sistemas de comunicación, entre los que destacan el sistema OPLAT (onda portadora en líneas de alta tensión) y la transmisión de señales de radio en la banda de UHF, principalmente.

Desgraciadamente, estos sistemas se encuentran altamente influidos por el ruido producido por las líneas de alta tensión, requieren de la utilización de dispositivos de protección contra aumentos de potencial en las estaciones eléctricas, y además de ser dependientes de algunos disturbios atmosféricos.

Es por ello que la aplicación de las fibras ópticas en la comunicación de estaciones eléctricas es muy necesaria ya que su alta inmunidad a la interferencia electromagnética; su aislamiento dieléctrico y su resistencia a altas temperaturas, le permiten su utilización en enlaces dentro de subestaciones eléctricas, a niveles de inducción electromagnética bastante fuertes, donde los cables de conductores metálicos son poco confiables.

Los problemas que actualmente presenta esta aplicación son relativos al desarrollo de repetidores adecuados para niveles de alta inducción electromagnética, y protegidos contra transitorios de la línea. También surge el problema de la alimentación de dichos re-

petidores y de monitoreo de todo el sistema en general.

Por lo tanto, se espera que la aplicación de la tecnología de longitud de onda de emisión de 1.3 μm permita la disminución de repetidores y al mismo tiempo aumentar la tasa de transmisión y consecuentemente el número de canales disponibles.

9.8 Conclusiones

Como se ha mencionado, la economía de las fibras ópticas en su continuo crecimiento desde la década anterior tiende a dominar al mercado mundial de las comunicaciones alámbricas en un futuro muy próximo, ya que a partir de este año, los costos de los sistemas de fibra óptica inician su abatimiento debido a un incremento sustancial en sus volúmenes de producción y a una mayor competencia en el mercado. Además de esto, las tendencias de desarrollo de esta nueva tecnología son muy amplias e inmediatas; como lo demuestra el hecho de que actualmente los japoneses experimentan con una fibra óptica monomodal en la región de 1.3 μm , y no es remota la fabricación en serie en esta región de emisión. Estas tendencias técnico económicas hacen que los sistemas de fibra óptica tengan una aplicación muy variada tanto en los sistemas de comunicación, como en los sistemas no de comunicación. En suma, la consolidación y comprobación de las grandes ventajas de las fibras ópticas, eliminan el temor por ser una tecnología nueva de su aplicación en las diferentes áreas tratadas en este capítulo.

- 20 -

R E F E R E N C I A S

- 1.- Montgomery J.D y F.W. Dixon. 1981. Fiber Optics to the Year 2000. Fiber and Integrated Optics. 3 (4): 323-327
- 2.- Martínez P.F. y E. Navarro M. 1982. Sistema de Comunicación - por Fibra Optica entre Subestaciones Eléctricas un Enlace Experimental. Tesis de Licenciatura de Ingeniero en Electrónica y Comunicaciones. ESIME: 133-147.
- 3.- Elion G.R. y H.A. Elion. 1978. Fiber Optics in Communications Systems. Marcel Dekker Inc. New York: 195-214.
- 4.- Okura K., J. Yamagata, S. Senmoto, Y. Minejema y M. Kunita. -- 1975. A Video Transmission System Fibre Cable. Optical Fibre - Communication IEE Conference Publication Number 32: 188-190.
- 5.- Van Meter L. 1981. A Bright Future for Fibre Optic Sensor Systems. IFOC. 2(2): 19-23
- 6.- Mc Caskell R. 1980. Local Computer Networks are Realistic with Fiber Optics. IFOC. 1(1): 28-37.



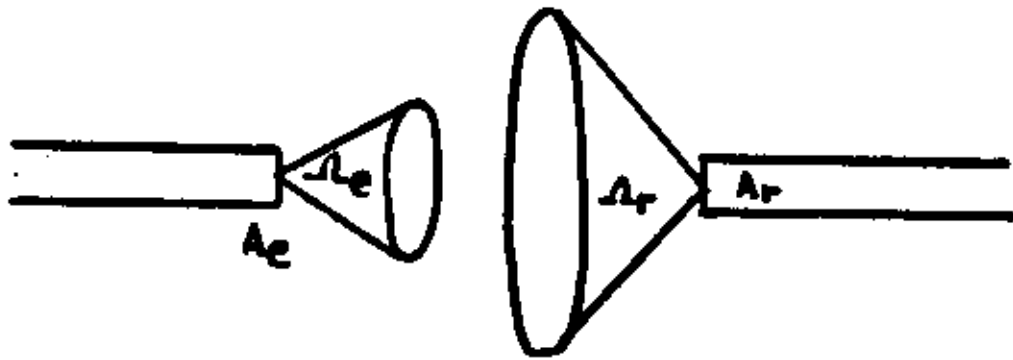
**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

TELECOMUNICACIONES VIA FIBRAS OPTICAS
TEORIA Y APLICACIONES

TRANSFERENCIA DE POTENCIA EN SISTEMAS OPTICOS

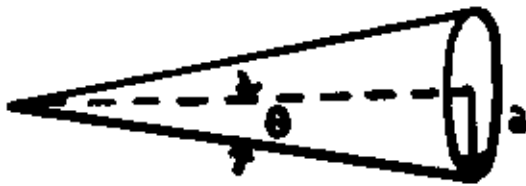
MARZO, 1984.

TRANSFERENCIA DE POTENCIA EN SISTEMAS OPTICOS.



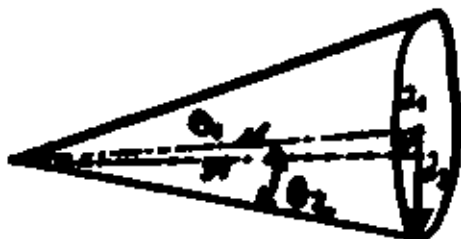
ángulo sólido $\Omega = \frac{A}{R^2}$

Cono circular de medio ángulo θ

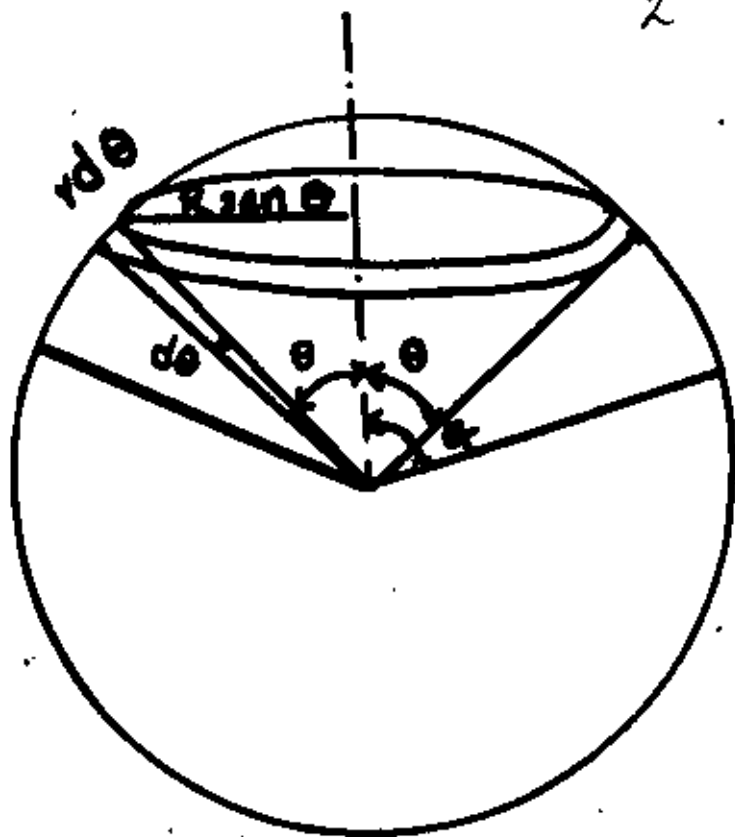


$$\Omega = \frac{\pi r^2}{R^2} \approx \frac{\pi (R\theta)^2}{R^2} = \pi \theta^2$$

Cono eliptico



$$\Omega = \pi \theta_1 \theta_2$$



$$d\Omega = \frac{dA}{R^2} = \frac{2\pi R \sin \theta R d\theta}{R^2}$$

$$= 2\pi \sin \theta d\theta$$

$$\Omega_c = \int_0^{\theta_c} 2\pi \sin \theta d\theta = 2\pi (1 - \cos \theta_c) (S_r)$$

$$\Omega_c \approx \pi \theta_c^2 (S_r)$$

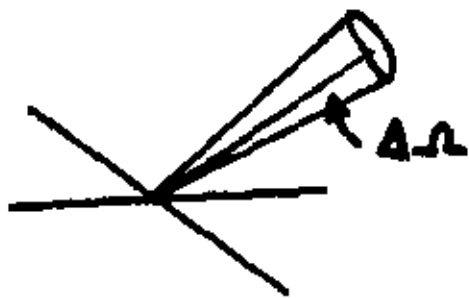
Ahora, la fuente emite con un patrón de Intensidad

$$I(\theta) = \frac{\Delta P}{\Delta \Omega}$$

$$J(\theta) = J_0 \cos^2 \theta \quad \text{Fuentes conocidas.}$$

Considerando el área:

$$B = \frac{J(\theta)}{A(\theta)} = \frac{\Delta P}{A(\theta) \Delta \theta}$$



$$A(\theta) = A_e \cos \theta$$

$$B = \frac{J_0 \cos^3 \theta}{A_e \cos \theta} = \frac{J_0}{A_e} \cos^2 \theta = B(\theta)$$

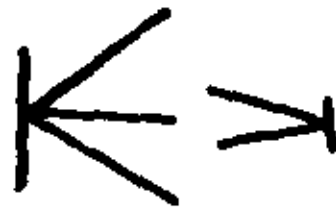
Para que se cumple la ley de conservación de la energía en un sistema óptico

$$B_1 d\Omega_1 = B_2 d\Omega_2$$

$$\Omega_e A_e = \Omega_r A_r$$

CASO 1:

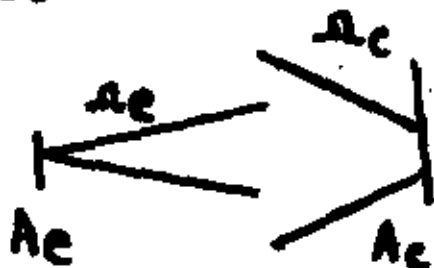
$$\text{Si } A_e > A_r \\ \Omega_e > \Omega_r$$



$$P_e = B_e A_e \Omega_e$$

$$\frac{P_e}{P_e} = \frac{A_r \Omega_r}{A_e \Omega_e}$$

CASO 2:



$$A_e < A_r \\ \Omega_e < \Omega_r$$

$$P_e = P_r = B_e A_e \Omega_e$$

CASO 3

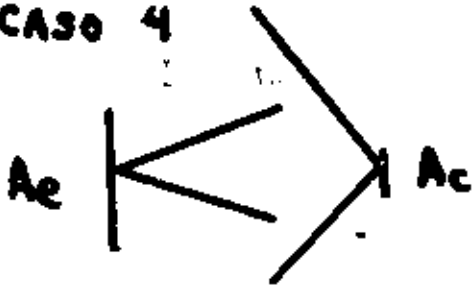
$$A_e < A_c$$

$$\Omega_e > \Omega_c$$

$$\frac{P_c}{P_e} = \frac{\Omega_c}{\Omega_e}$$



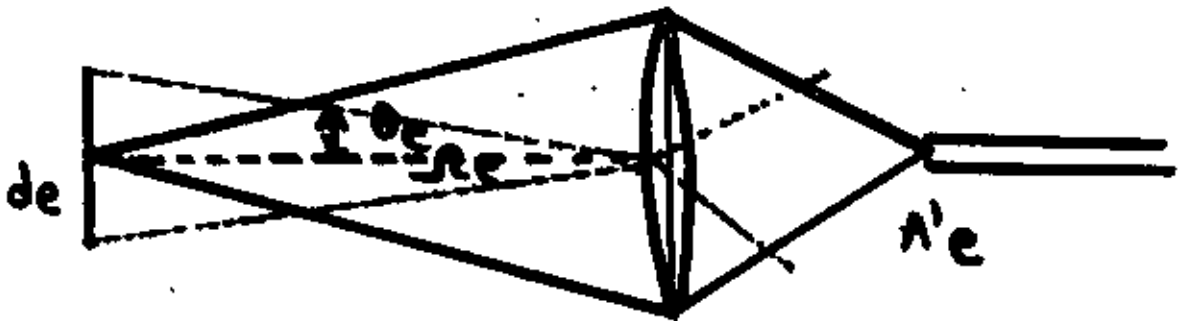
CASO 4



$$\frac{P_c}{P_e} = \frac{A_e}{A_c}$$

$P_e = B_e A_{min} \Omega_{min}$ Formula general.

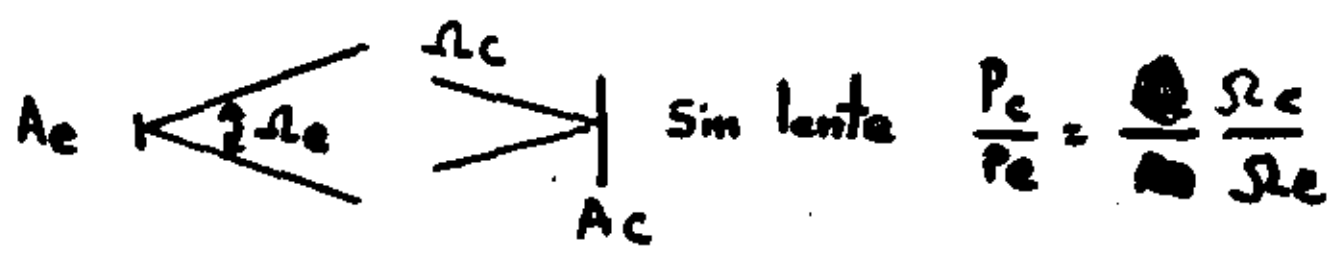
Con optica:



$$P_c = P_e \frac{A_c}{A_e} = P_e \frac{\Omega_c A_c}{A_e A_c}$$

igual que sin optica

utilizando lentes



Si se afoca para aumentar A_e hasta $A_e = A_c$



Si $\Omega_e \leq \Omega_c$ $\frac{P_c}{P_e} = 1$ y $A_e' < A_c$

$P_c = P_e S_{min}$

Tecnología de la fibra óptica:

Sistema óptico de transmisión de vídeo

La transmisión de un canal vídeo de color con dos canales de sonido asociados se ha simplificado considerablemente con la introducción de un nuevo sistema óptico de transmisión de vídeo, que elimina los inconvenientes para esta aplicación de los sistemas de cable coaxial y por microondas.

B. Rhomberg

Standard Telephone and Radio AG,
Zürich, Suiza

Introducción

Uno de los primeros productos comerciales de fibra óptica es el OVID, sistema de transmisión Óptica de Vídeo cuya producción ha emprendido recientemente STR (Standard Telephone and Radio). El equipo OVID tiene una enorme gama de aplicaciones en compañías productoras de televisión y en organizaciones industriales y educativas, entre las que se destacan enlaces entre estudios, enlace entre estudio y transmisor y enlace entre antena y centro de distribución, así como sistemas de vigilancia en entornos normales y hostiles, enlaces de teleconferencia, etc. El sistema reúne los requisitos normalmente exigidos a un sistema de transmisión unidireccional de vídeo con una alta calidad, gran alcance y facilidad de manejo, con la peculiar inmunidad de las fibras ópticas a interferencias electromagnéticas.

El sistema admite un canal de vídeo en color y dos canales de audio de banda ancha asociados, transmitidos por una sola fibra óptica de índice gradual de 50/125 μm . Cuando se necesita una señal con calidad de estudio, tiene un alcance máximo de 8 km; en aplicaciones menos exigentes, por ejemplo de supervisión, el alcance aumenta hasta los 12 km.

Consideraciones generales

En 1978 los diseñadores de STR descubrieron que era posible aplicar la tecnología de fibra óptica a la creación de un sistema de transmisión de vídeo que mejorase las características de los sistemas de cable coaxial y microondas en muchas de sus aplicaciones con equipos móviles o fijos.

Los cables coaxiales se han utilizado tradicionalmente para transmisión de vídeo

a cortas distancias, y los enlaces por microondas para salvar distancias mayores. Los enlaces por cable coaxial, dependiendo de su diámetro, cubren distancias desde los centenares de metros hasta unos 2 km.

Para cumplir los requisitos de ausencia de interferencias en la señal de vídeo, los cables coaxiales, por lo general, se recubren con un apantallamiento especial, que los hace voluminosos, pesados y difíciles de manejar, con las consecuentes desventajas en las instalaciones móviles. La temperatura y la humedad pueden afectar a los parámetros de transmisión de cable, lo que exige ciertos ajustes; en algunos casos hay que hacer tomas de tierra especiales para proteger de los rayos al personal y a los equipos.

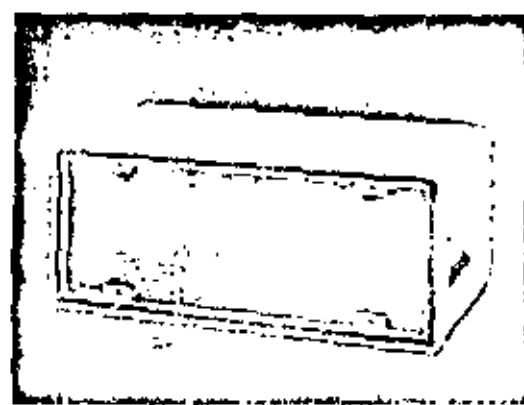
En el caso de los enlaces de microondas, se requiere visión directa entre el transmisor y el receptor. Se debe elegir una banda de frecuencias adecuada para evitar así interferencias mutuas con otros servicios. Si se tienen que transmitir varios canales en paralelo, la anchura de banda requerida aumenta considerablemente. Además, ciertas condiciones topográficas desfavorables pueden empeorar la transmisión.

Con un sistema de transmisión de vídeo por fibras ópticas pueden resolverse los problemas mencionados, debido a su bajo peso, gran flexibilidad, perfecto aislamiento eléctrico y completa inmunidad a interferencias electromagnéticas.

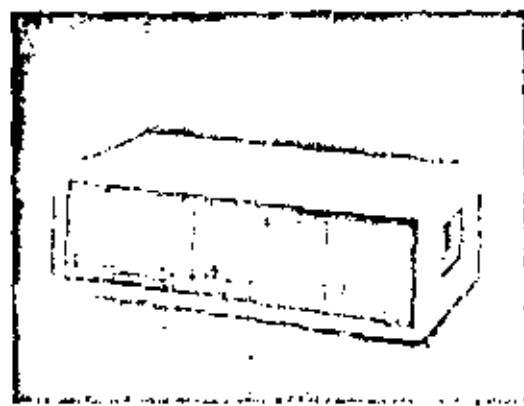
Descripción del sistema

El sistema OVID existe en dos prácticas y equipos diferentes: el OVID 1, portátil, y el OVID 2, montado en bastidores para instalaciones fijas. Quizá las características técnicas más notables del sistema sean las siguientes, relativas a la señal de vídeo:

Transmisor OVID en caja hermética de alta resistencia.



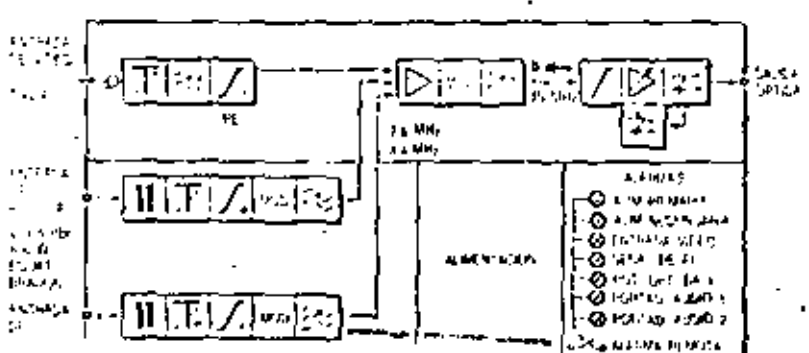
Receptor OVID.



- Ganancia diferencial menor que el 1%.
- Diferencia de fase menor que 1%.
- Pérdidas ópticas entre 13 y 31 dB, para una relación señal-ruido ponderada de 65 dB. Este margen depende de la fuente luminosa y el diodo receptor que se elija.

En instalaciones portátiles (OVID 1), el transmisor y el receptor se alojan en cajas separadas, las cuales pueden ser simples cajas de acero, o cajas estancas de acero, resistentes a choques y sujetas a especificaciones militares, que proporcionan una excelente protección contra impactos y humedad durante el transporte. Esta configuración modular tiene interés en una amplia gama de aplicaciones, y en particular en exteriores, como sucede en la cobertura de noticias y acontecimientos deportivos con unidades móviles.

Figura 1 Diagrama de bloques del transmisor OVID.



Para instalaciones fijas existe una versión sobre armazón de 19 pulgadas (483 mm) con seis unidades de altura, en el que se alojan tres transmisores o receptores, junto con su correspondiente fuente de alimentación y unidades de alarma. Esta configuración es adecuada únicamente para situaciones en las que resulte difícil la propagación en línea recta (por ejemplo, en ciudades).

Ambas opciones ofrecen todas las ventajas de la transmisión óptica: delgadez y flexibilidad del cable, insensibilidad a los campos electromagnéticos, aislamiento galvánico y posibilidad de operar en un margen amplio de temperaturas ambientales.

Las exigencias de alta calidad de la señal impidieron la transmisión directa en banda base y la modulación de impulsos en fase, optándose, pues, por la utilización de una subportadora modulada en frecuencia para modular la fuente de luz. Se consideraron varios condicionantes antes de elegir la frecuencia de la subportadora de 35 MHz. Una frecuencia demasiado alta (por ejemplo, 70 MHz) podría causar problemas con la dispersión de la fibra para distancias largas, mientras que una frecuencia demasiado baja podría afectar a la linealidad por superposición del espectro. Además, se exige linealidad a todas las unidades, ya que se espera que la mayoría de los clientes demanden varios sistemas y por ello todas las unidades han de ser completamente intercambiables entre sí, es decir, cualquier transmisor podrá conectarse con cualquier receptor. También debe poderse reemplazar cualquiera de las unidades sin afectar a las características. Todo ello implica que las unidades deben probarse y ajustarse en fábrica. Sólo existen instrumentos de prueba con la calidad necesaria para las frecuencias de 35, 70 y 140 MHz.

Transmisor

La figura 1 es un diagrama de bloques del transmisor OVID. La señal de video de entrada pasa, a través de un atenuador ajustable, a un filtro de video con compensación de retardos cuya respuesta es plana en una banda de frecuencias de 6 MHz. A continuación pasa por una red de preacentuación, de acuerdo con la Recomendación 405-1 del CCIR. La señal de video se combina con las dos subportadoras de audio en el amplificador de entrada al modulador. El modulador consta de dos osciladores controlados por voltaje y un mezclador, en el que se produce una señal de frecuencia intermedia (FI) de 35 MHz. Los osciladores están compensados en temperatura, ase-

gurándose así una alta estabilidad de la señal de FI. Todos los armónicos de la señal FI y otras componentes espurias se eliminan mediante un filtro paso banda. La señal de FI pasa por un limitador, se amplitifica y se utiliza luego para modular un láser de onda continua. La señal luminosa del láser se acopla a una fibra óptica para ser guiada hasta el conector óptico, situado en el panel frontal. La luz procedente de la cara trasera del láser se utiliza para controlar la potencia de salida y supervisar la operación. La potencia media de salida del láser puede reducirse en 15 dB mediante un conmutador en el panel frontal, evitando así la saturación en enlaces de pequeña longitud.

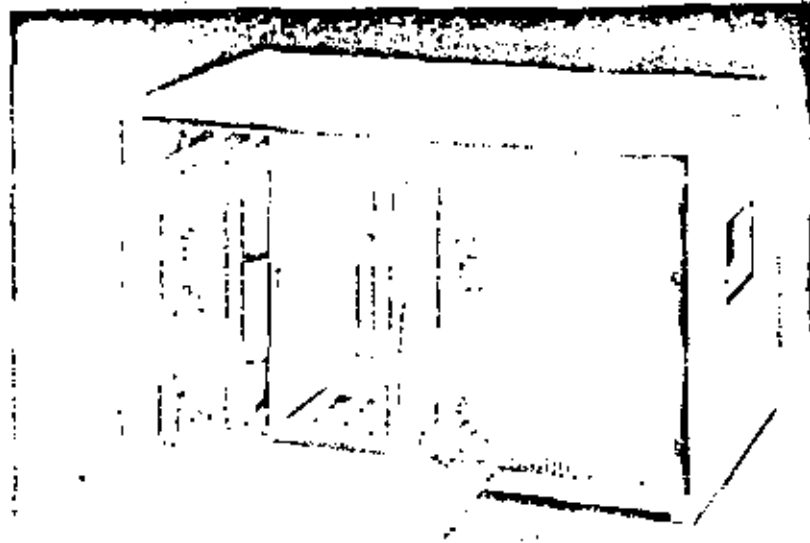
Si en vez de láser se utiliza un LED (diodo electroluminiscente) éste puede modularse directamente por la señal de FI amplificada. Un circuito especial compensa la baja frecuencia de operación del LED con objeto de reducir la distorsión de no linealidad. Cuando se utiliza un LED, la potencia media de salida es unos 18 dB más baja que con un láser, lo que junto a la mayor anchura espectral de la luz emitida, limita el alcance a un máximo de 3 km, dependiendo de la relación señal-ruido exigida.

Receptor

En la figura 2 se muestra un diagrama de bloques del receptor. La señal luminosa de entrada se acopla al fotodetector PIN a través de un conector óptico y un hilo de fibra. La fotoconiente resultante se amplifica mediante un amplificador de transimpedancia compensado en frecuencia, y pasa al amplificador principal a través de un filtro paso banda. El control automático de ganancia de este amplificador mantiene independientes de la ganancia a todas las potencias características de la señal que afectan a la linealidad. Al amplificador le sigue un ecualizador diferencial de fase.

Para aplicaciones de larga distancia se utiliza un fotodetector de avalancha en lugar de un PIN. En este caso, un circuito sensible a la temperatura y al nivel de la señal recibida ajusta automáticamente el voltaje de polarización para obtener una ganancia de avalancha óptima. El nivel máximo de señal óptica no debe exceder los -20 dBm por ser 10 el valor mínimo práctico del factor de multiplicación; una potencia de entrada mayor podría incrementar la distorsión no lineal. Al ser posible reducir la potencia del láser del transmisor, se puede mantener el margen óptimo de potencias para cortas distancias.

La señal amplificada se demodula, y la señal de vídeo resultante se pasa por un



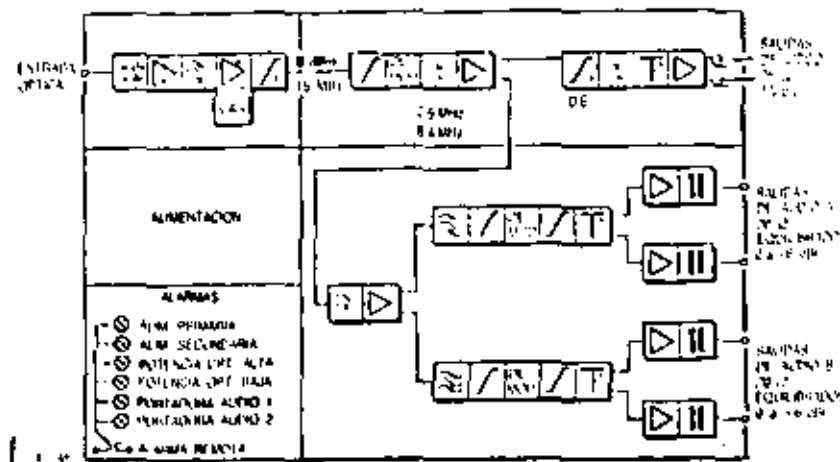
Caja normalizada para el equipo OVID 2.

filtro y se amplifica. El preamplificador de vídeo tiene dos salidas independientes, una para la señal de vídeo y la otra para los dos subportadoras de audio. La señal de vídeo pasa por una etapa de desacentuación a un filtro de vídeo compensador de retardos, en cuya salida ya están suprimidas las subportadoras de audio. La ganancia del sistema se regula gracias al atenuador ajustable de salida. La señal de vídeo aparece en dos salidas independientes, lo cual permite su envío a dos destinos diferentes o una supervisión en paralelo.

Canales de audio

Además del canal de vídeo, el sistema OVID permite la transmisión de dos canales de audio sobre la misma fibra óptica. Cada transmisor y receptor de audio va montado en su propia placa impresa. Los circuitos son idénticos para los dos canales, excepto para la subportadora. Ambas señales son coherentes en fase para posibilitar su transmisión en estereofonía.

Figura 2 Diagrama de bloques del receptor OVID.



En la parte de transmisión de audio, el transformador de entrada convierte la señal equilibrada en otra no equilibrada y protege los circuitos de los picos de tensión que puedan aparecer en la línea. Sigue una etapa de preacentuación según la Recomendación J.17 del CCITT, la cual puede precentuarse en la placa de circuito impreso. Las pérdidas de preacentuación a 500 Hz son de 6,5 dB respecto de la señal no preacentuada (de acuerdo con la Recomendación J.31 del CCITT). En un modulador de vídeo moderno, la subportadora se modula en frecuencia por la señal de audio.

En el receptor de audio, las dos subportadoras de audio se separan de la señal de vídeo mediante filtros paso bajo. Cada subportadora pasa después al demodulador a través de un filtro paso banda compensado en fase. Las señales demoduladas se amplifican, excitando luego dos amplificadores de salida independientes, cuyas salidas están equilibradas y protegidas contra sobretensiones en la línea. La desacentuación, proceso inverso a la preacentuación en la transmisión, puede también precentuarse. El nivel de salida puede ajustarse bien a 0 o a 6 dB mediante el atenuador de salida. Puede hacerse un ajuste más fino en pasos de 0,2 dB entre los valores aleatorios, reemplazando los valores en la placa impresa.

Fuente de alimentación

El sistema OVID 1 contiene una unidad de alimentación que acepta una escala de voltajes de entrada, bien de la red (110 ó 220 V) o de batería (12 ó 24 V), con amplias tolerancias sobre los valores nominales. El sistema OVID 2 se alimenta de baterías de 48 V.

Supervisión y alarmas

Tanto el transmisor como el receptor están provistos de varias señales de alarma para facilitar su utilización y la localización de fallos. La presencia de alimentación de entrada y de los voltajes correctos de alimentación interna se indica mediante diodos luminosos verdes. En el transmisor se supervisan la señal de entrada de vídeo, el modulador de FI y la fuente luminosa, así como los dos moduladores de audio si se usan los canales de audio. En el receptor se detectan e indican niveles bajos o altos de señal óptica de entrada, y el fallo del demodulador de audio.

Tanto el transmisor como el receptor disponen de una conexión para el envío de una indicación de alarma a un centro de control remoto.

Influencia de las pérdidas de señal óptica

Se investigó la influencia de las pérdidas de señal óptica sobre todas las características de vídeo y de audio, insertando un atenuador ajustable continuo entre el transmisor y el receptor. Durante las medidas no se hizo ningún reajuste del equipo. En la figura 3 se muestra el efecto de las pérdidas ópticas sobre la relación señal-ruido, donde el ruido se ha ponderado de acuerdo

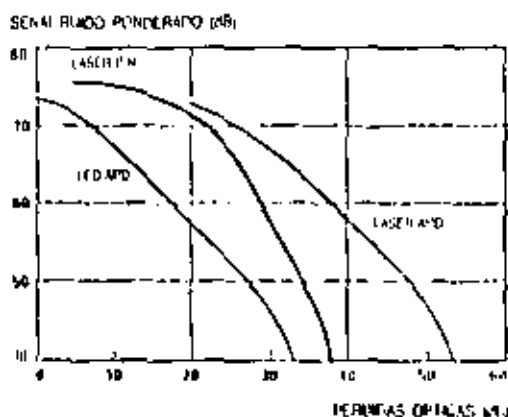


Figura 3
Relación señal-ruido ponderado en función de las pérdidas ópticas.

con la Recomendación 567 del CCIR. Sin ponderación, los resultados empeoraron en unos 9,5 dB en la banda de frecuencias de 10 kHz a 5 MHz.

Cuando la relación señal-ruido sobrepasa los 70 dB, predomina el ruido de la fuente. Entre 45 y 70 dB, el ruido térmico es el efecto más intenso si se utiliza un fotodiodo PIN, mientras que con fotodetector de avalancha los factores limitativos son el ruido cuántico y el de multiplicación. El umbral de modulación de frecuencia causa una bajada brusca por debajo de los 45 dB.

El ruido en los canales de audio es similar al ruido de vídeo, siendo de $-54 \text{ dB} \cdot \text{Ops}^*$ para una relación señal de vídeo a ruido de 65 dB, con una señal de barras de color en el canal de vídeo. Las medidas se hicieron conforme a la Recomendación 468-2 del CCIR. Los resultados para potencias de ruido sin ponderar, en una anchura de banda de audio de 25 kHz, mejoraron en unos 3,5 dB a los obtenidos con la ponderación.

También se midieron las distorsiones lineal y no lineal. Las variaciones de la ganancia y fase diferenciales fueron pequeñas en una gama de pérdidas amplia. Los resultados superaron al 1% y a 0,5%.

* Potencia de ruido medida al nivel de referencia utilizando la notación de potencia en dBm, la cual se define de esta forma: 1 mW en un ancho de banda de 400 Hz de referencia es +30 dBm.

respectivamente, en el margen de 6 a 26 dB para el receptor con fotodiodo PIN y de 20 a 33 dB para el receptor con fotodiodo de avalancha. A niveles altos de señal de entrada, el aumento de distorsión no lineal es muy acusado, mientras que para pérdidas mayores es insignificante.

Influencia de la dispersión

El efecto de la dispersión se determinó utilizando varios tramos de fibra de diferentes tipos. En el caso de transmisor con láser, la dispersión modal es el factor principal, mientras que en el transmisor con LED predomina la dispersión del material. Las distancias admisibles se muestran en la figura 4. El incremento del ruido depende de la disminución del índice de modulación por la influencia de la dispersión a 35 MHz. Tanto la distorsión lineal como la no lineal son afectadas muy poco por la dispersión, aun cuando el efecto sobre el ruido sea relativamente grande.

Conclusiones

El sistema OVID, para distancias medias y largas, proporciona un canal de video en color y dos canales de audio asociados; sin embargo, el sistema es también adecuado para la transmisión de otro tipo de señales. Se ha propuesto, por ejemplo, adaptar el equipo para la transmisión de 12 a 600 canales telefónicos multiplexados por división de frecuencia, con mejores prestaciones que los 3 pW0p por kilómetro recomenda-

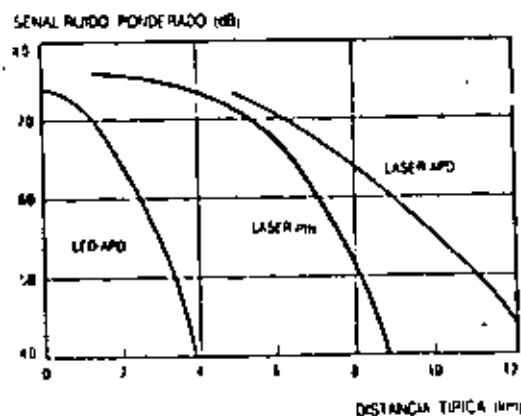


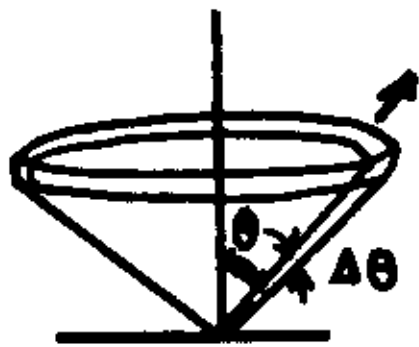
Figura 4
Relación señal-ruido ponderado en función de la distancia con fibras de 4 dB km^{-1} (incluyendo empalmes) y dispersión de $1,5 \text{ ns km}^{-1}$.

dos, transmitiendo hasta 300 canales. Con 600 canales, el comportamiento es ligeramente inferior a los 3 pW0p km^{-1} .

La familia de equipos OVID es, pues, una excelente solución técnica para la transmisión de señales analógicas de alta calidad. Este sistema no sólo puede usarse en nuevas instalaciones, sino que su adición a un sistema analógico sobrecargado es más rentable que la sustitución del equipo analógico existente.

B. Rhomberg nació en 1943. En 1967 se graduó en ingeniería eléctrica en el Instituto Federal de Tecnología de Zurich. Al año siguiente, ingresó en STR para trabajar en el desarrollo de sistemas digitales de radioenfases. Tras estudiar transmisión óptica en STL, Inglaterra, en 1978 organizó el laboratorio óptico de STR, donde en la actualidad es responsable del desarrollo de sistemas de transmisión óptica.

POTENCIA EMITIDA POR UN EMISOR LAMBERTIANO //



$$B_e = \frac{\Delta P_e}{\Delta \Omega A(\theta)}$$

$$\Delta P_e = B_e A(\theta) \Delta \Omega$$

$$A(\theta) = A_e \cos \theta$$

$$\Delta \Omega = 2\pi \sin \theta \Delta \theta$$

$$P_e = \int_0^{2\pi} B_e A_e \cos \theta 2\pi \sin \theta d\theta = \pi J_0 = \pi B_e A_e$$

$$B_e = \frac{J_0}{A(\theta)} = \frac{J(\theta)}{A(\theta)} = \frac{J_0}{A_e}$$

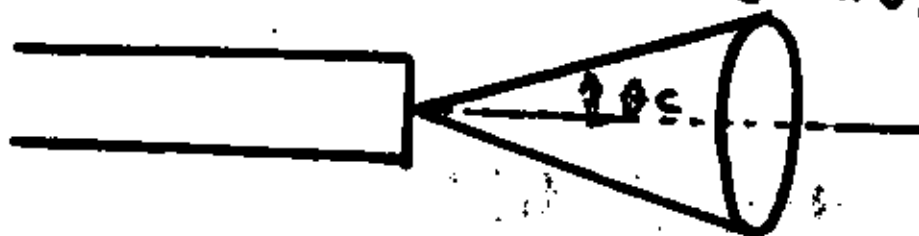
$$P_e = B_e A_e \pi$$

$$\frac{P_e}{J_0} \left(\frac{\text{watts}}{\text{Sr}} \right) = \pi = \Omega_e \text{ ángulo efectivo de emisión.}$$

$$P_e = B_e A_e \Omega_e$$

Para una fibra

$$\Omega_e = \pi \theta_c^2 \approx \pi (NA)^2$$





**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

TELECOMUNICACIONES VIA FIBRAS OPTICAS
TEORIA Y APLICACIONES

DIAGRAMA DE FLUJO

MARZO, 1984.

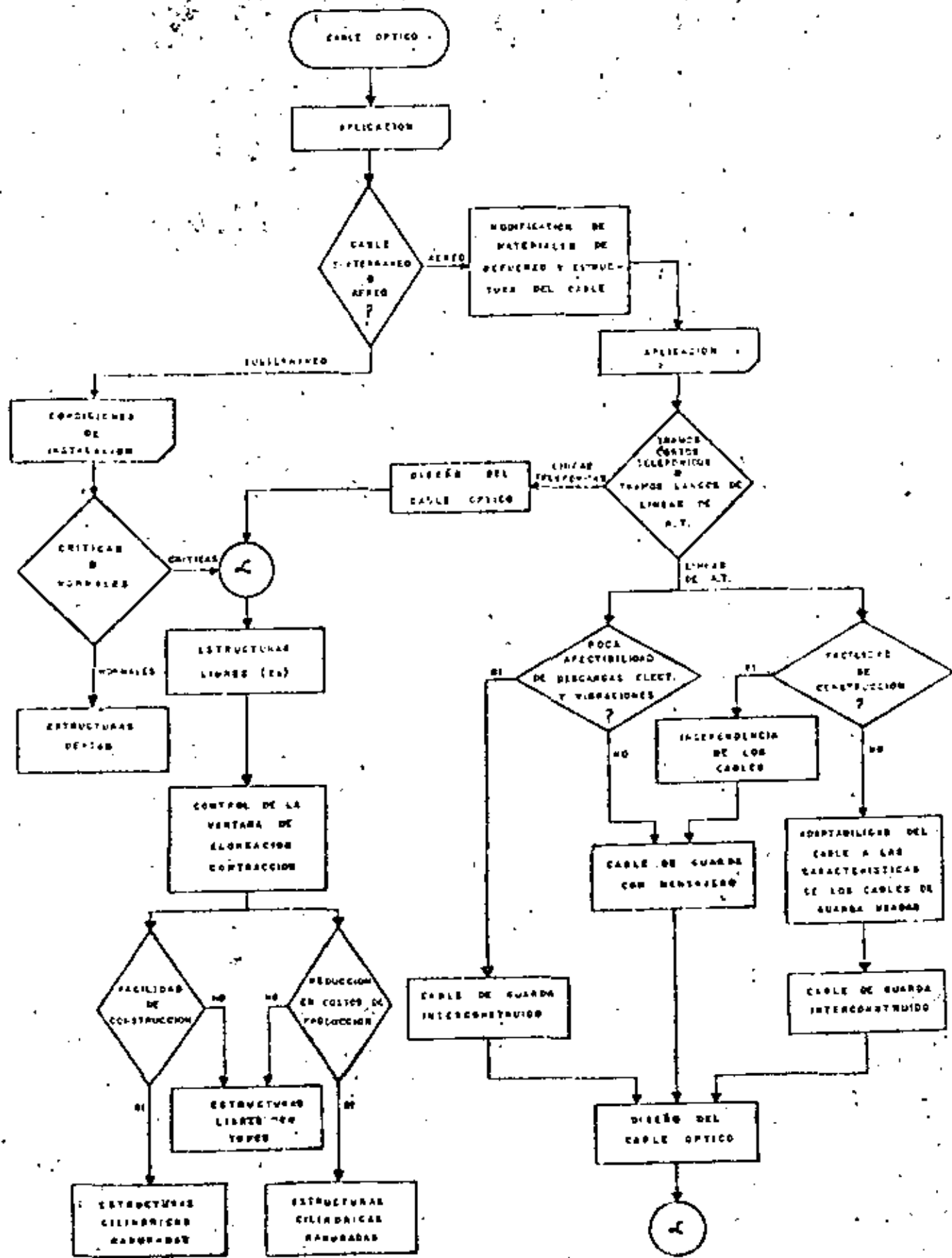


DIAGRAMA DE FLUJO PARA EL DISEÑO Y SELECCION DEL CABLE OPTICO SEGUN SUS PRINCIPALES APLICACIONES.



**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

TELECOMUNICACIONES: VIA FIBRAS OPTICAS

LA CODIFICACION EN LINEA

Dr. David Muñoz Rodríguez

MARZO, 1984

CAPITULO III

LA CODIFICACION EN LINEA

En un sistema de transmisión digital, la información se representa por secuencias de símbolos elegidos de un conjunto finito. Como lo indica el término "digital", dicho conjunto es identificado con un conjunto de dígitos. A una secuencia de símbolos elegidos de un conjunto de dos dígitos se le denomina secuencia binaria, un conjunto de tres dígitos da lugar a una secuencia ternaria, etc.

La representación binaria de la información es la más comúnmente usada, por lo que se asumirá que la secuencia de información es una secuencia binaria consistente de "unos" y "ceros".

En forma general, el sistema de comunicaciones estará compuesto de una fuente, que proporciona una secuencia de información la que se quiere transmitir hacia un destino, un transmisor digital encargado de enviar la información en la forma requerida por el canal de transmisión, uno o varios repetidores cuya función es regenerar la secuencia que le entrega el canal y enviarla de nuevo hacia el mismo y de un receptor digital, el cual entrega la secuencia de información enviada por la fuente hacia su destino. El sistema se puede observar en la figura III.1:

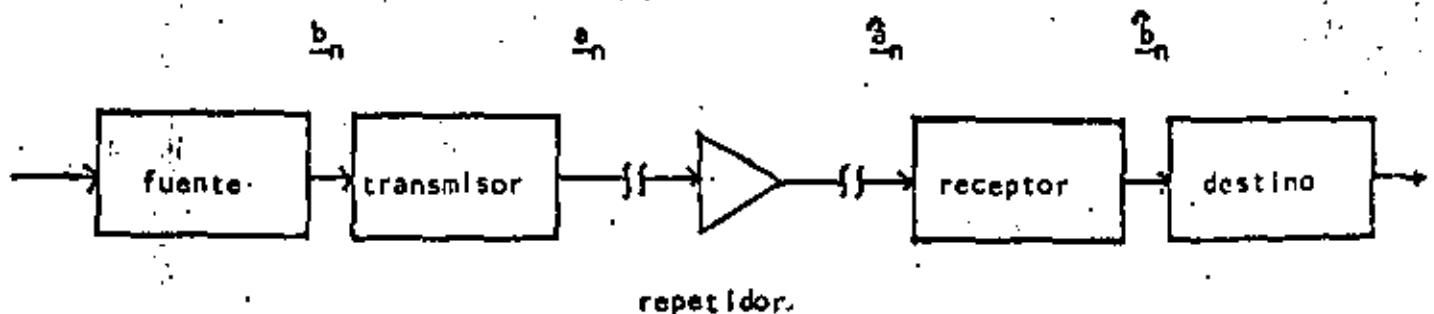


Figura III.1. Sistema de comunicación digital.

donde:

b_n	secuencia de información
a_n	secuencia de transmisión
r_n	secuencia recibida
t_n	secuencia entregada

Para fibras ópticas, la configuración de un sistema típico se muestra en la figura III.2

El problema de la codificación

Para transmitir la información digital, la secuencia de información pudiera aplicarse directamente a la fuente óptica, pero, de manera muy semejante a los sistemas por cable coaxial, esto ocasionaría problemas en la transmisión. Primero, es imposible observar el comportamiento del sistema en cuanto a la calidad de la transmisión en los repetidores y en las terminales de línea estando en operación, lo cual en los sistemas de comunicación prácticos es una propiedad muy deseable. Segundo, los sistemas de transmisión de larga distancia contienen repetidores regenerativos autosincronizables es decir, que extraen la información de temporización de la secuencia transmitida. Como no se tiene control sobre dicha secuencia, la aparición de símbolos consecutivos iguales por un período lo suficientemente largo provoca la desaparición ocasional de la señal de temporización, (la que es extraída por un circuito entonado a la frecuencia de repetición de pulsos) perdiéndose la referencia de tiempo necesaria por el circuito de decisión y por lo tanto se provocan decisiones erróneas. Tercero, los dispositivos fotodetectores están aislados por medio de redes RC pasa altas, por lo que si se reciben muchos unos consecutivos se observa un fenómeno de "desviación del nivel de CD" de la secuencia antes de entrar al

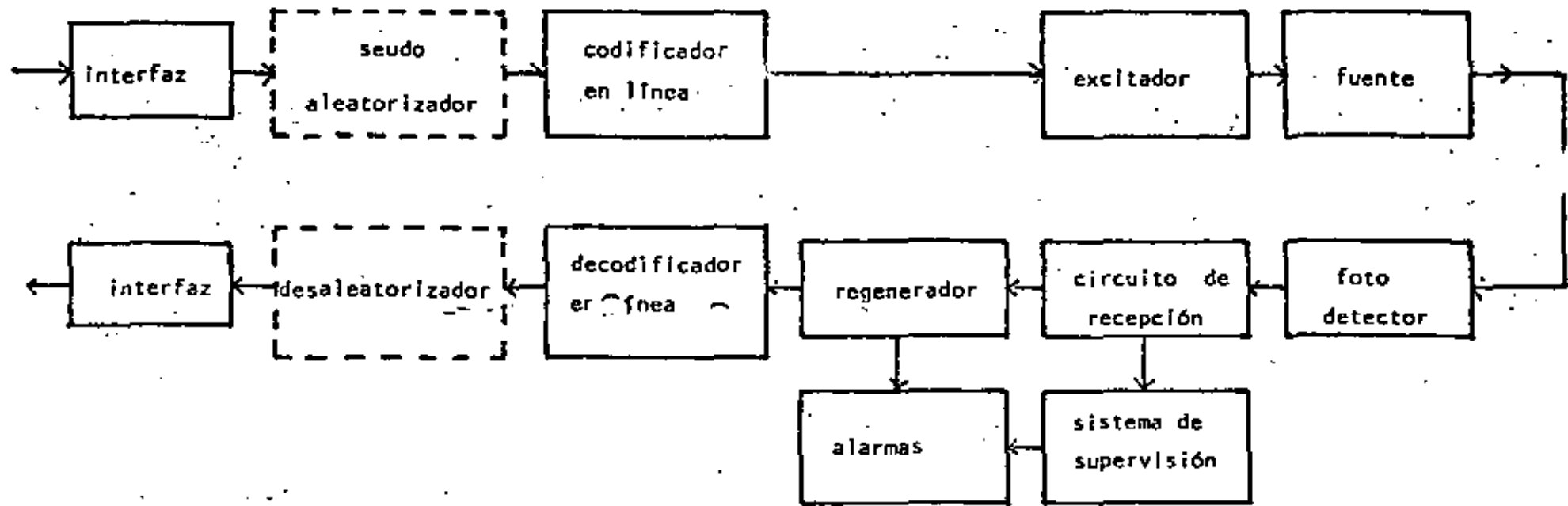


Figura III.2a. Diagrama a bloques de un equipo terminal típico.

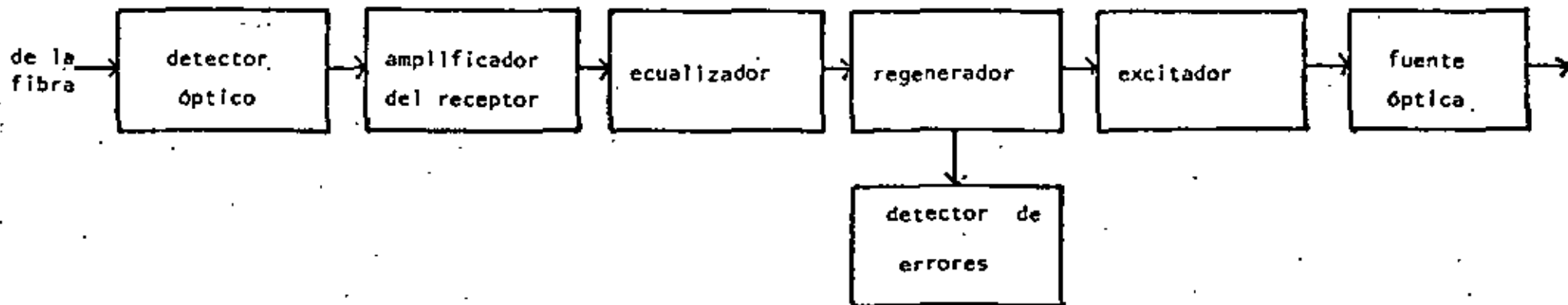


Figura III.2b. Diagrama a bloques de un repetidor intermedio típico.

circuito de regeneración. Este, tiene un umbral de decisión el cual es alterado degradándose así la relación señal a ruido. Al aplicar un pulso al circuito RC pasa altas se produce un pulso de salida parecido al de entrada pero seguido de una "cola" negativa (fig. III.3)



Figura III.3. Pulso acoplado en CA.

si se aplican muchos pulsos consecutivos, debido a la acumulación de colas ocurrirá una desviación del nivel de CD de la secuencia.

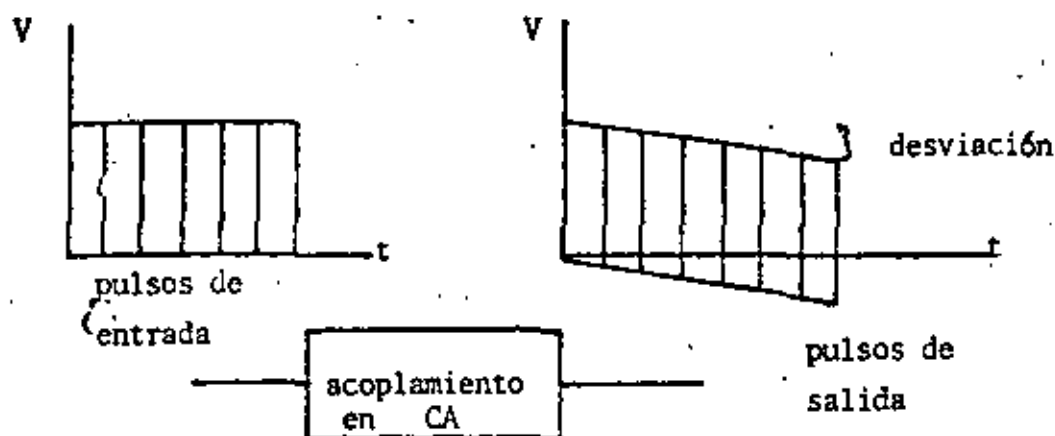


Figura III.4. Desviación del nivel de CD.

Dichos problemas, pueden ser solucionados codificando a la señal binaria de información en una secuencia de símbolos con determinada estructura y redundancia. A esta estructura resultante se le denomina código en línea. La conformación de estos códigos está dominada por ciertas características tales como propiedades del canal y operación del sistema.

De esta manera, un problema importante en el diseño de los

sistemas de transmisión digital, y en especial por fibras ópticas es el de la elección del código en línea el cual tiene que satisfacer al mismo tiempo muchas exigencias, en parte contradictorias como son una conformación adecuada de la densidad de potencia espectral, información de temporización, posibilidad de monitorear errores, información de alineamiento de trama, etc.

Codificación.

Un código en línea puede ser definido como el mapeo de la información binaria de entrada a un conjunto de secuencias de símbolos que satisfacen el criterio impuesto, es decir, el codificador produce una secuencia de salida (\underline{a}_1) de propiedades convenientes en respuesta a una secuencia de entrada (\underline{b}_1). El proceso de codificación debe ser una operación reversible de tal forma que un dispositivo que ejecute la operación inversa (denominado decodificador) entregue la secuencia de información (\underline{b}_1) en respuesta a la secuencia codificada (\underline{a}_1). Las secuencias permitidas pueden, a su vez, estar especificadas por un conjunto de palabras permitidas que toma la secuencia a través de una sucesión de estados permitidos uno para cada símbolo de la palabra. El estado que ocupa la secuencia al final de cada palabra del código es denominado un estado terminal. Los códigos más adecuados de este tipo tienen longitudes fijas y son los denominados códigos de bloques en donde la información binaria es agrupada en bloques o tramas de m bits los cuales son mapeados en palabras de n bits de R niveles ($R=2$ es un código binario, $R=3$ uno ternario, etc.).

Así, I denota el conjunto de secuencias binarias de entrada de m símbolos (2^m elementos) y R^n el conjunto de secuencias de R niveles de n dígitos. A menudo, el conjunto $Z \subseteq R^n$ es el conjunto de salida que contiene a las palabras del código.

Al mapeo $\Psi : I \rightarrow Z$ se le denomina codificación. Es de hacerse

notar que esta función necesariamente es inyectiva (uno-a-uno)⁽⁴¹⁾ para preservar información, es decir, que a un elemento del dominio de la función le corresponden uno o más elementos del contradominio pero no al contrario, lo que implica que $C\{I\} \neq C\{Z\}$ donde C es la cardinalidad del conjunto, es decir, $B^m \ll R^n$.

La codificación en línea como una máquina secuencial .- Como se mencionó anteriormente, las restricciones efectuadas sobre la secuencia de información binaria tienen el propósito de reducir los problemas ocasionados por su transmisión en forma directa hacia el canal. Dichas limitaciones de las señales binarias codificadas pueden describirse en forma más conveniente modelando al codificador como una máquina secuencial síncrona o máquina de Mealy⁽⁴²⁾:

$$M = (I, Z, S, \delta, \phi)$$

... III.1

en donde

I es el conjunto de entrada y consiste de todas las secuencias de entrada.

$Z \subseteq R^n$ es el conjunto de salida (conjunto de palabras del código) y consiste, en general, de un subconjunto del conjunto de R^n secuencias.

$S = (s_1, \dots, s_k)$ es un conjunto finito de estados;

δ es la función de transición de estados $\delta: I \times S \rightarrow S$ donde para cada par "presente" estado-secuencia de entrada determina el próximo estado de la máquina secuencial.

ϕ es la función de salida $\phi: I \times S \rightarrow Z$, la cual asigna a cada par estado-secuencia de entrada una palabra del código.

Se le denomina palabra del código a la secuencia $(a_i) \in Z$ que es la imagen de la secuencia de entrada $(b_i) \in I$

bajo el mapeo ψ .

El producto cartesiano $I \times S$ es el conjunto de todos los pares de elementos (\underline{b}_i, s_j) .

Es usual describir a la función de salida como una colección de funciones (ϕ_1, \dots, ϕ_n) donde cada ϕ_i es la función de codificación asociada con el estado s_i , siguiendo a (40), esto es

$$\phi_i(\underline{b}_k) = \phi(s_i, \underline{b}_k) \quad \dots \text{ III.2}$$

para cada $s_i \in S$ y $\underline{b}_k \in I$. A cada ϕ_i distinta se le conoce como el modo de codificación. En otras palabras, cada estado terminal $s_i \in S$ tiene un alfabeto $z(s_i)$ consistente de $I=2^m$ palabras binarias y una regla de codificación asociada a él.

Respecto a los estados terminales es común expresarlos en función de las palabras del código. Sea s_k el estado terminal en el tiempo de la k -ésima palabra transmitida, entonces:

$$s_{k+1} = \delta(s_k, \underline{b}_k) = \delta_1(s_k, \phi(s_k, \underline{b}_k)) = \delta_1(s_k, \underline{a}_k) \quad \dots \text{ III.3}$$

En la práctica, $\delta_1(s_k, \underline{a}_k)$ está definida como

$$\delta_1(s_k, \underline{a}_k) = s_k + \text{dis}(\underline{a}_k) = s_{k+1} \quad \dots \text{ III.4}$$

El codificador en línea operará como sigue: en cualquier "instante en palabras del código" (el cual ocurre cada m bits - cada n símbolos del código) el codificador, que se encuentra en el estado terminal s_k , acepta un bloque de m dígitos binarios y los codifica en otra secuencia de n dígitos de nivel R empleando la regla de codificación $\phi_k(\underline{b}_k) = \phi(s_k, \underline{b}_k)$ y el alfabeto $z(s_k) \in Z$. Al siguiente instante el codificador estará en otro estado terminal s_{k+1} y el proceso de codificación se verá repetido.

En general, el proceso de decodificación debe llevarse a cabo sin ningún conocimiento de los estados del codificador ya que en el caso de errores, pudiera presentarse una propagación ilimitada de dichos errores. Este problema es evitado haciendo a la secuencia de salida independientemente decodificable, es decir, restringiendo a

cada palabra del código que aparece en más de un alfabeto a que siempre tenga asignado el mismo bloque de información binario. En otras palabras se dice que un código tiene la propiedad de ser decodificado en forma independiente del estado si cada palabra del código, $a_k \in z(s_k)$, es la imagen de uno y sólo un elemento $b_k \in I$.

Usualmente, el proceso de codificación involucra un cambio en la velocidad de transmisión con respecto a la velocidad de información, esto va ligado al añadir la redundancia necesaria para adaptar al código en línea al canal de transmisión, dicha redundancia puede obtenerse ya sea incrementando la velocidad de información o incrementando el número de niveles de amplitud. La velocidad de transmisión se incrementa cuando la longitud de las palabras del código, n , es mayor que la de las palabras de información, m . Por el contrario, la velocidad en el canal se decrementa si se utiliza un conjunto de más de dos dígitos ($R=3$) como símbolos del código y $m < n$, por ejemplo, la mayoría de los códigos ternarios.

La eficiencia de un código está definida como (52):

$$\eta = \frac{\log_2 2^m}{\log_R R^n} \quad \dots \text{ III.5}$$

donde:

m = longitud de la palabra de entrada

n = longitud de la palabra de salida

R = nivel digital

Nótese que en el caso de $R=2$, es decir, códigos binarios, la eficiencia es la relación entre las longitudes de las palabras, m/n . Esto da una idea de la redundancia agregada. Por ejemplo un código de bloques 4B3T (cuatro dígitos binarios codificados en tres ternarios) tiene una eficiencia del 84.12 %, un código 10B7T

tiene 90.13% ;mientras que los códigos binarios el 5B6B tiene un 83.33% de eficiencia y el 3B4B un 75%.

El cambio en la velocidad de transmisión está dado por la relación n/m .

A la suma algebraica de los elementos de una palabra del código se le denomina la disparidad de la palabra, es decir, para la palabra

$$\underline{a}_k = (a_{k1} \dots a_{kn})$$

$$\text{dis}(\underline{a}_k) = \sum_{i=1}^n a_{ki} \quad \dots \text{III.6}$$

Las palabras del código se dividen en aquellas que tienen disparidad cero (sin contenido de CD) y aquellas que no tienen disparidad cero. Los códigos que emplean sólo palabras con disparidad cero convierten la información directamente, o sea a cada palabra de entrada le corresponde una sola palabra de salida. Sin embargo, frecuentemente es necesario emplear también palabras con disparidad diferente de cero de tal manera que a cada palabra de entrada le corresponde dos palabras de salida pero de disparidades opuestas, con el objeto de establecer un código balanceado (los códigos balanceados generan secuencias que tienen un espectro de potencia sin componente de CD).

Otro parámetro importante de los códigos en línea es la denominada suma digital corriente, la cual se define como

$$\text{RDS}(k) = \sum_{i=1}^k C_i + \text{RDS}(0) \quad k=1, 2, \dots \quad \dots \text{III.7}$$

$C_i = +1, 0, -1$ en códigos ternarios
 $+1, -1$ en códigos binarios
 $-\text{RDS}(0)$ es una constante escogida en forma apropiada.

La suma digital corriente está asociada al k -ésimo dígito de la secuencia (C_k) , y es un indicador del número de pulsos transmitidos con la misma polaridad. Es muy conveniente en códigos balanceados definir a los estados terminales por su valor RDS.

A la diferencia entre los valores máximo y mínimo de la RDS se le denomina la variación de la suma digital

$$DSV = RDS_{\max} - RDS_{\min} \quad \dots \text{ III.8}$$

la cual denota una cota superior para las longitudes de las secuencias de los pulsos y es proporcional al valor pico-a-pico de la distorsión en bajas frecuencias (39).

Si el conjunto de estados de un codificador en línea es finito, entonces éste producirá secuencias que tienen una variación de la suma digital finita. Si una palabra del código \underline{a}_k con disparidad $\text{dis}(\underline{a}_k)$ está en el alfabeto $z(s_k)$ correspondiente a algún estado terminal s_k , es posible emplear una palabra $-\underline{a}_k$ con disparidad $-\text{dis}(\underline{a}_k)$ en el estado s_{k+1} . A un código con esta propiedad se le dice balanceado.

Las propiedades más importantes que deberán poseer los códigos en línea serán:

Información de temporización. - Definida como el número promedio de cambios de símbolo por palabra. Deberá ser posible derivar la señal de temporización (recuperación de reloj) de la señal digital transmitida. Son indeseables secuencias largas de unos y ceros.

Espectro.- La presencia de capacitores de acoplamiento en el sistema requiere del código en línea un espectro de energía sin componente de CD y muy pocas componentes de baja frecuencia.

Independencia de las estadísticas de la fuente.- La secuencia transmitida debe ser independiente de la información de entrada: código transparente.

Posibilidad de monitoreo de errores.- Deberá ser posible monitorear el comportamiento del sistema de transmisión durante operación normal.

Capacidad de información.- La redundancia agregada deberá ser mínima, es decir, el código tendrá que ser eficiente.

Información de alineamiento de trama.- Si se emplea un código de bloques, la secuencia de símbolos recibidos tiene que ser seccionada correctamente en palabras de una longitud fija antes de la decodificación. Es necesario que la información de alineamiento pueda derivarse a partir de la señal recibida.

Baja multiplicación de errores.- Un error en la secuencia de entrada al decodificador puede originar más de un error en la secuencia decodificada. A la distancia de Hamming promedio entre la palabra correctamente decodificada (en ausencia de errores) y la proporcionada debido al error en el canal se le

denomina factor de multiplicación de errores (EMF). Este factor deberá ser el más pequeño posible.

Complejidad en la implementación.- El código deberá ser diseñado de tal forma que permita una circuitería simple tanto en los repetidores como en las terminales de línea.

CODIGOS DE BLOQUES BINARIOS (mBnB)

En la mayoría de los sistemas por cable coaxial el número de niveles está restringido a 3 debido a imperfecciones en la implementación y a la complejidad añadida, por ello se emplean los códigos de bloques ternarios (mBnT), además de que decrecientan la velocidad de transmisión lo cual es necesario en los sistemas por cable debido a las características de atenuación del mismo.

Sin embargo, en los sistemas de comunicación por fibra óptica el número de niveles está restringido a 2 (hasta este momento) ya que las características no lineales de las fuentes ópticas no permiten el empleo confiable de señalización multinivel. También, el ancho de banda tan grande que tienen las fibras ópticas empleadas en telecomunicaciones permite el uso de códigos de bloques binarios del tipo mBnB. La eficiencia queda reducida al cociente m/n y el aumento en la velocidad de transmisión a n/m . Los dígitos binarios son codificados en otra secuencia de símbolos binarios los cuales son enviados hacia el canal de transmisión. En el receptor se recupera la señal original de datos por medio de los procesos de recuperación de reloj, igualación, regeneración y decodificación. Este tipo de codificación es la que cumple con la mayor parte de los requerimientos para un código de línea apropiado, antes mencionados.

A continuación se elegirán los valores de m y n más adecuados de acuerdo al incremento en la velocidad de transmisión por la redundancia añadida, la disparidad de las palabras del código deberá quedar en un rango mínimo y a la información de temporización.

Sea $C(n,d)$ un código de n dígitos binarios con disparidad de la palabra en el rango d , esto es, al final de cada palabra

$$|\text{dis}(\underline{a}_k)| \leq d \quad \dots \text{III.9}$$

lo que indica que d debe estar restringida. El número $N(q, n)$ de palabras binarias de n dígitos con q unos binarios, es decir con disparidad $2q-n$, está dado por (41)

$$N(q, n) = n! / ((n-q)! q!) \quad \dots \text{III.10}$$

Una propiedad de las palabras binarias de longitud n es que las disparidades aparecen por pares, es decir disparidades $0, \pm 2, \dots$ para n par y $\pm 1, \pm 3, \dots$ para n impar. Esto ocurre porque aparecen todas las combinaciones de unos y ceros en el conjunto de 2^n palabras.

Con el propósito de obtener códigos balanceados se deberán elegir 2 tablas de codificación de modo que se compensen las disparidades de las palabras del código. Así, para obtener el número de palabras del código basta con examinar, por ejemplo, las de disparidad positiva (incluyendo las de disparidad cero para n par) sabiendo que las de disparidad negativa serán incluidas también.

El número de palabras $\underline{a}_k(n, d)$ que pueden ser empleadas en un código $C(n, d)$ es igual al número de palabras con una disparidad entre 0 y d : (25)

$$\underline{a}_k(n, d) = \sum_{q=n/2}^{(d+n)/2} N(q, n) \quad \text{para } n \text{ par} \quad \dots \text{III.11a}$$

$$\underline{a}_k(n, d) = \sum_{q=(n+1)/2}^{(d+n)/2} N(q, n) \quad \text{para } n \text{ impar} \quad \dots \text{III.11b}$$

donde $0 \leq d \leq n-1$ ya que en $d=n$ se excluyen las palabras $\underline{a}_0 = (00 \dots 0)$ y $\underline{a}_1 = (11 \dots 1)$ que no proporcionan información de temporización y poseen una disparidad elevada.

En la tabla III.1 se muestran las palabras $N(q, n)$ con disparidad

$$d=2q-n$$

Empleando las ecuaciones III.11 se forma la tabla III.2 donde se muestra el número de palabras $a_k(n,d)$ que pueden ser empleadas en un código $C(n,d)$.

n	2	3	4	5	6	7	8
d							
-8							1
-7						1	
-6					1		8
-5				1		7	
-4			1		6		28
-3		1		5		21	
-2	1		4		15		56
-1		3		10		35	
0	2		6		20		70
+1		3		10		35	
+2	1		4		15		56
+3		1		5		21	
+4			1		6		28
+5				1		7	
+6					1		8
+7						1	
+8							1

Tabla III.1. Palabras $N(q,n)$ con disparidad $d=2q-n$.

d	n	2	3	4	5	6	7	8
0	2	0	6	0	20	0	70	
1	2	3	6	10	20	35	70	
2	2	3	10	10	35	35	126	
3		3	10	15	35	56	126	
4			10	15	41	56	154	
5				15	41	63	154	
6					41	63	162	
7						63	162	
8							162	

Tabla III.2. Palabras $\underline{a}_k(n,d)$ acumuladas necesarias para la construcción de un código de bloques.

Con el objeto de preservar la información, el número de palabras de longitud m a ser codificadas debe ser menor que el número de palabras de longitud n que pueden formar un código $C(n,d)$, así

$$2^m \leq \underline{a}(n,d) \rightarrow m \leq \text{Log}_2 \underline{a}(n,d) \quad \dots \text{III.12}$$

El empleo de la ecuación anterior proporciona la tabla III.3 donde se muestran los valores posibles de m para las condiciones anteriores.

d	n	2	3	4	5	6	7	8
0	1	0	2	0	4	0	6	
1	1	1	2	3	4	5	6	
2	1	1	3	3	5	5	6	
3		1	3	3	5	5	6	
4			3	3	5	5	7	
5				3	5	5	7	
6					5	5	7	
7						5	7	
8							7	

Tabla III.3. Valores posibles de m para formar un código de bloques.

De la tabla anterior se observa que es posible formar los siguientes códigos de bloques:

Código	n/m	Intervalo de disparidad	Eficiencia %
1B2B	2	0	50
1B3B	3	± 1	33.33
2B4B	2	0	50
3B4B	1.33	± 2	75
3B5B	1.67	± 1	60
4B6B	1.5	0	66.66
5B6B	1.2	± 2	83.33
5B7B	1.4	± 1	71.43
6B8B	1.33	0	75
7B8B	1.14	± 4	87.5

Los códigos con n impar deben desecharse debido a que no se encuentran palabras con disparidad cero en el alfabeto del código y a que en la mayoría el incremento en la velocidad de transmisión es alto.

De esta forma, los códigos mBnB más apropiados para su empleo en comunicaciones por fibra óptica son los siguientes:

CODIGO	Estados terminales
1B2B	2
3B4B	2
5B6B	2
6B8B	1
7B8B	4

Como se mencionó anteriormente, la elección del código adecuado depende de varios factores:

- Velocidad binaria del sistema.
- Características de transmisión de la fibra, principalmente del ancho de banda disponible.
- Complejidad de los circuitos de codificación y de decodificación.

Estos tres factores son los aspectos más relevantes para tomar una decisión acertada aunque ya elegido el código se deberán tomar en consideración otros aspectos importantes como son el monitoreo de los errores, el alineamiento de la trama (rápida sincronización del decodificador), la multiplicación de errores y la regla de

codificación y de decodificación.

En cuanto a la velocidad de transmisión los códigos que parecen ser los más convenientes para emplearse en los diferentes niveles de la jerarquía digital y de acuerdo a las tendencias observadas por el CCITT son los siguientes:

Nivel 1	2.048	Mb/s	1B2B	(1), (3), (5), (15)
Nivel 2	8.448	Mb/s	3B4B	(8) 5B6B (5), (15)
Nivel 3	34.368	Mb/s	5B6B	(1), (3), (4), (12), (24)
Nivel 4	139.264	Mb/s	7B8B	(4), (6), (14), (26) 5B6B (1)

No obstante, la elección depende también en gran medida de la fibra empleada, por ejemplo, se utiliza el código 1B2B en los niveles 1 y 2 y el código 5B6B en los niveles 3 y 4 ⁽¹⁾ ya que la fibra tiene un ancho de banda suficiente. Con el código 6B8B ^{(2), (5), (27)} se puede obtener una supervisión muy simple en los repetidores y los circuitos de codificación y de decodificación son más sencillos ya que el codificador sólo tiene un modo de codificación. Bien pudiera emplearse en los niveles 2 y 3.

Códigos con adición de bits de paridad. - El propósito de introducir bits de paridad en la información binaria codificada es el de proporcionar un medio fácil de monitorear errores. Se proporciona una estructura semejante a la codificación por bloques pero la diferencia estriba en la forma de codificar a la información y en la estructura de la señal codificada.

En este caso, se forma una trama en la que después de cada m bits de información se insertan n bits de verificación de paridad. Pueden contemplarse diferentes formatos, por ejemplo los n bits de control pueden ser agrupados después de m bits de información o pueden distribuirse en la trama. Además, los n bits adicionales pueden

llevar información de control respecto al bloque completo de m bits.

Códigos binarios pseudoaleatorizados

Un código muy popular (5),(7),(11),(19),(33) es el que emplea $m=17$ bits de información y $n=1$ bit de verificación de paridad (par o impar) en donde los 17 bits son "revueltos" (scrambled) con un dispositivo denominado "revolvedor" o "seudaleatorizador" (scrambler), el cual intenta limitar los desbalances en el número de unos y ceros que pueden ocurrir en las señales binarias típicas aliviando el problema en la detección de la señal disminuyendo su contenido de CD (44).

Por otro lado, el "seudaleatorizador" rompe las secuencias largas de unos y ceros y de patrones repetitivos, lo cual es útil porque evita problemas en la extracción de la temporización (4) y en la acumulación de la fluctuación de fase (43).

Además de la complejidad añadida, el uso de pseudoaleatorizadores tiene la desventaja de que pueden acumularse desbalances en el número de unos y ceros por períodos suficientes como para causar problemas en la desviación del nivel de CD y en la extracción del reloj. También, tiene la característica desfavorable de que debido a errores en el canal de transmisión la secuencia de salida llega a ser una versión muy distorsionada de la secuencia de datos original (46) por el efecto de la propagación de errores.

Códigos con adición de bits complementarios. - Este tipo de códigos denominados IBIC (11)(18), son obtenidos por medio de la adición de un bit complementario por cada 1 bits de información y con la adición de bits de sincronización de trama y de verificación de paridad:

	Entrada	Código en línea
IB1C	$I_1 I_2 \dots I_{m-1} I_m$	$I_1 I_2 \dots I_{m-1} I_m C$

$$C = \overline{I_{m-1}}$$

Junto con esta codificación se emplea un pseudoaleatorizador de 7 etapas.

Estos códigos son generados de una manera más simple que en el caso de la codificación por bloques mBnB y es una buena solución para n mayor que 8 donde el análisis y la circuitería asociada para dichos códigos de bloques se hacen complejos.

Los códigos IB1C actualmente empleados son el 8B1C (11) para una velocidad de información de 97.728 Mb/s y el 10B1C (18) para 397.2 Mb/s. El monitoreo de errores se efectúa por medio de verificación de paridad y el alineamiento de la trama es efectuado en forma determinística y no con un monitor estadístico el cual es una solución adecuada para los códigos de bloques mBnB.



**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

TELECOMUNICACIONES: VIA FIBRAS OPTICAS

MULTIPLEXAJE POR DIVISION DE LONGITUD DE ONDA

Dr. David Muñoz Rodríguez

MARZO, 1984

MULTIPLEXAJE POR DIVISION DE LONGITUD DE ONDA

INTRODUCCION

El multiplexaje en los sistemas de comunicación es una forma de utilizar el mismo medio de transmisión por muchos usuarios diferentes. Antes de que cada señal sea colocada en el canal de transmisión, tiene que modificarse en alguna única forma de tal manera que en la parte receptora del trayecto de transmisión pueda ser separada de todas las otras señales. Esta separación, involucra básicamente el proceso inverso de la modificación original.

Existen varias maneras en las que las señales pueden ser multiplexadas, siendo las más importantes: multiplexaje por división de espacio (SDM), multiplexaje por división en el tiempo (TDM) y multiplexaje por división en la frecuencia (FDM).

A raíz de la evolución y el gran desarrollo de las comunicaciones ópticas en la década pasada y en la actual, ha surgido la necesidad de aprovechar en una forma más eficiente y económica el medio de transmisión óptico (fibra óptica) llegando al concepto de multiplexaje por división de longitud de onda (WDM). En los sistemas ópticos convencionales, donde una fuente luminosa transmite una señal hacia un detector único por medio de una fibra óptica, el costo de la fibra (cable) generalmente será mayor al de los otros componentes ópticos. Por

esta razón, se necesita de ciertas técnicas que permitan hacer un mejor uso de una sola fibra incrementando su capacidad de transportar información, es decir, necesitamos multiplexar las señales de información de entrada.

Antes de ver en una forma más particular al esquema WDM, veamos las técnicas de multiplexaje usuales para poder comprender en mejor manera a este nuevo tipo de multiplexaje.

MULTIPLEXAJE POR DIVISION DE ESPACIO (SDM).- Este tipo de multiplexaje es simplemente el "empaquetado" de muchos canales de transmisión separados físicamente en un cable común. Un cable telefónico consistente de cientos o miles de pares metálicos constituye un sistema SDM, ya que pueden transportarse muchas conversaciones en el cable único aunque a cada conversación se le ha asignado un par metálico único en el cable. Este modelo puede implementarse en otros medios de transmisión de ancho de banda amplia, por ejemplo en cables coaxiales o en cables de fibras ópticas, cada uno con diferentes características de atenuación, ancho de banda, diafonía, etc.

MULTIPLEXAJE POR DIVISION EN EL TIEMPO (TDM).- En TDM, muchos canales (representados por señales de información independientes) se propagan sobre un medio de transmisión común por asignación de diferentes intervalos de tiempo para la transmisión de cada señal.

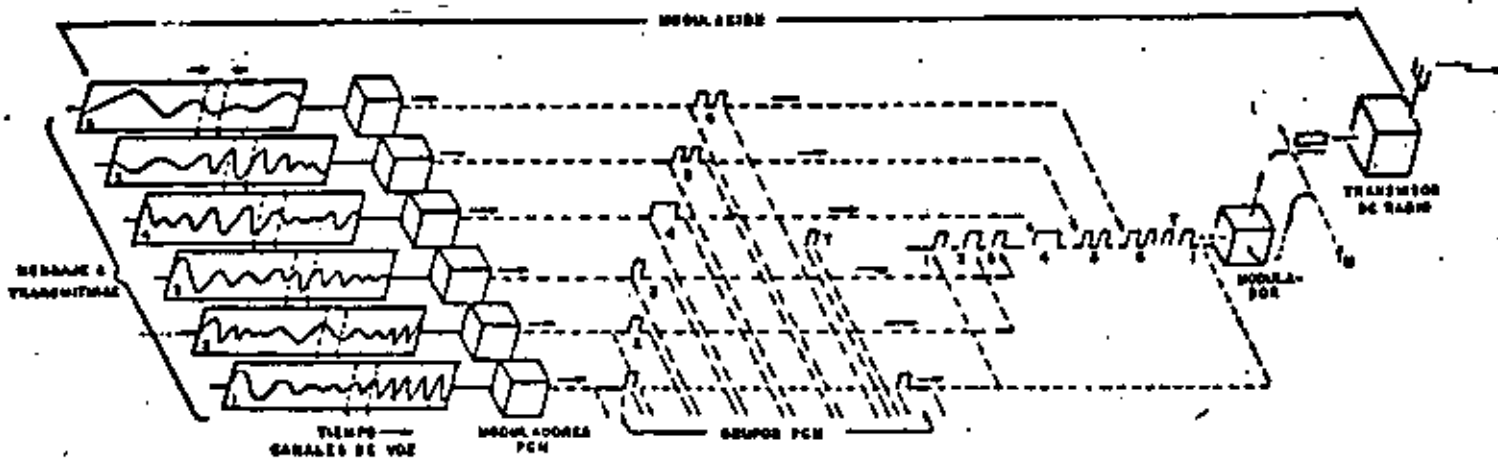


Fig. 1.

EN DIVISION POR TIEMPO, PARA LOS SISTEMAS TELEFONICOS MULTICANALES, SE EMPLEA LA BANDA DE FRECUENCIA COMPLETA PARA TRANSMITIR CADA SEÑAL DE VOZ.

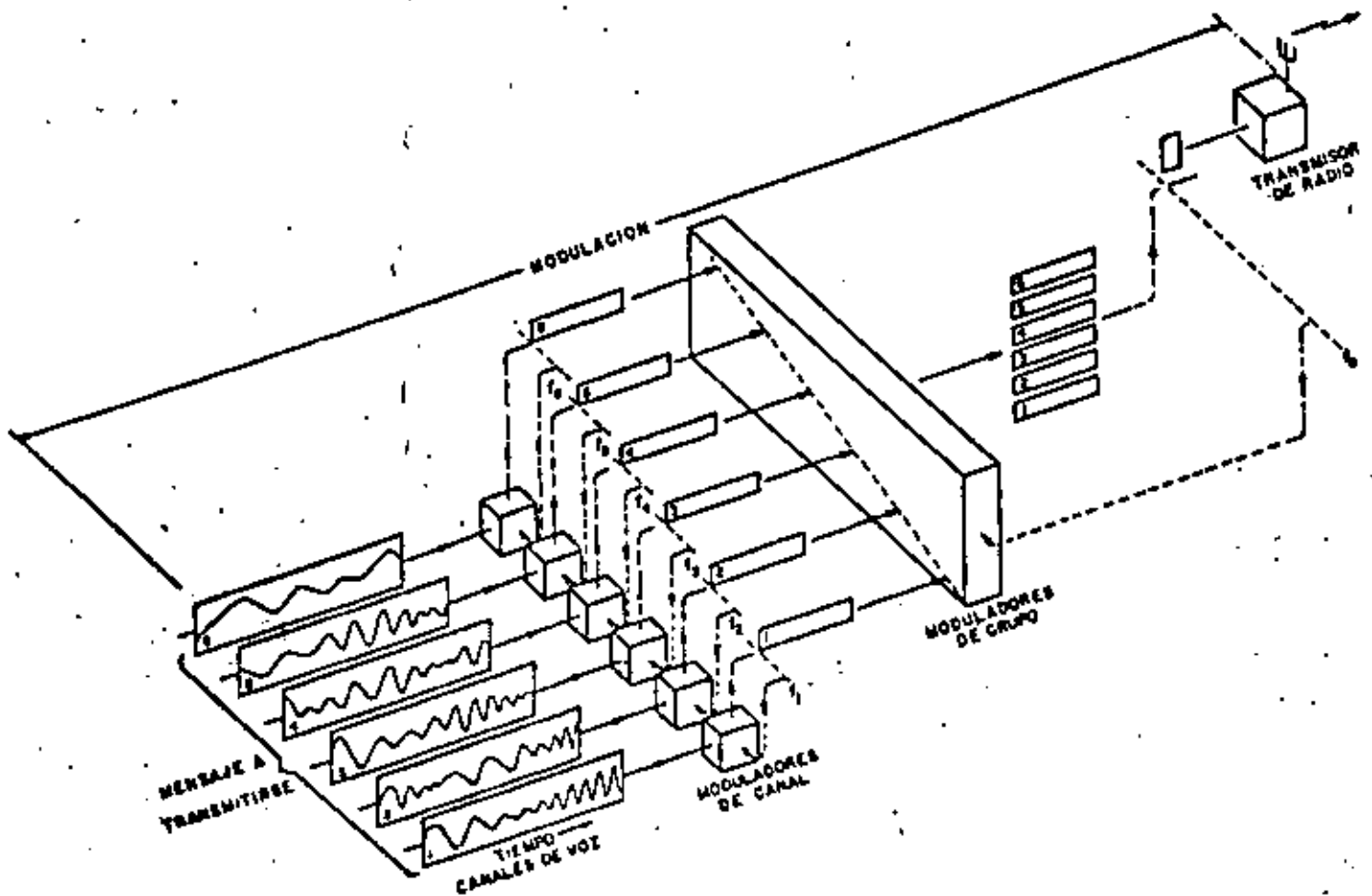


Fig. 2.

EN DIVISION DE FRECUENCIA, PARA LOS SISTEMAS TELEFONICOS MULTICANALES, TODAS LAS SEÑALES DE VOZ SE TRANSMITEN EN FORMA SIMULTANEA. PARA CADA UNA DE ELLAS SE USA UNA PEQUEÑA PARTE DE LA BANDA DE FRECUENCIA TOTAL.

La figura 1 ilustra un multiplexor TDM adecuado para transmitir 6 canales de voz. Se van tomando sucesivamente muestras muy cortas de la señal de voz en cada canal y son transmitidas. Después de que un conjunto de muestras de todos los canales se ha transmitido, se toma otro conjunto y se transmite, y así continuamente, conjunto tras conjunto (trama tras trama). Por lo tanto, en cualquier instante, la señal transmitida solo contiene uno de los canales de voz.

MULTIPLEXAJE POR DIVISION EN LA FRECUENCIA (FDM). En este tipo de multiplexaje, se propagan muchos canales en forma simultánea sobre una trayectoria común empleando diferentes bandas de frecuencia para la transmisión de cada señal. Esto significa que una banda de relativamente altas frecuencias es dividida en un número de bandas más angostas, cada una de las cuales sirve como canal. En la figura 2 se representa un sistema FDM de 6 canales telefónicos. En la banda mixta, las frecuencias que representan a los canales pueden estar presentes todo el tiempo. El nombre de multiplexaje por división de frecuencia viene de la asignación de cada uno de los canales de voz a un número igual de divisiones en la banda de frecuencia asignada.

MULTIPLEXAJE POR DIVISION DE LONGITUD DE ONDA (WDM). - En el multiplexaje por división de longitud de onda, todos los canales se transmiten simultáneamente y, además, cada canal hace uso completo del ancho de banda del medio de transmisión. En este

este esquema de transmisión a cada señal de información de entrada se le asigna una longitud de onda por un modulador óptico que convierte la señal eléctrica en un haz luminoso con una longitud de onda específica y se transmite en forma simultánea a las otras señales sobre una fibra óptica.

En la figura 3 se muestra la configuración de un sistema WDM típico. Las señales de varios transmisores ópticos, cada uno emitiendo a diferente longitud de onda, son combinadas por un dispositivo denominado multiplexor de longitud de onda (MUX-WDM), y son transmitidas sobre una misma fibra. En el receptor, las señales ópticas son separadas de acuerdo a sus longitudes de onda por un dispositivo denominado demultiplexor de longitud de onda (DEMUX-WDM), y conducidas a sus respectivos receptores. Como se observa, la integridad del mensaje de cada señal se ha preservado para una conversión posterior a las señales eléctricas correspondientes. El método es semejante a FDM, desde luego con algunas diferencias notables, entre las que destaca el empleo del ancho de banda completo de la fibra por cada señal de información.

También, la técnica de WDM permite la transmisión en dos sentidos sobre la misma fibra utilizando diferentes longitudes de onda en cada dirección. Cada dispositivo WDM combina un número determinado de longitudes de onda para transmitir sobre la fibra y también separa las longitudes de onda recibidas (figura 4).

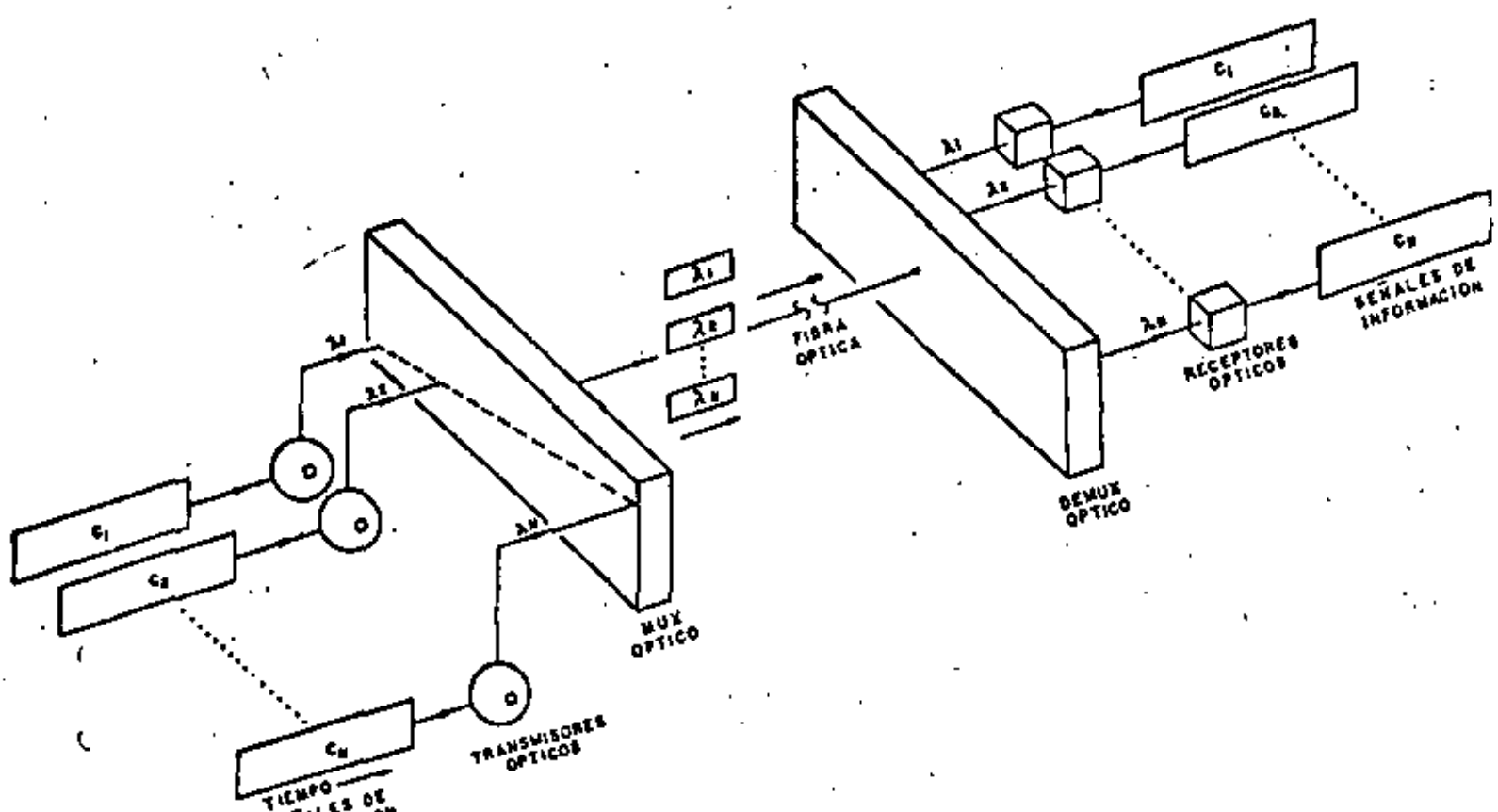


FIG. 3 SISTEMA WDM EN UN SOLO SENTIDO DE TRANSMISION

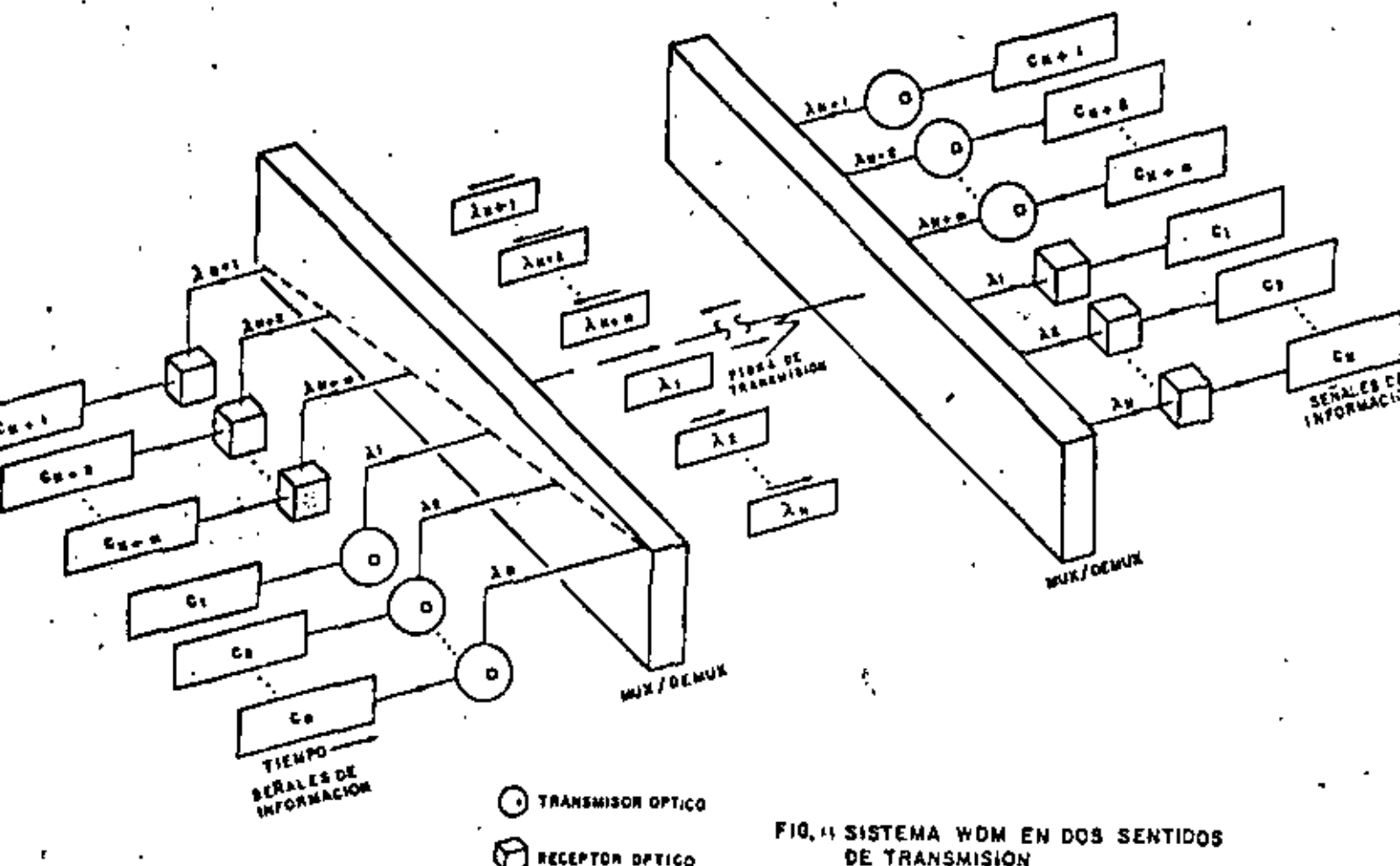


FIG. 4 SISTEMA WDM EN DOS SENTIDOS DE TRANSMISION

- TRANSMISOR OPTICO
- ◻ RECEPTOR OPTICO

Sin embargo, existen cinco elementos claves para cualquier sistema WDM:

- Fuentes de luz que emitan a diferentes longitudes de onda;

- Multiplexor óptico para combinar la luz emitida a longitudes de onda individuales sobre una fibra común;

- Fibra óptica que tenga baja pérdida para la transmisión de señales en las longitudes de onda de interés;

- Demultiplexor óptico que separe las longitudes de onda y

- Fotodetectores para efectuar la conversión de la señal óptica a eléctrica.

FUENTES DE LUZ. - Las fuentes de luz que se usan en telecomunicaciones ópticas son el diodo láser (LD) y el diodo emisor de luz (LED). El primero es el más adecuado en la mayoría de las aplicaciones por sus ventajas en cuanto a potencia acoplada en la fibra, ancho espectral de emisión y rapidez de modulación. Sin embargo, el LED tiene una mejor respuesta en cuanto a linealidad se refiere, pero tiene un ancho espectral mucho mayor que el LD (lo que ocasiona una mayor dispersión cromática), por lo que su uso en los sistemas WDM deberá restringirse a una sola longitud de onda en diferentes ventanas de transmisión

Actualmente, existen fuentes ópticas en la región de los 850 nm (1a ventana) y en la región de los 1300 nm (2a ventana de transmisión), por lo tanto es deseable que se empleen los LED's y los LD's en dichas regiones de longitud de onda.

FIBRAS OPTICAS. - Existen fibras ópticas multimodales de índice gradual, con una atenuación entre 3-5 dB/Km en la primera ventana y de 0.5 dB/Km en los 1300 nm, con un ancho de banda de 500-1000 MHz x Km. Este tipo de fibras es el más adecuado para la transmisión a distancias como las normales en el bucle de abonado, para su aplicación en los sistemas WDM.

FOTODETECTORES. - El fotodetector más apropiado para efectuar la conversión de fotones a electrones es el fotodiodo

de avalancha (APD), aunque también es usual encontrarse con fotodiodos PIN. En la región de los 850 nm el APD de Silicio (Si-APD) es el más adecuado y en la región de los 1300 nm lo es el fotodiodo de avalancha de Germanio (Ge-APD).

MULTIPLEXORES Y DEMULTIPLEXORES OPTICOS. - Básicamente existen tres tipos de dispositivos ópticos selectivos de longitud de onda o filtros ópticos que se utilizan en los sistemas WDM, los cuales son:

- Rejillas de difracción;
- Filtros de interferencia y
- Prismas.

Desde el punto de vista de una conveniencia experimental, el prisma es relativamente fácil de emplearse. Sin embargo, para una aplicación práctica donde entran los factores de costo y producción en serie, los filtros de interferencia y las rejillas de difracción son más apropiados, además de que estos dispositivos tienen una menor pérdida por inserción que el prisma.

Los requerimientos que deben cumplir los filtros ópticos para emplearse en un sistema WDM serán, entre otros:

- pérdida por inserción baja;
- baja diafonía;
- tamaño pequeño;
- alta confiabilidad;

- conexión directa a través de conectores;
- facilidad de fabricación.

El empleo de los filtros ópticos dependerá del tipo de sistema: en un sentido o en dos sentidos. En el primer caso, el arreglo de los MUX/DEMUX es más sencillo ya que sólo necesita de una óptica de acoplamiento o de colimación de los haces luminosos emitidos por las diferentes fuentes a la fibra, y de un elemento dispersivo como demultiplexor para separar las longitudes de onda.

En el segundo caso, el multiplexor también debe actuar como demultiplexor ya que debe dejar pasar hacia el sentido de transmisión un determinado número de longitudes de onda y también debe ser capaz de aceptar longitudes de onda en el sentido de recepción (figura 5).

El multiplexor puede tener diferentes arreglos tales como lentes colimadores con prismas, conexión directa entre las fibras de entrada con la de transmisión y otros.

En la óptica de colimación son usuales los dispositivos ópticos de enfoque: varillas GRIN, lentes objetivos, lentes esféricos, espejos, etc.

El demultiplexor divide el haz de entrada en las diferentes longitudes de onda que fueron transmitidas. Los elementos usuales son los mencionados anteriormente.

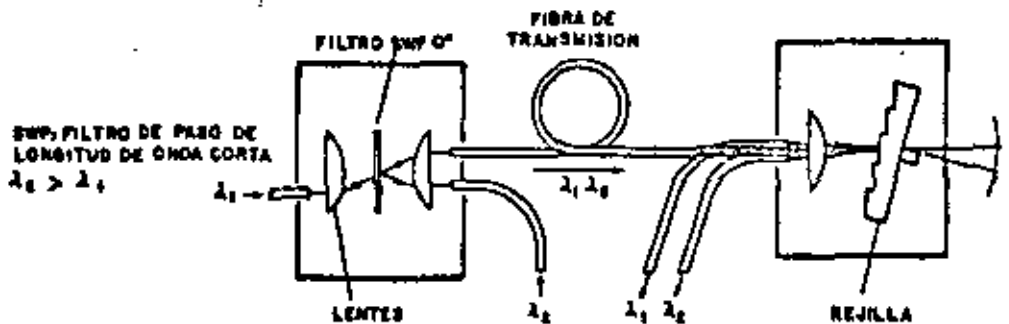


Fig. 5

SISTEMA WDM EN UN SOLO SENTIDO QUE EMPLEA UN FILTRO DE INTERFERENCIA EN EL MULTIPLEXOR Y UNA REJILLA DE DIFRACCION EN EL DEMULTIPLEXOR.

En el caso de un sistema con dos sentidos de transmisión, se emplean los mismos dispositivos que se usan como demultiplexores o una combinación de ellos, pero con algunas modificaciones, siendo las más usuales las combinaciones entre los filtros de interferencia y las rejillas de difracción.

En la figura 5 se muestra un ejemplo de un sistema WDM en un solo sentido que emplea la combinación de multiplexor con un filtro de interferencia y como demultiplexor con una rejilla de difracción.

APLICACIONES. - El empleo de WDM será importante tanto en las aplicaciones en la red local como en los sistemas de transmisión de larga distancia (sistemas troncales). Por ejemplo, la red local de abonado del futuro puede basarse en una configuración de transmisión bidireccional empleando las técnicas de WDM. Gracias a la utilización de los sistemas de transmisión ópticos en el bucle de abonado, será posible la introducción de nuevos servicios de ancho de banda amplia tales como videoteleléfono, videoconferencia, TV, sonido FM, etc, aunados a los servicios de ancho de banda estrecha (voz, datos, etc.). La tecnología de WDM proporciona alternativas nuevas y más económicas para la introducción de una variedad de servicios de comunicación.

En aplicaciones troncales, el empleo de WDM reducirá los costos debido a que la misma fibra puede ser utilizada para la transmisión de varios canales independientes. También, como la demanda de capacidad de información siempre va en aumento, las técnicas de WDM permitirán la adición de más longitudes de onda (canales) sin requerir de la instalación de más planta externa.

En la figura 6 se muestra el diagrama de una posible red local por fibras ópticas la cual emplea la técnica de WDM, tanto en transmisión unidireccional como en dos direcciones, de diferentes fuentes de información. Dicha red permite la transmisión digital de todas las señales (telefonía, TV, sonido,

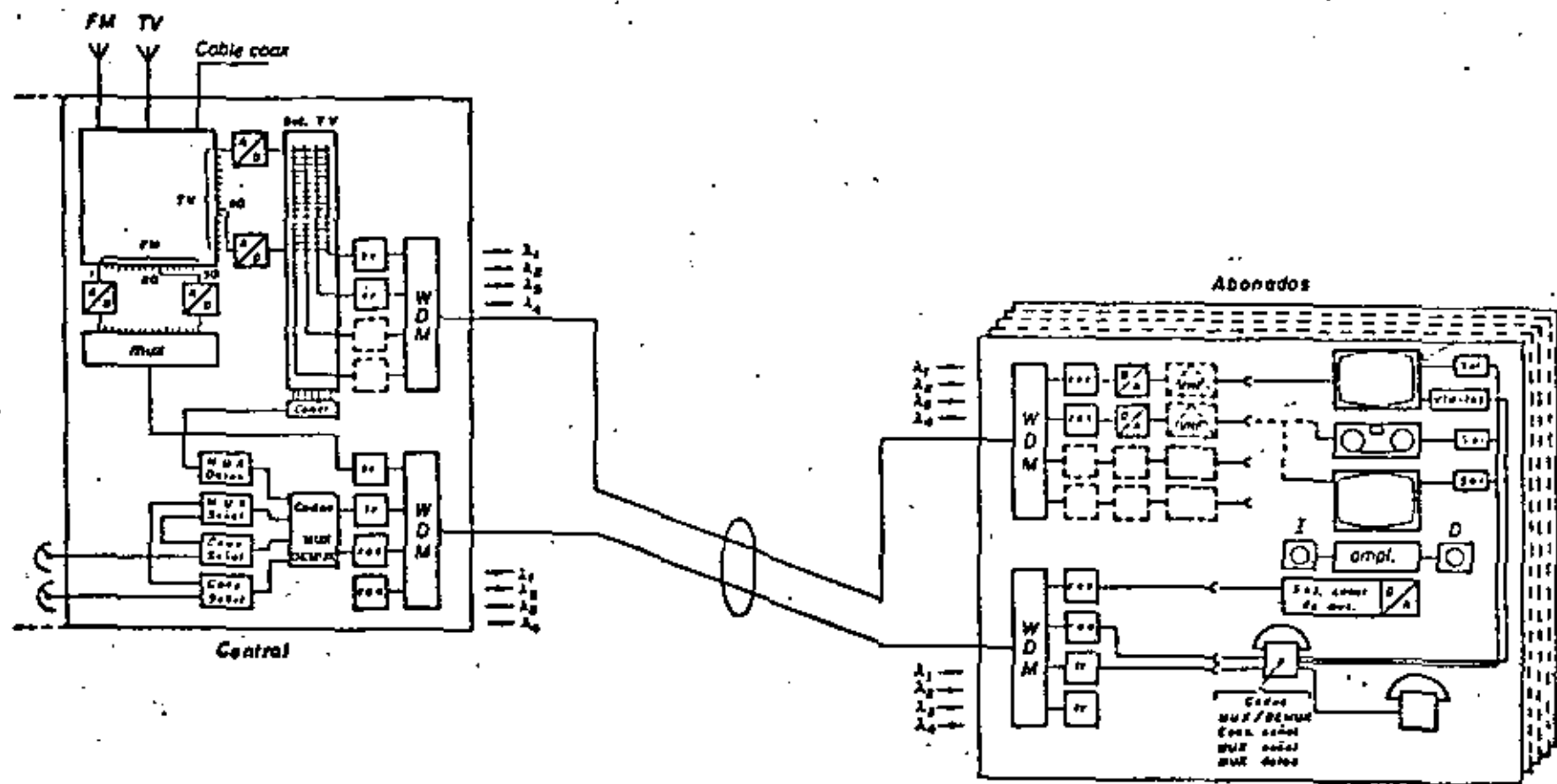


FIGURA 6 POSIBLE RED LOCAL POR FIBRAS OPTICAS

nuevos servicios), cada abonado se conecta con la central local por medio de dos fibras y cuatro longitudes de onda por fibra. Una fibra transporta un máximo de 4 programas de TV seleccionables en forma independiente, cada uno a 140 Mb/s. La otra fibra transporta 30 canales de sonido estereofónico empleando TDM a 42 Mb/s en una dirección, telefonía, incluyendo datos, facsímil y señales de control para TV en ambas direcciones y un canal de ancho de banda amplia en la dirección del abonado a la central.



**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

TELECOMUNICACIONES: VIA FIBRAS OPTICAS

ANEXO FOTOEMISORES

MARZO, 1984

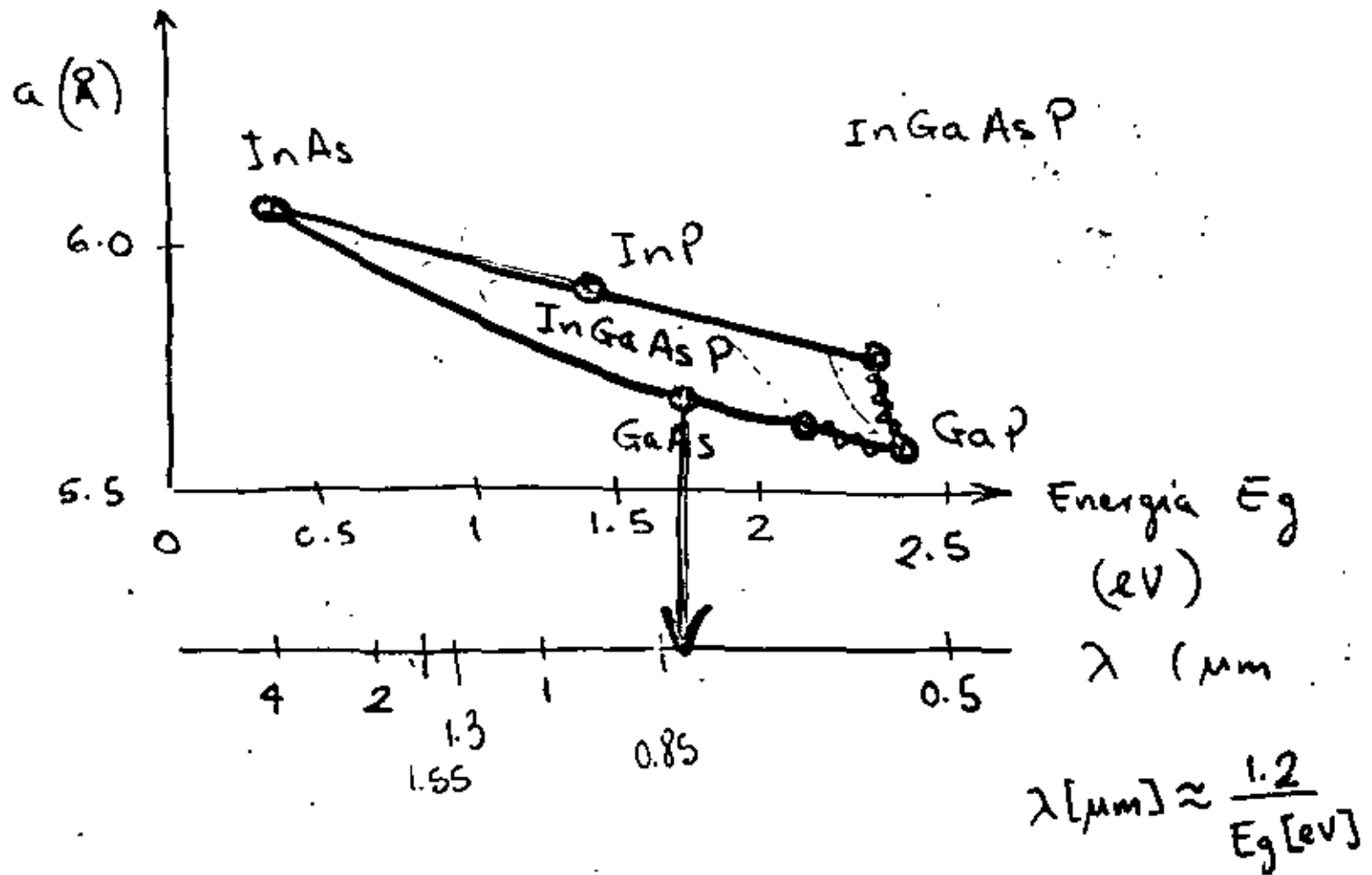
FIBRAS

- 1870 TYNDALL - guía de agua
 1910 DEBYE - guía dieléctrica
 1966 KAO - 1000 dB/km
 1970 Keck - Corning Glass - 20 dB/km
 1982 0.15 dB/km

LASERS DE
SEMICONDUCTOR

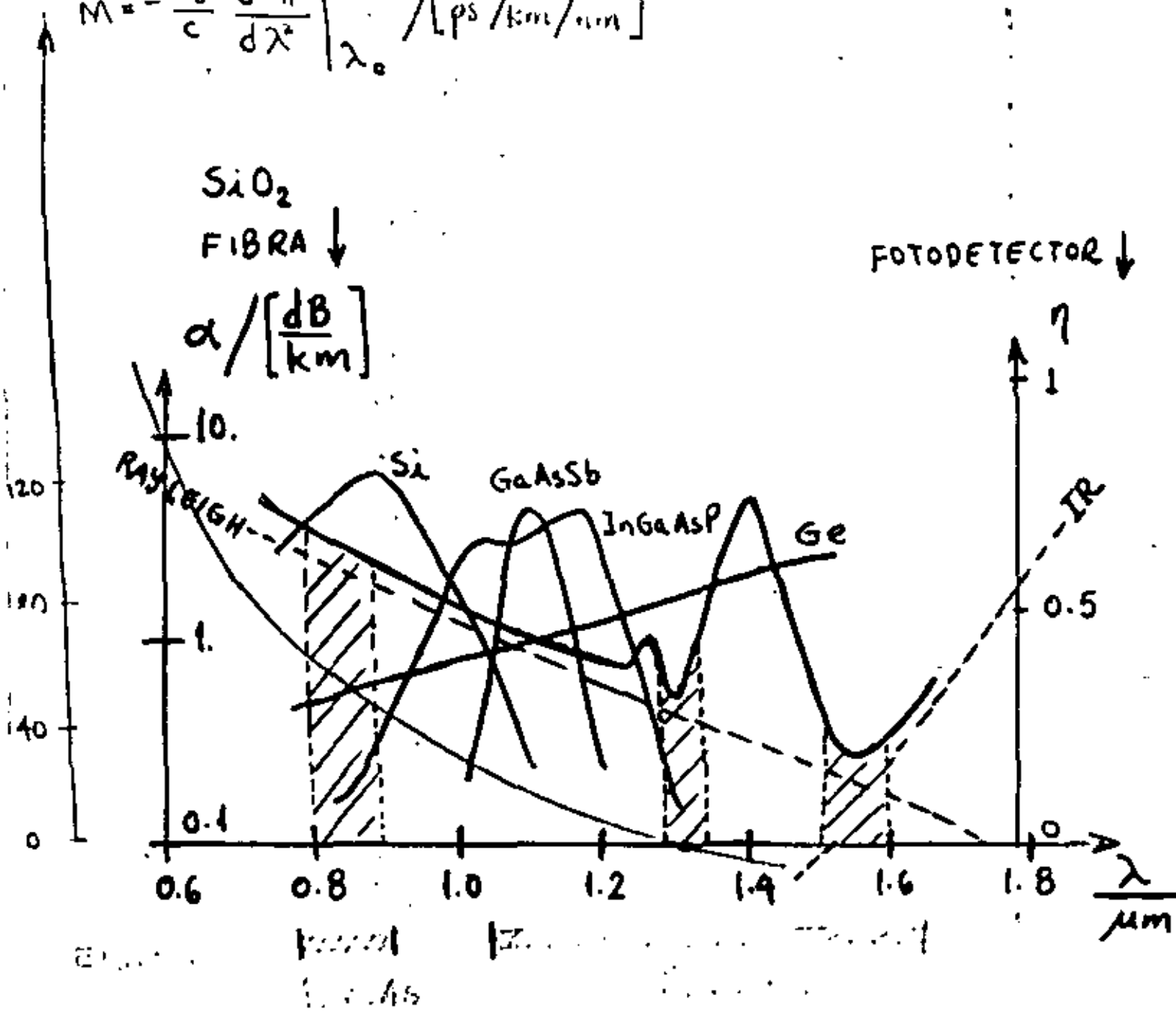
- 1961 BASOV - recombinación en unión p.n.
 BERNARD - efecto laser en $\frac{1}{2}$ cond.
- 1962 Laser GaAs fabricación
 HOMOESTRUCTURA $J_{th} \approx \begin{cases} 1 \text{ kA/cm}^2 & 80^\circ\text{K} \\ 100 \text{ kA/cm}^2 & 300^\circ\text{K} \end{cases}$
- 1967 DYMENT - contacto de
 franja
- 1969 HETEROESTRUCTURA SIMPLE $J_{th} \approx \frac{8 \text{ kA}}{\text{cm}^2}$ ^{300°K}
- 1970 DOBLE HETEROESTRUCTURA $J_{th} \approx 1 \text{ kA/cm}^2$

LASER MONOMODO, DFB, C³



DISPERSION

$$M = -\frac{\lambda_0}{c} \left. \frac{d^2 n_1}{d\lambda^2} \right|_{\lambda_0} \quad / [ps/km/nm]$$

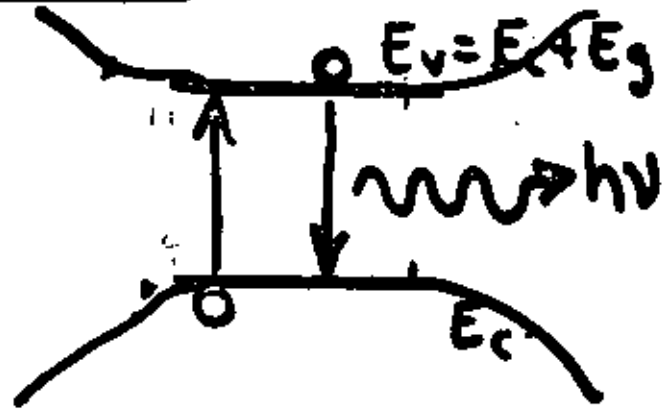


DIODOS ELECTROLUMINESCENTES

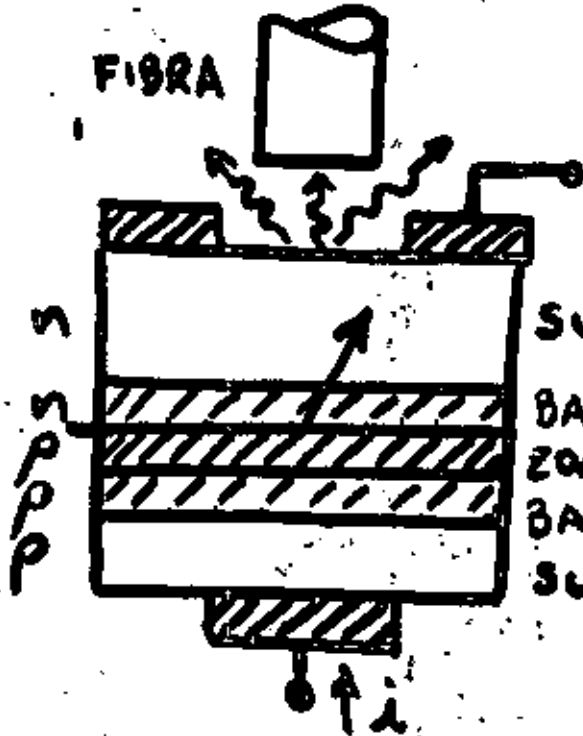
(LED's)



$$h\nu = \frac{hc}{\lambda} = E_g$$



FIBRA



SUBSTRATO $x=0$

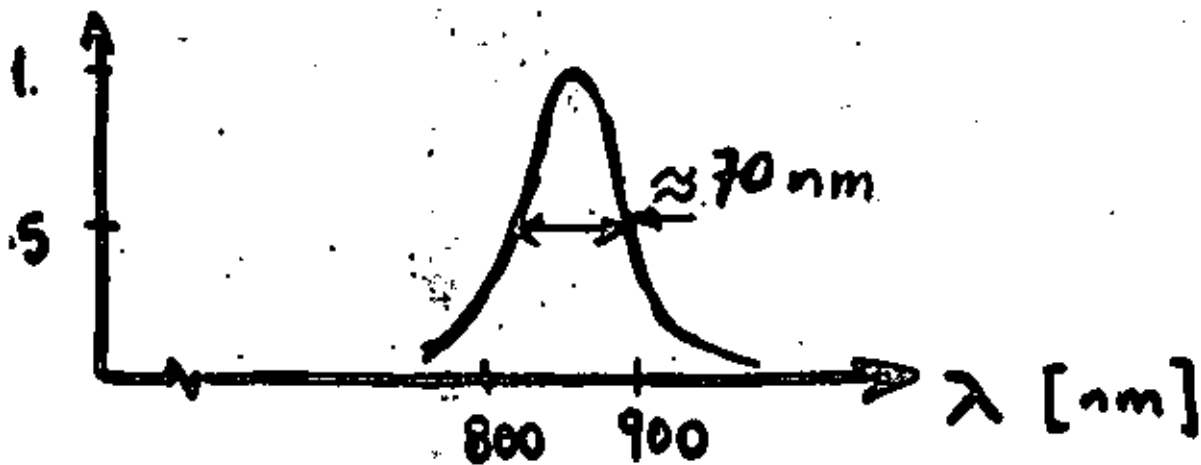
BARRERA $x=0.3$

ZONA ACTIVA $x=0.07$

BARRERA $x=0.3$

SUBSTRATO $x=0$

LED-emisión en volumen
 $Al_x Ga_{1-x} As$



FIBRA

LAMBERT

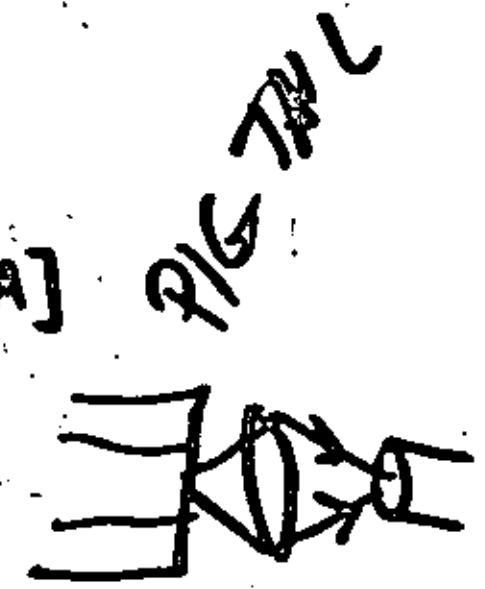
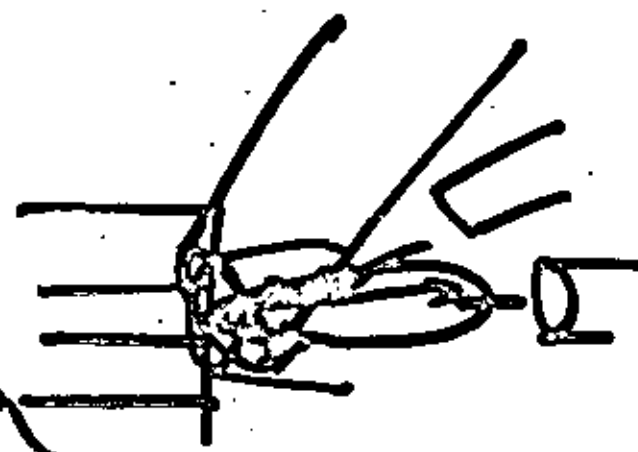
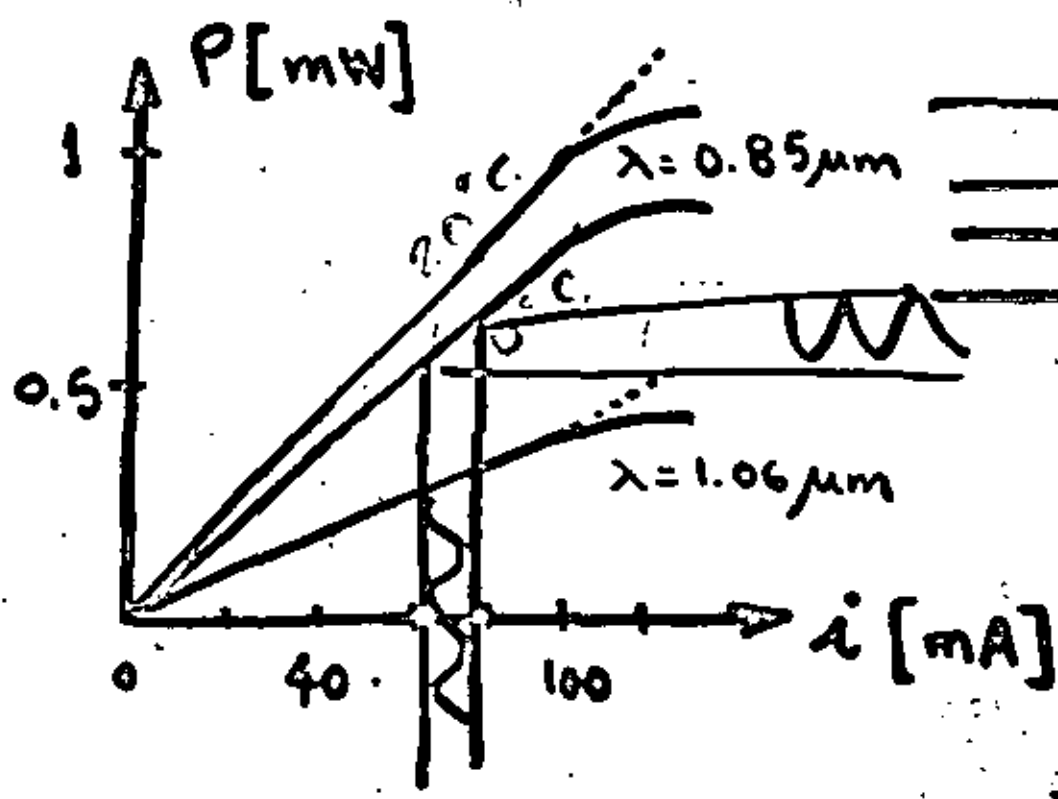
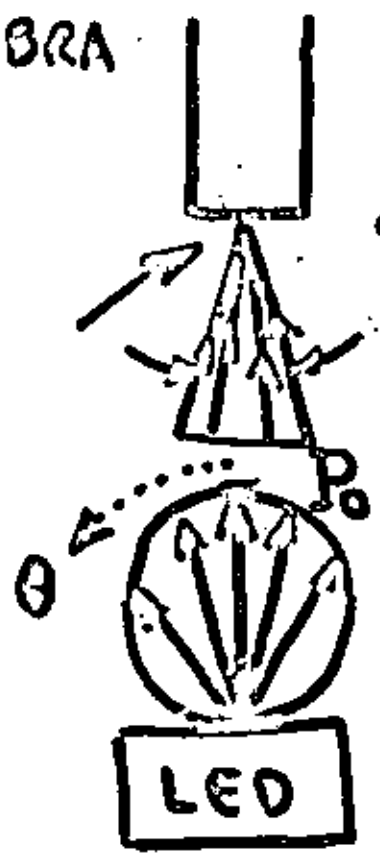
$$P = P_0 \cos \theta$$

$$\alpha = \text{sen}^{-1}(\text{N.A.})$$

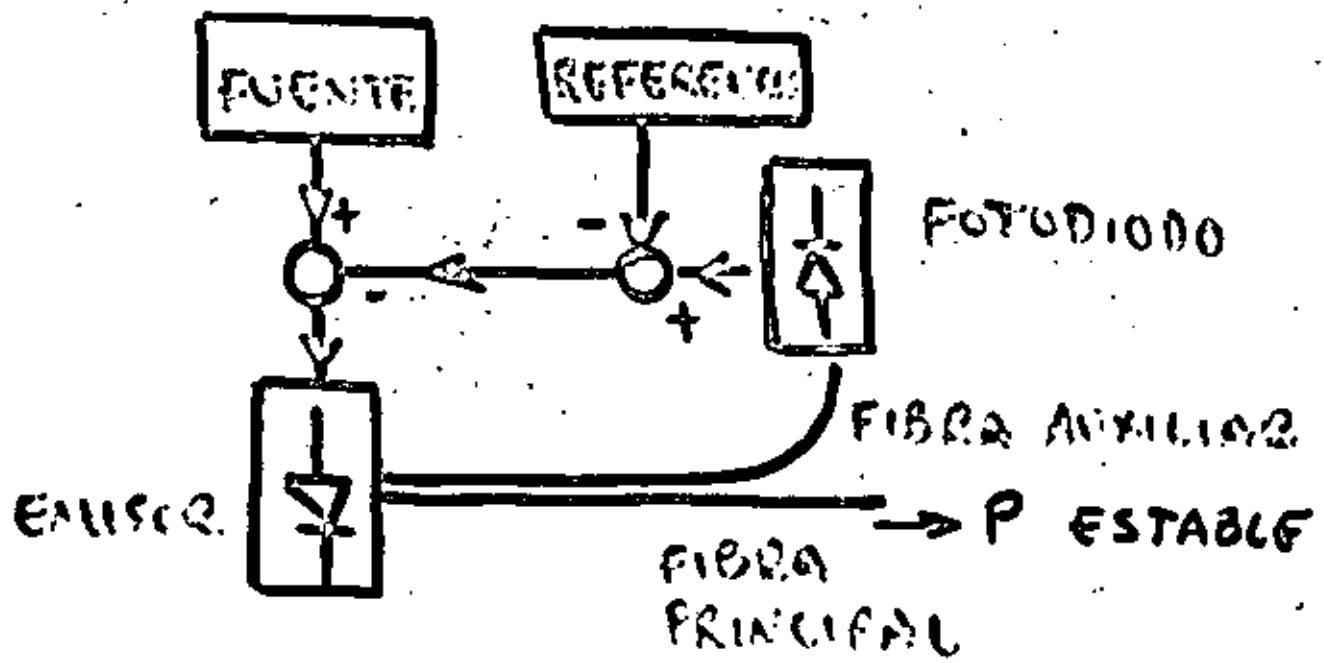
$$\eta = \frac{P_\alpha}{P_{\text{total}}} = \text{sen}^2 \alpha = (\text{N.A.})^2$$

EJEMPLO

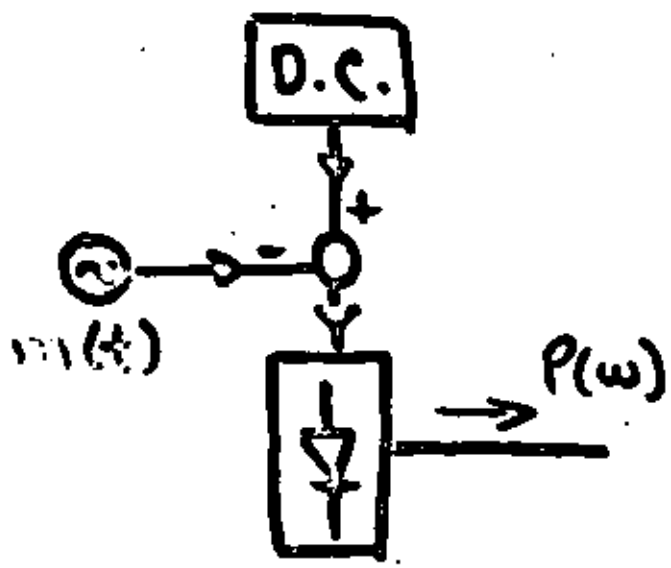
N.A. = 0.14 \Rightarrow $\eta = 2\%$
(pérdida 17 dB)



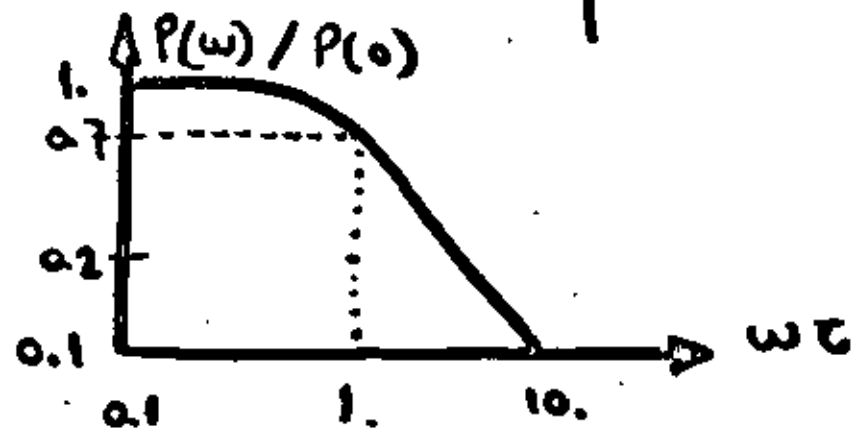
ESTABILIZACIÓN



MODULACIÓN



$$P(\omega) = \frac{P(0)}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}}$$



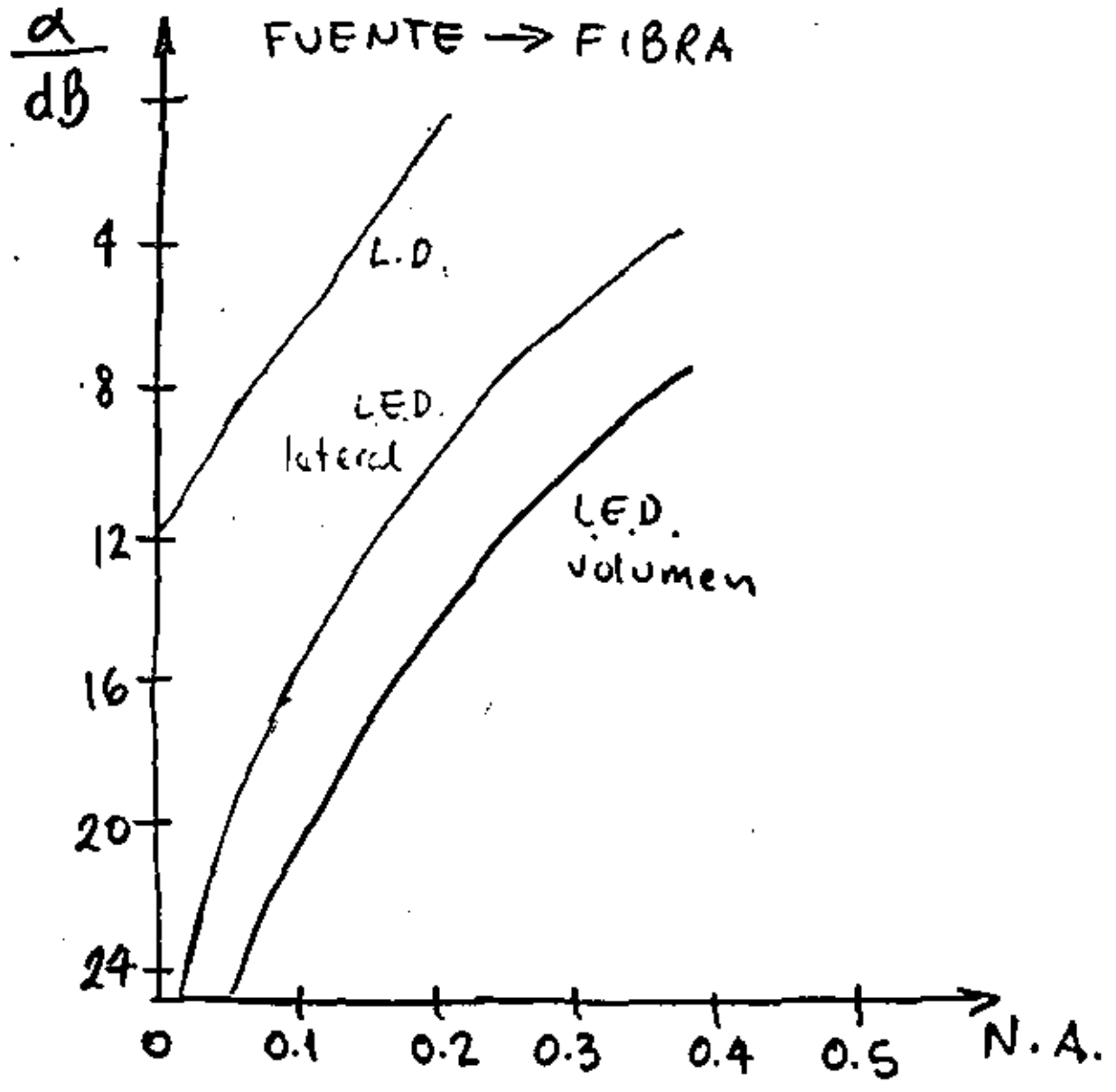
τ : { NIVEL DE
DEFAJE
ESPEZOR
ZONA
ACTIVA }

TÍPICA-
MENTE

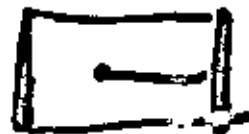
τ : 3 a 15 ns

$\Rightarrow \Delta f = \frac{1}{\tau} : 20 \text{ a } 150 \text{ MHz}$

PÉRDIDAS POR ACOPLAMIENTO FUENTE → FIBRA



8 EMISIÓN ESTIMULADA



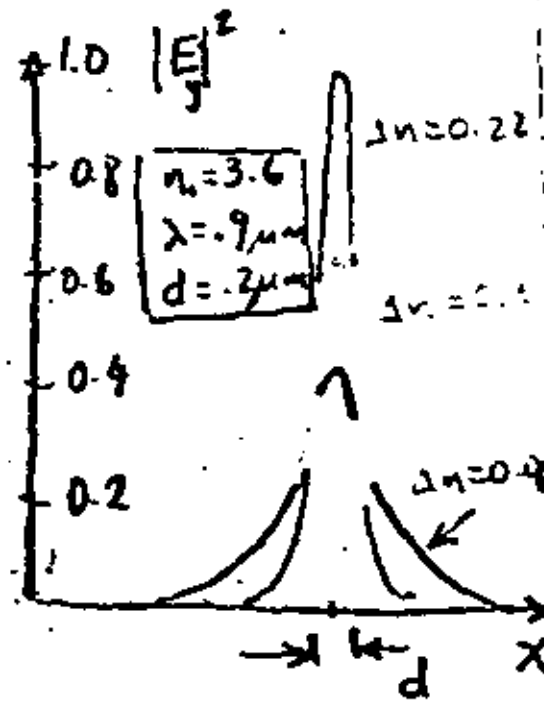
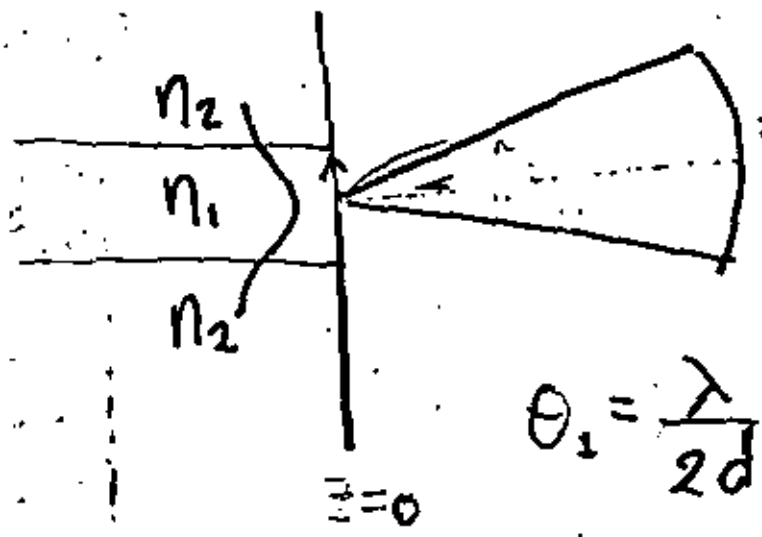
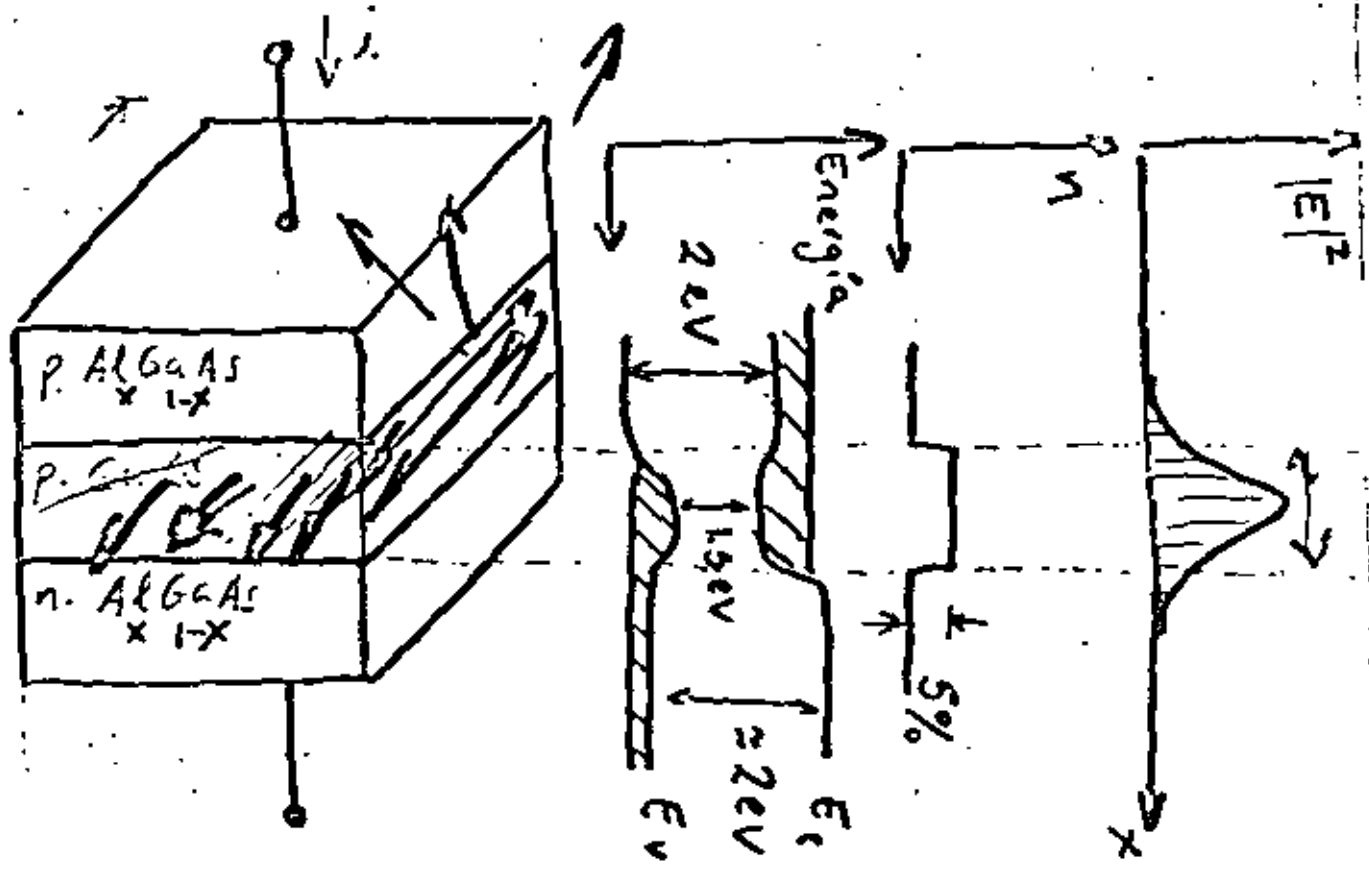
ESTADO INICIAL	Proceso	ESTADO FINAL	PROBABILIDAD
E_j ————— $h\nu \rightsquigarrow$ E_i —————	ABSORCIÓN	E_j ————— \uparrow E_i —————	$P_{i \rightarrow j} = B_{ij} u(\nu)$
E_j ————— \downarrow E_i —————	EMISIÓN ESPONTÁNEA	E_j ————— $\downarrow \rightsquigarrow h\nu$ E_i —————	$P_{j \rightarrow i} = A_{ji}$ LED
E_j ————— $\rightsquigarrow h\nu$ E_i —————	EMISIÓN ESTIMULADA	E_j ————— $h\nu \rightsquigarrow$ $h\nu \rightsquigarrow$ E_i —————	$P_{j \rightarrow i} = B_{ji} u(\nu)$

$$N_i B_{ij} u(\nu) = N_j [A_{ji} + B_{ji} u(\nu)] \quad - \text{equilibrio}$$

$$\frac{N_i}{N_j} = \exp\left(\frac{E_j - E_i}{kT}\right) = \exp\left(\frac{h\nu}{kT}\right) \quad - \text{población de estados}$$

$$u(\nu) = \frac{8\pi h \nu^3}{c^3} \frac{1}{\exp(h\nu/kT) - 1} = \frac{8\pi h \nu^3}{c^3} N_\nu \quad - \text{Planck}$$

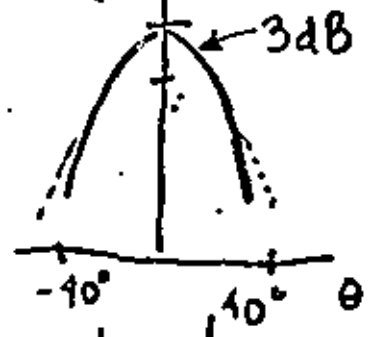
LASER DOBLE HETEROUNIÓN



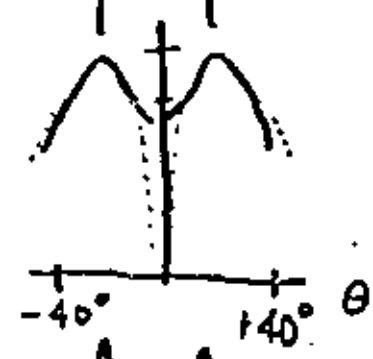
$$E(x) = \frac{1}{k} e^{ik_0 x} E_1(x) e^{-ik_0 x}$$

$$\theta_1 \approx 0.2 \lambda T / d \quad T = \text{coef. de transmisión}$$

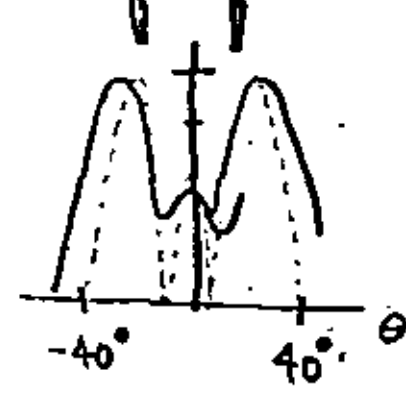
PERPENDICULAR



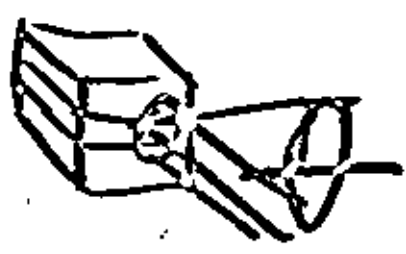
--- teórico
 — exp.
 $d = 0.7 \mu\text{m}$ 1º modo



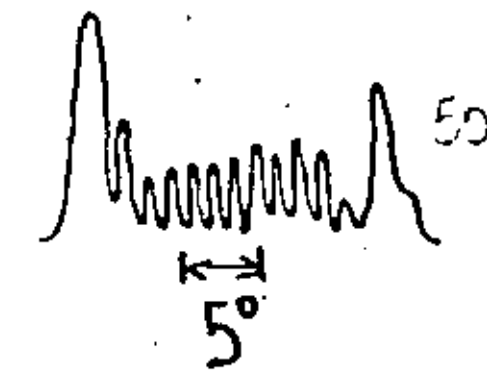
$d = 1.1 \mu\text{m}$ 2º modo

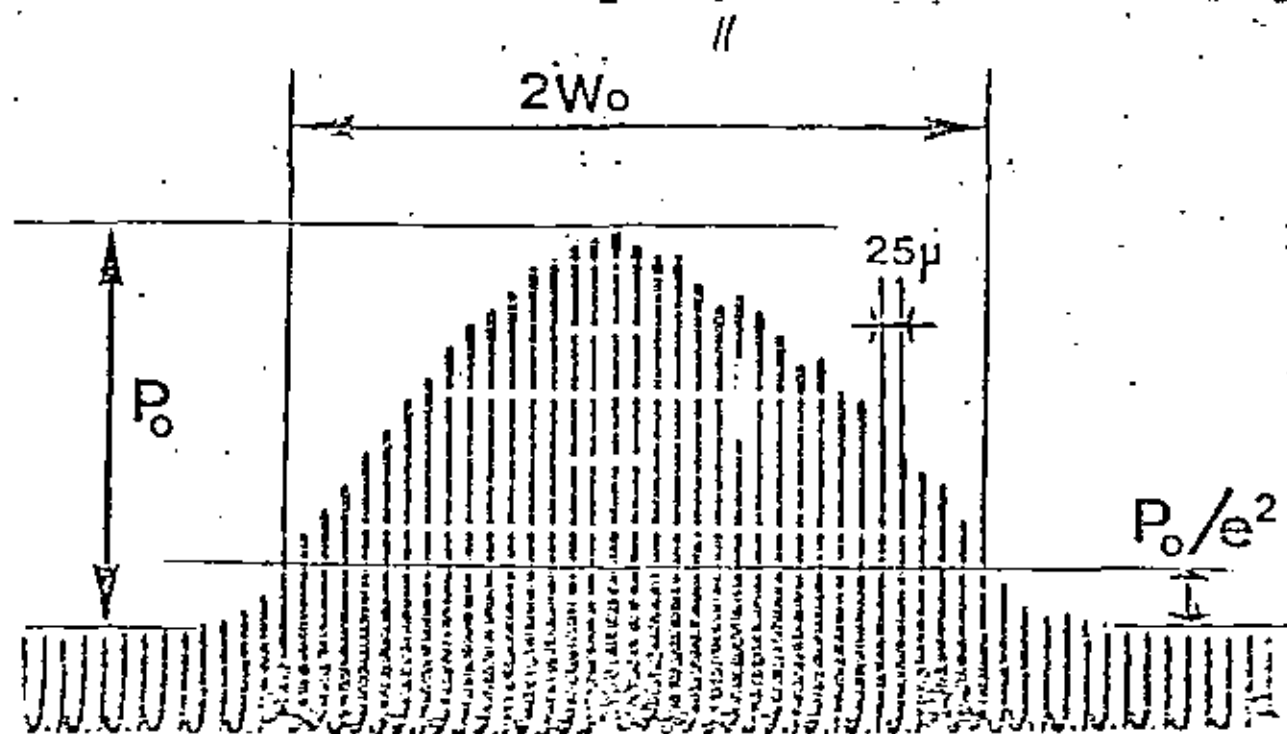


$d = 2.8 \mu\text{m}$
 ≈ 4 º modo



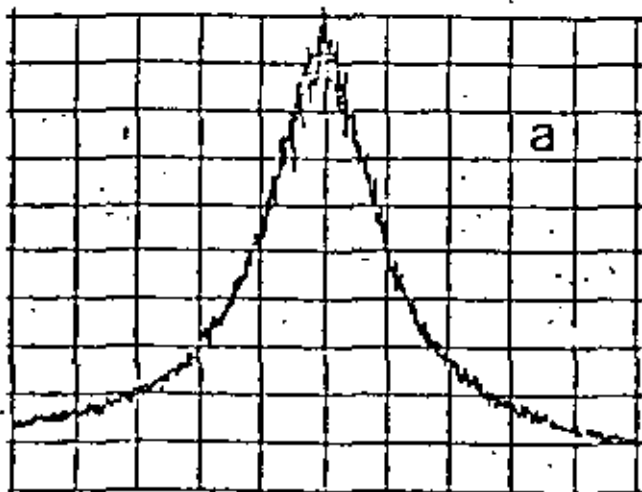
PARALELO





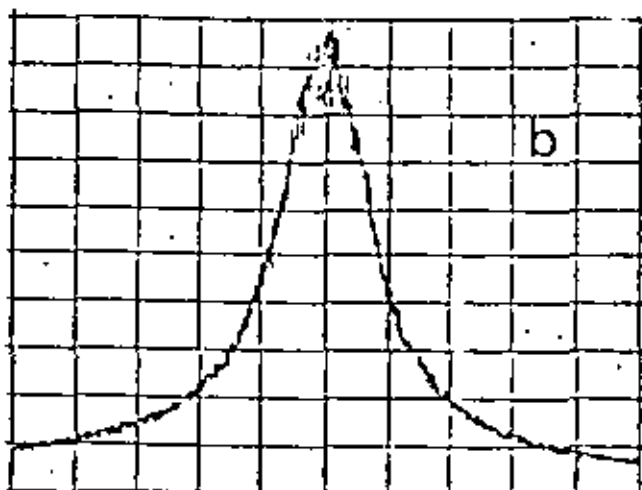
Mesure du paramètre d'un faisceau gaussien
par une matrice de photodiodes autobalayables.

RES BW 100 kHz LINEAR



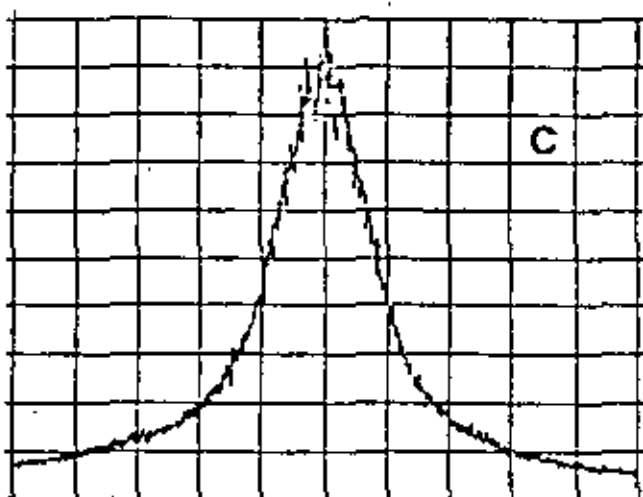
START 35.00 MHz STOP 45.00 MHz

RES BW 100 kHz LINEAR



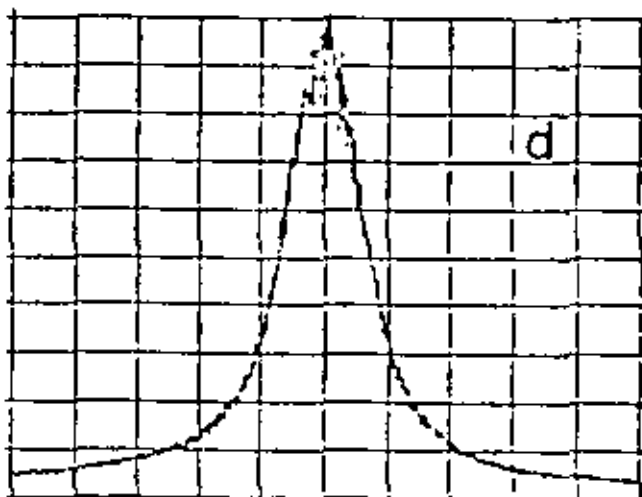
START 35.00 MHz STOP 45.00 MHz

RES BW 100 kHz LINEAR



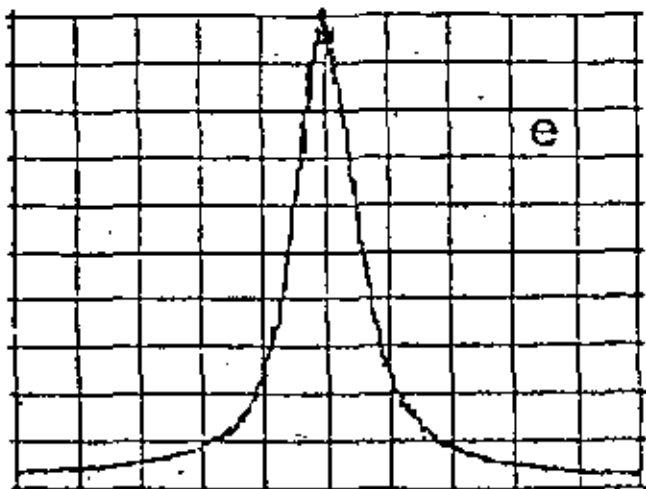
START 35.00 MHz STOP 45.00 MHz

RES BW 100 kHz LINEAR



START 35.00 MHz STOP 45.00 MHz

RES BW 100 kHz LINEAR

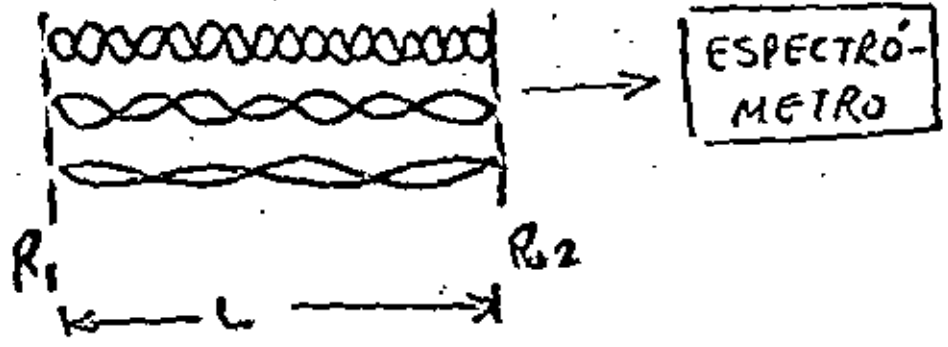


START 35.00 MHz STOP 45.00 MHz

Spectre du photocourant
hétérodyne pour différentes valeurs
de la puissance émise par le laser
(échelle linéaire)

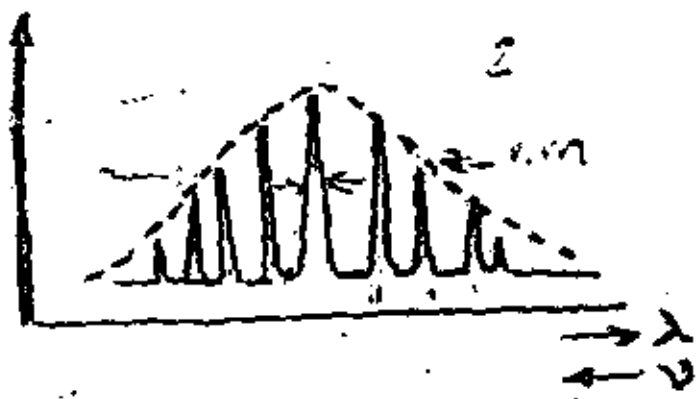
SPECTRE	PUISSANCE EMISE P_0 [mW]	F_{3dB} [MHz]
a	5,5	2,5
b	7	2
c	8	1,8
d	10,3	1,6
e	11,5	1,3

ESPECTRO DE EMISIÓN



$$L = \frac{q\lambda}{2\nu}, \quad q \in \mathbb{N}$$

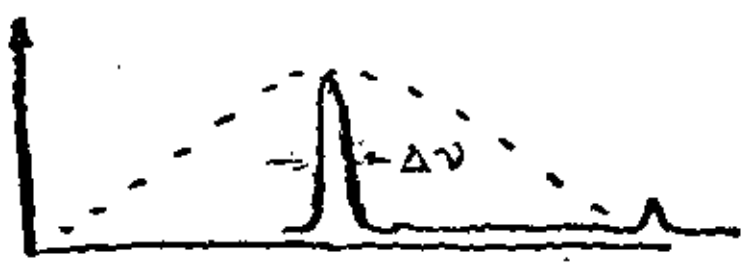
$$n = n_0 - \lambda \frac{dn}{d\lambda}$$



$$\delta\nu = \frac{c}{2Ln}$$

$$\delta\lambda = \frac{\lambda^2}{2Ln} \approx 12 \text{ \AA}$$

$\left\{ \begin{array}{l} n = 4.5 \\ L = 200 \text{ cm} \\ \lambda = 0.8 \mu\text{m} \end{array} \right.$

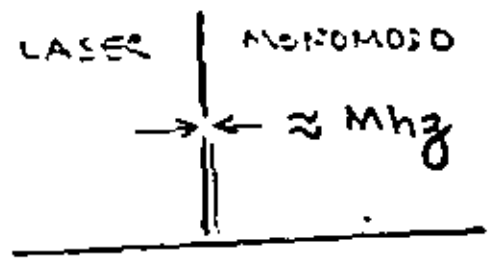
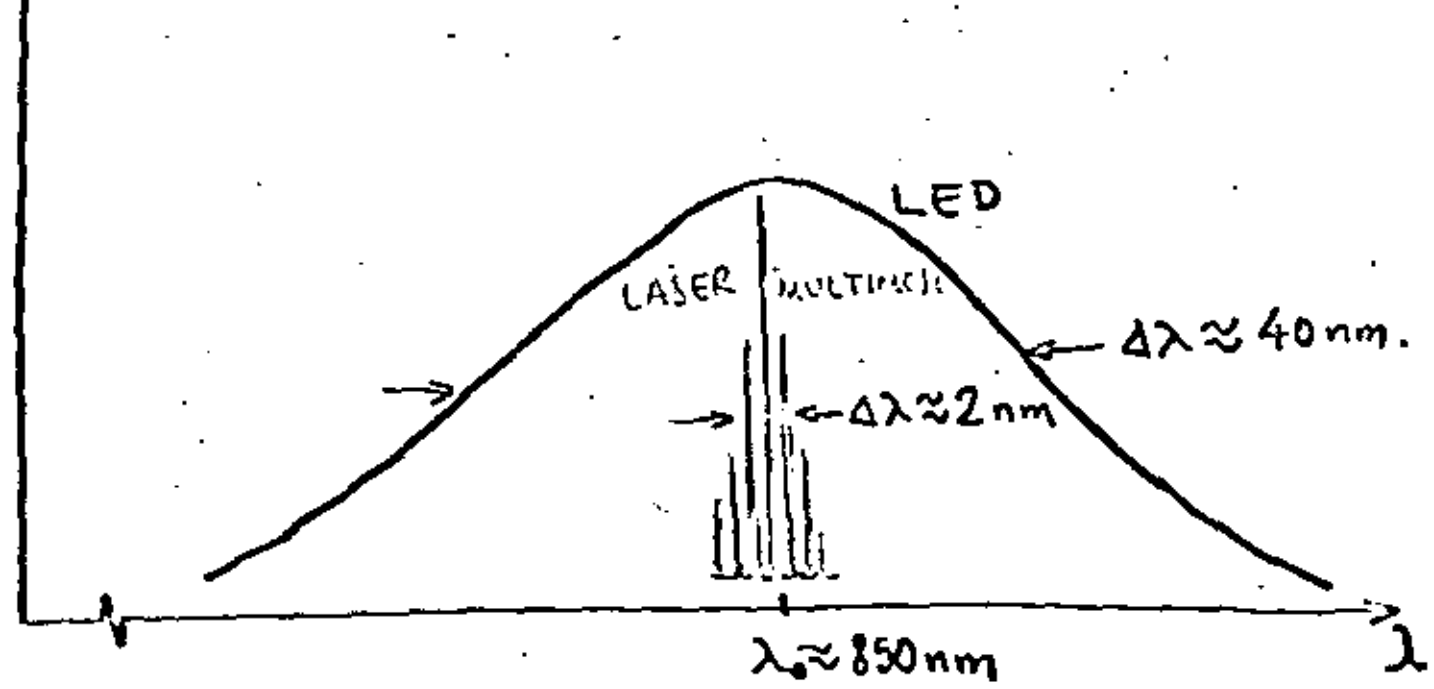


$$\Delta\nu \approx \frac{(\Delta\nu_c)^2}{P} \approx \text{MHz}$$

$\textcircled{P} P = 10 \text{ mW}$

$$\Delta\lambda \approx 10^{-4} \text{ \AA}$$

Potencia óptica



ECUACIONES DE RITMO

$$\frac{dN_{PH}}{dt} = \underbrace{A(N_e - N_{om})N_{PH}}_{\text{incremento por emisión estimulada}} - \underbrace{\frac{N_{PH}}{\tau_{PH}}}_{\text{disminución por radiación y absorción}} + \underbrace{\gamma \frac{N_e}{\tau_s}}_{\text{incremento por emisión espontánea}}$$

↓ ↓ ↓ ↓ ↓

$$\frac{dN_e}{dt} = \underbrace{\frac{J}{ed}}_{\text{inyección de portadores}} - \underbrace{A(N_e - N_{om})N_{PH}}_{\text{disminución por emisión estimulada}} - \underbrace{\frac{N_e}{\tau_s}}_{\text{disminución por recombinación espontánea}}$$

Hitachi Laser Diode Test Data

Type HLP-1400 Serial No 1K252

Temperature 22 °C

株式会社日立製作所 Hitachi, Ltd.
 電子デバイス部 Electronic Device Group
 151-8501
 東京都中央区新富1-10-1
 東京都中央区新富1-10-1
 電話 03-5521-2111 (代)

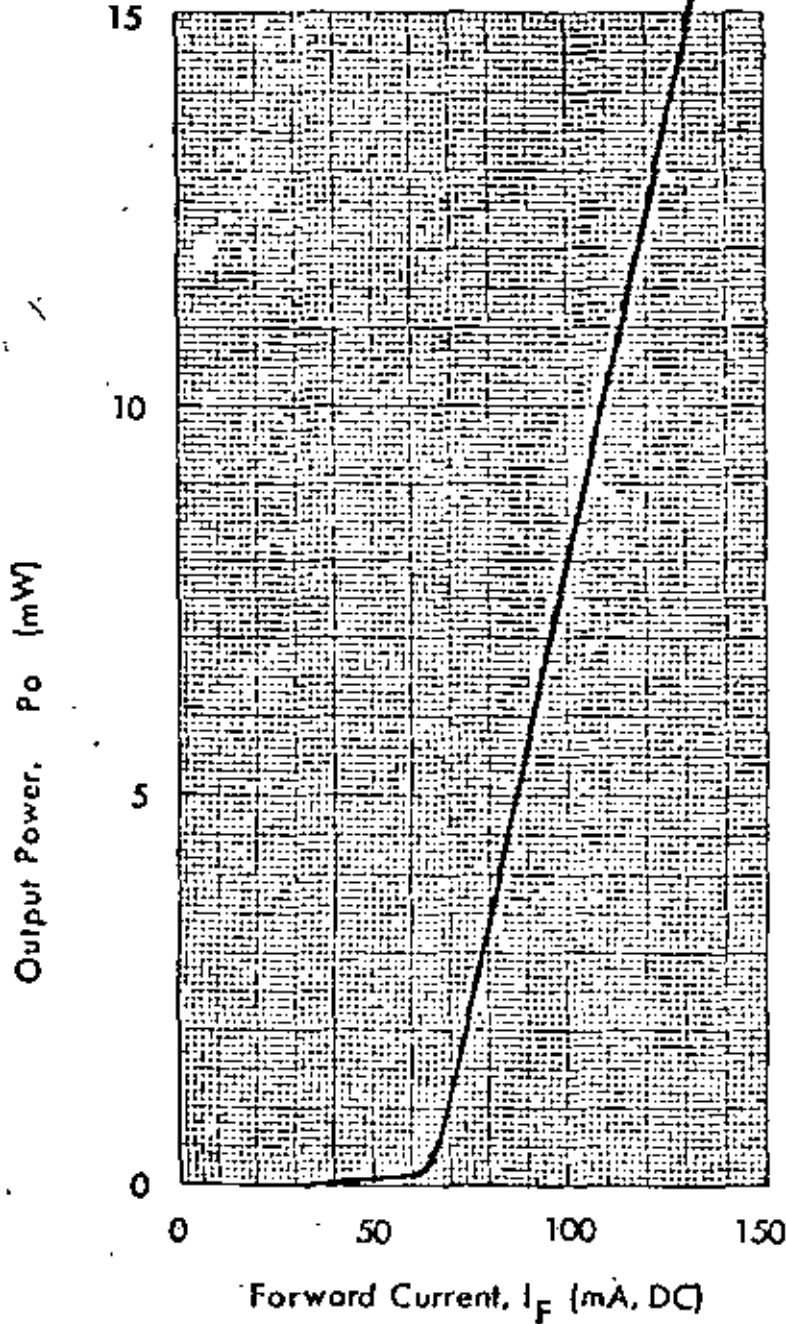
Date OCT 16, 1981

Tested by S. Ishij

Lasing Wavelength

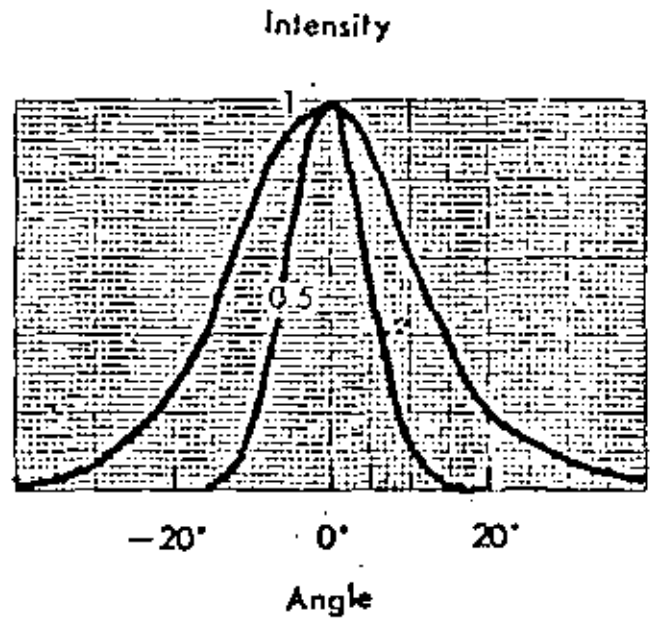
(at 10 mW)

845.3 nm



Forward Current, I_F (mA, DC)

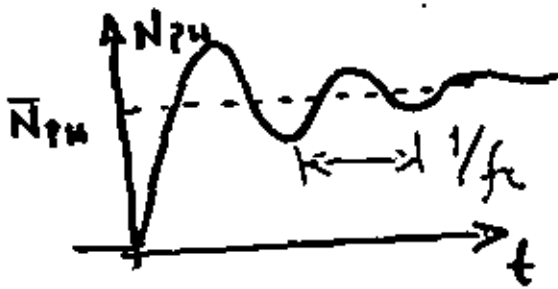
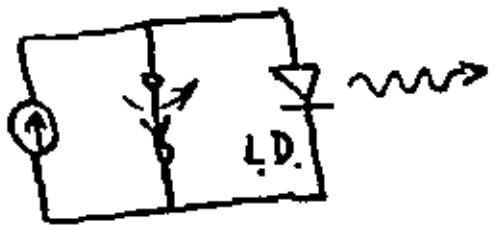
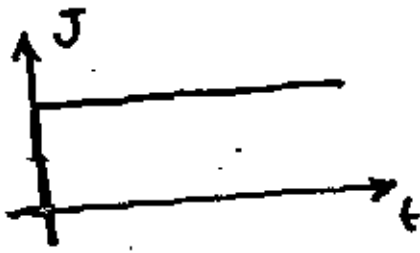
Light-Current Characteristic



Far-field patterns

(at 10 mW)

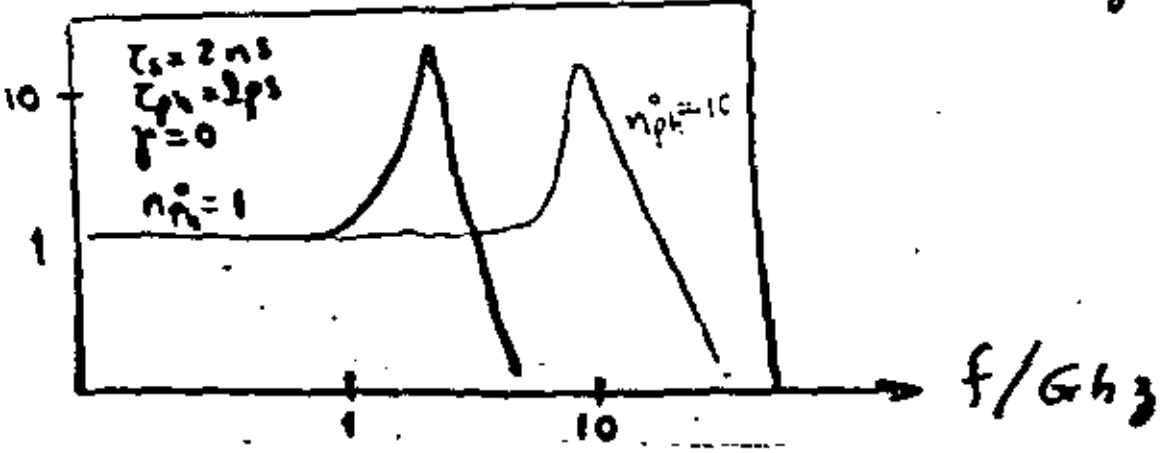
TRANSITORIOS



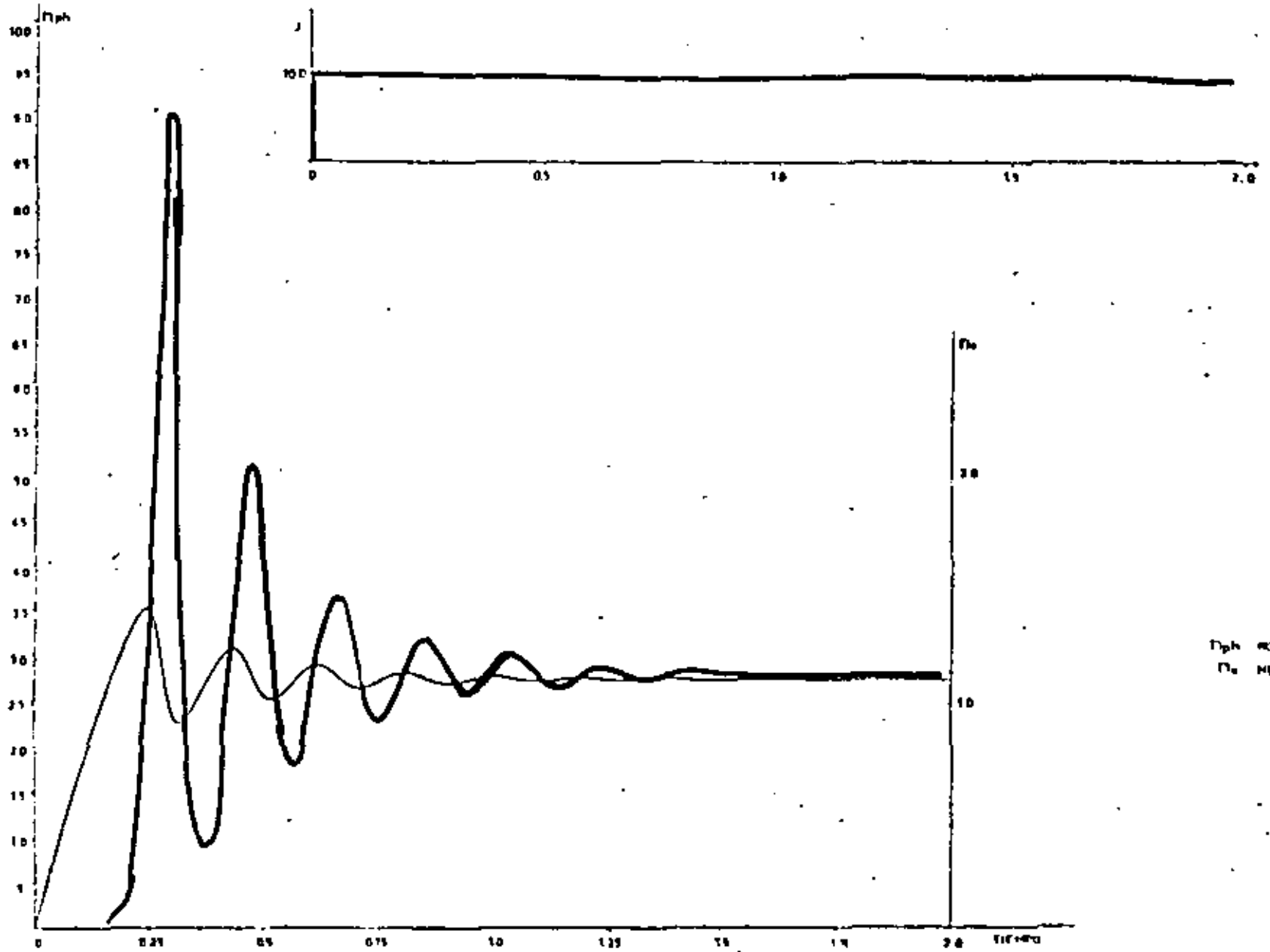
$$f_c \approx \sqrt{\frac{1}{\tau_s \tau_{ph}} \left(\frac{J}{J_{th}} - 1 \right)}$$

$$\left. \begin{array}{l} J = 2J_{th} \\ \tau_s = 2 \text{ ns} \\ \tau_{ph} = 1 \text{ ps} \end{array} \right\} \Rightarrow f_c = 100 \text{ GHz}$$

$[H(f)]^2 = \text{FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA} = \frac{\eta_{ph}^2}{f^2}$

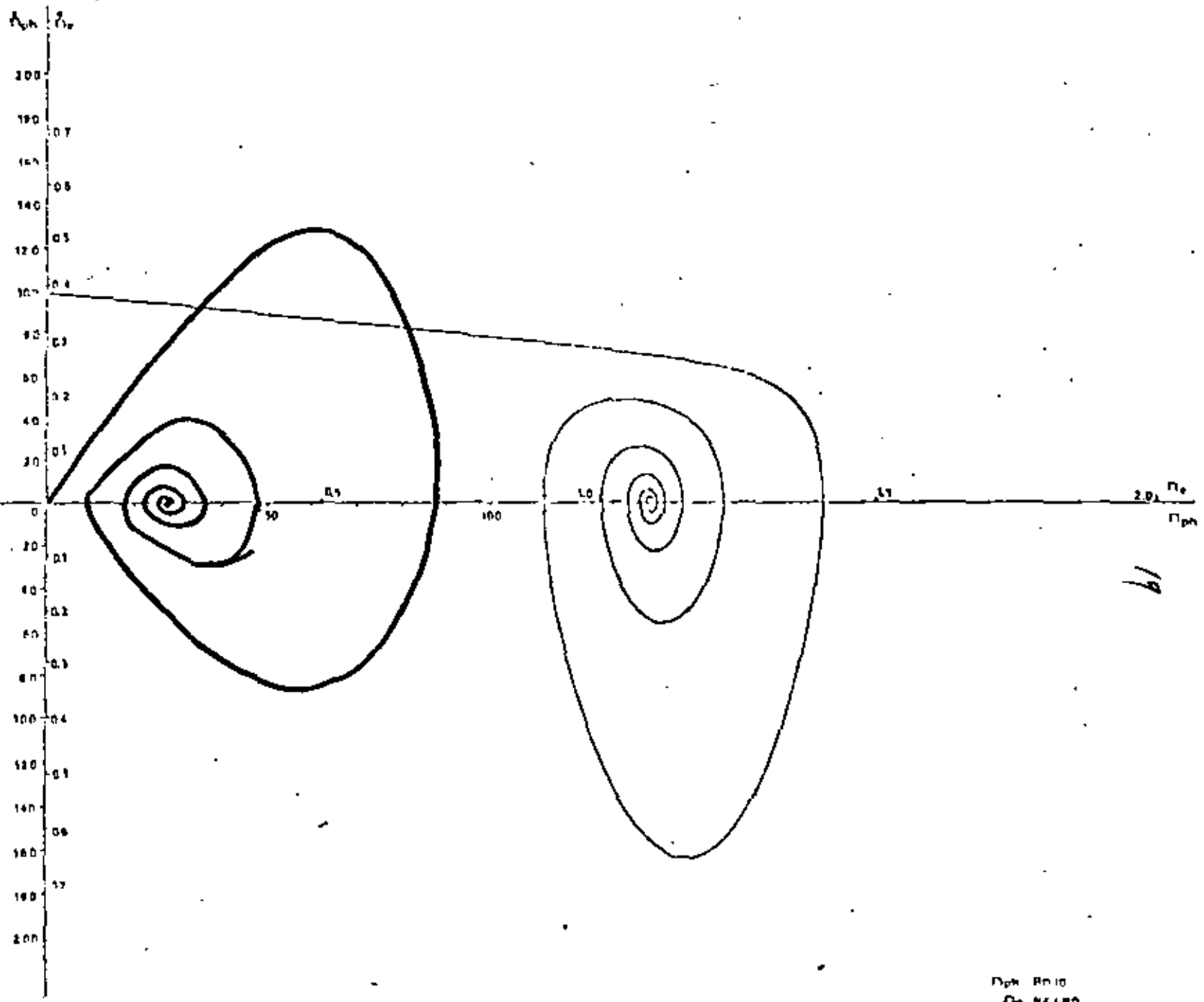


SEÑAL DE ENTRADA



Ph 4070
MEGR

18



Dph Rn 10
 Co HZ LMB

EXPERIMENTAL DATA

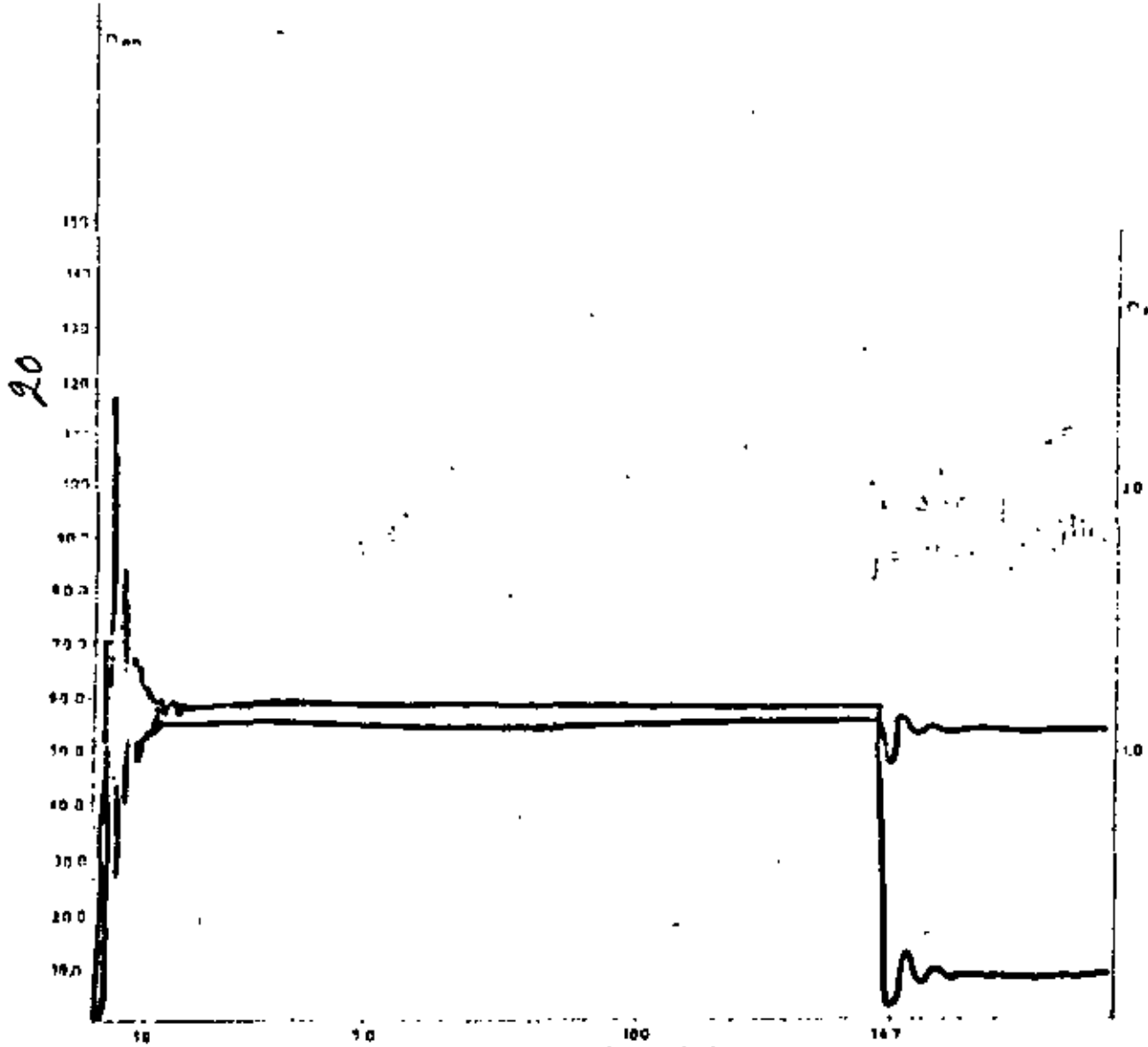
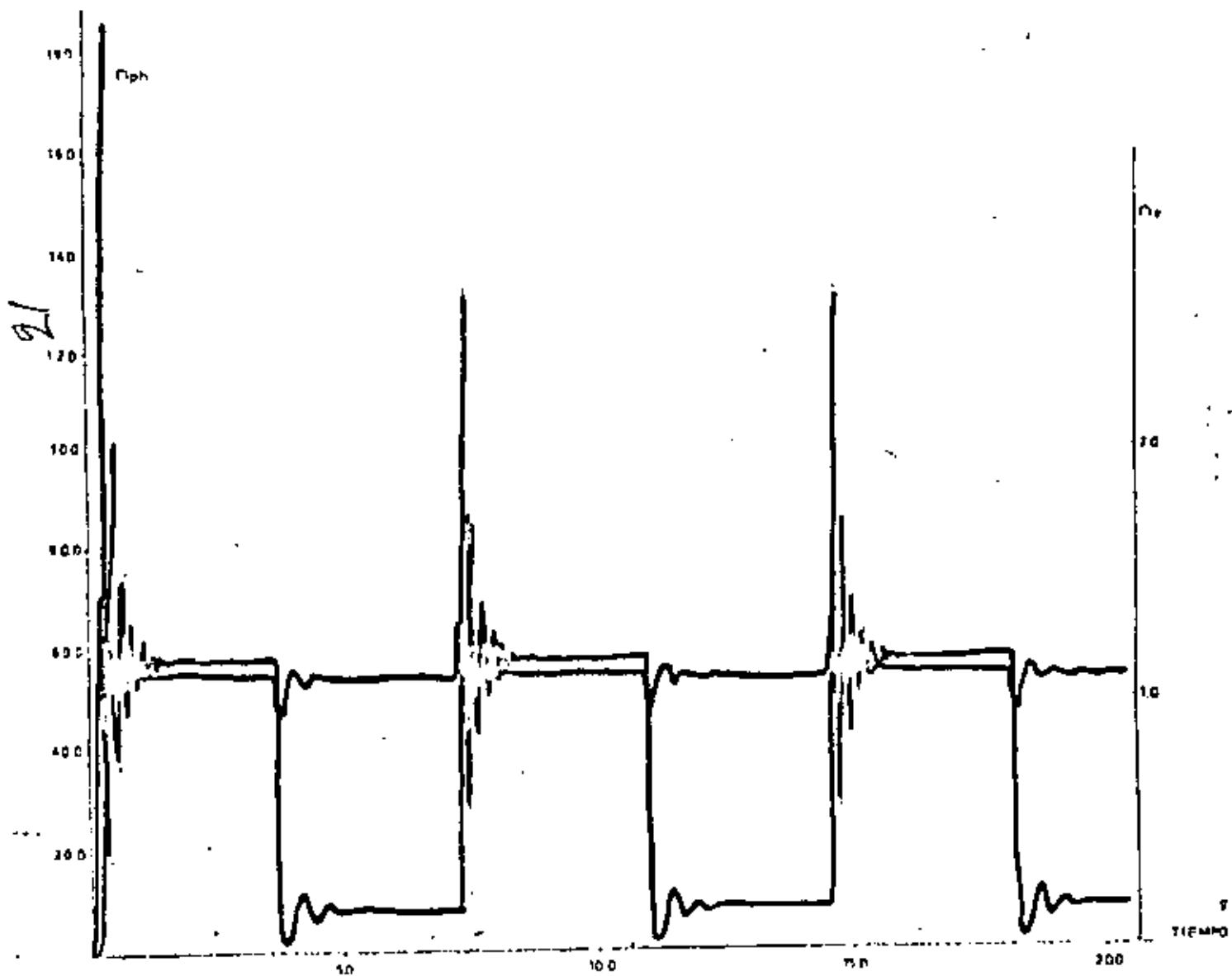


Figure 20

Figure (ms)



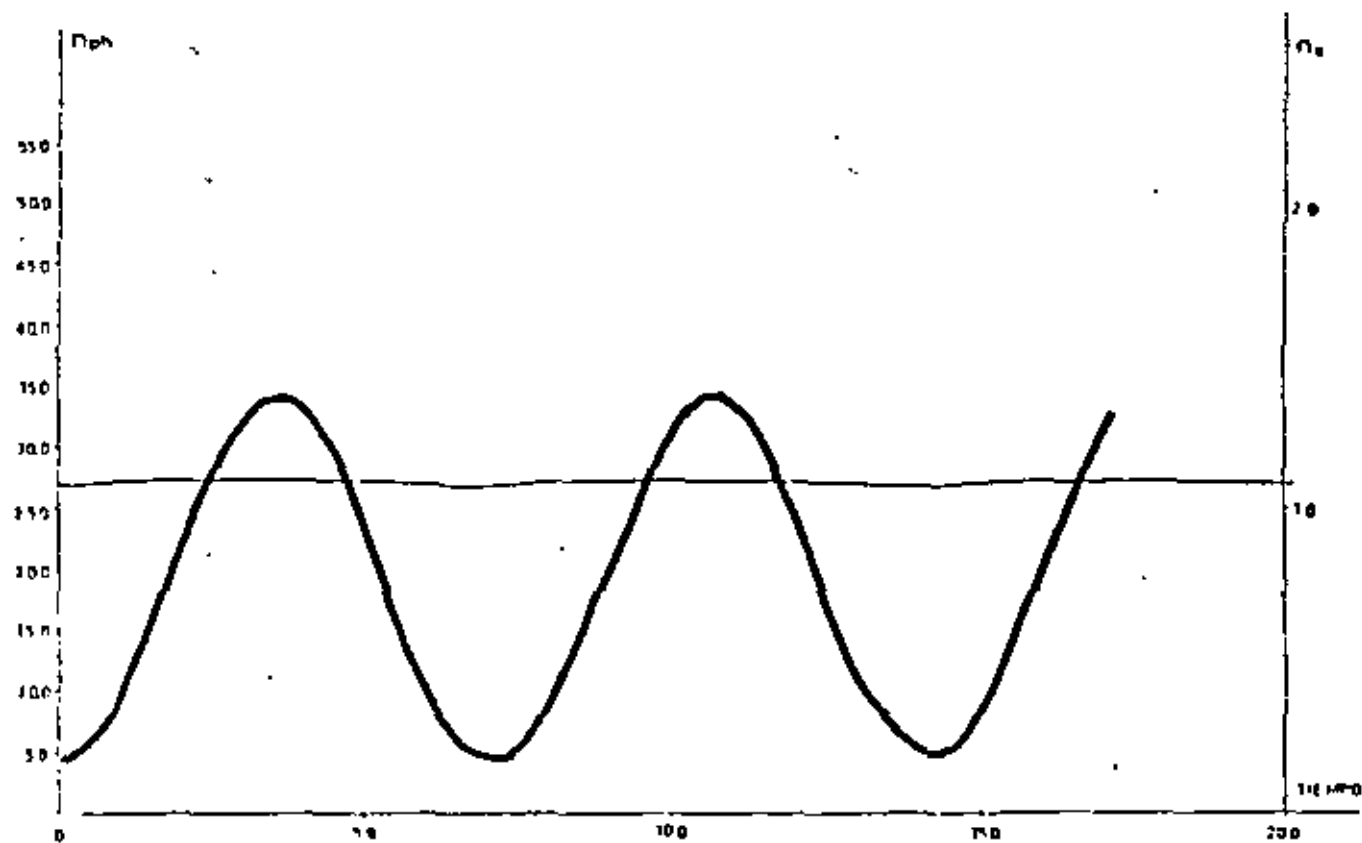
FRECUENCIA 140 MBT

Jmax 100

Jmin 215

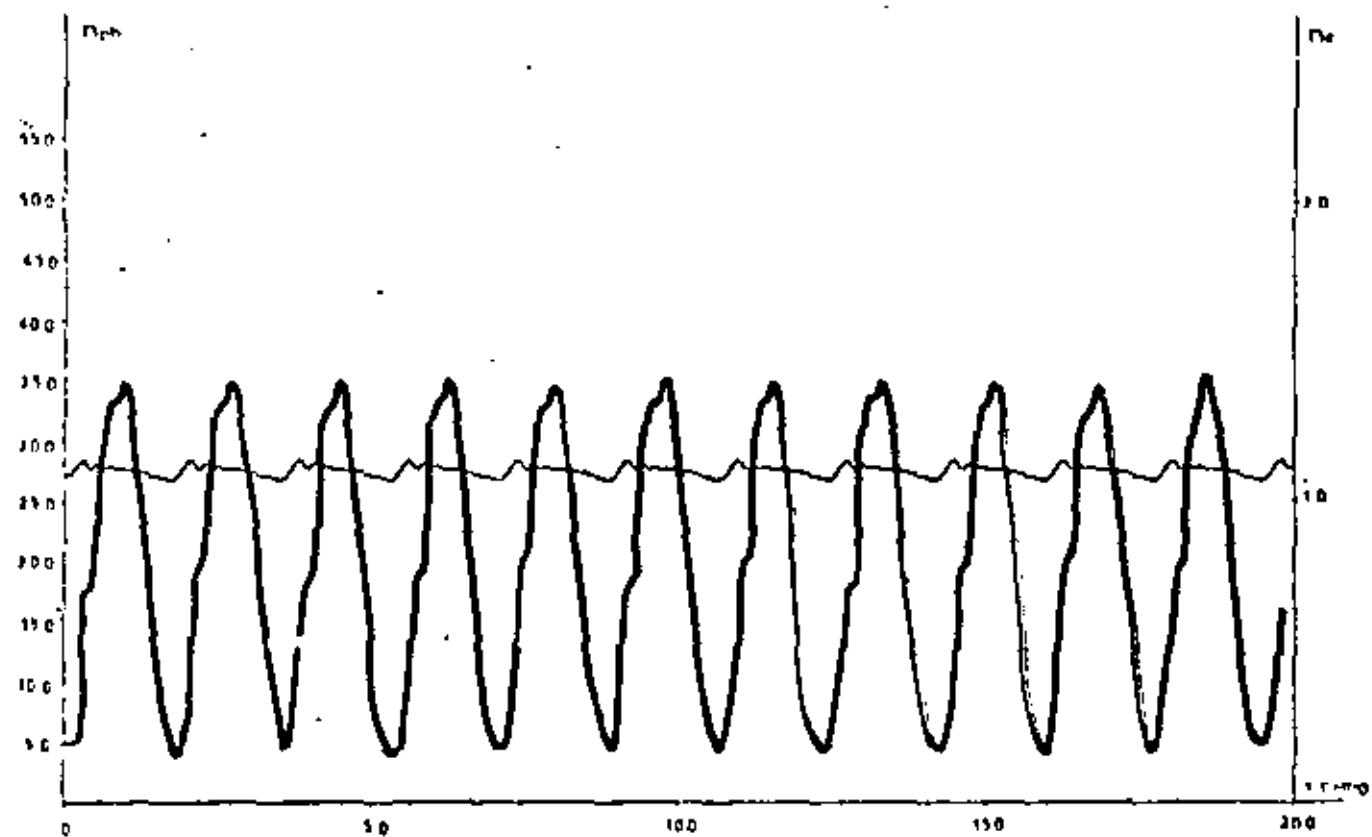
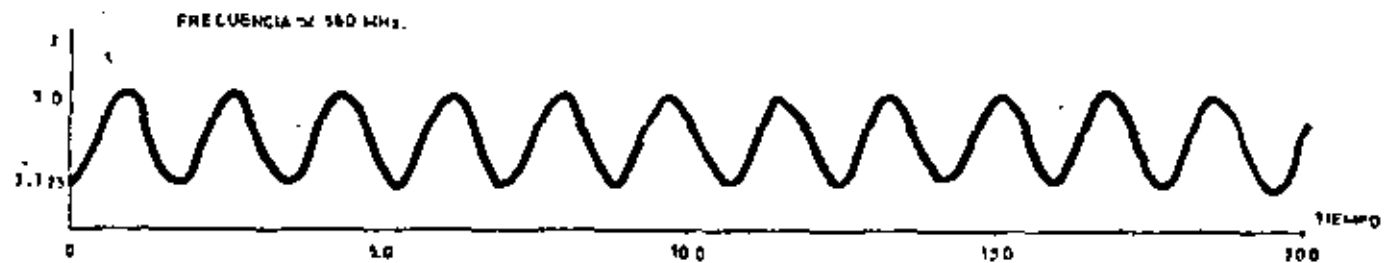
De NE6PO

Ph 2000



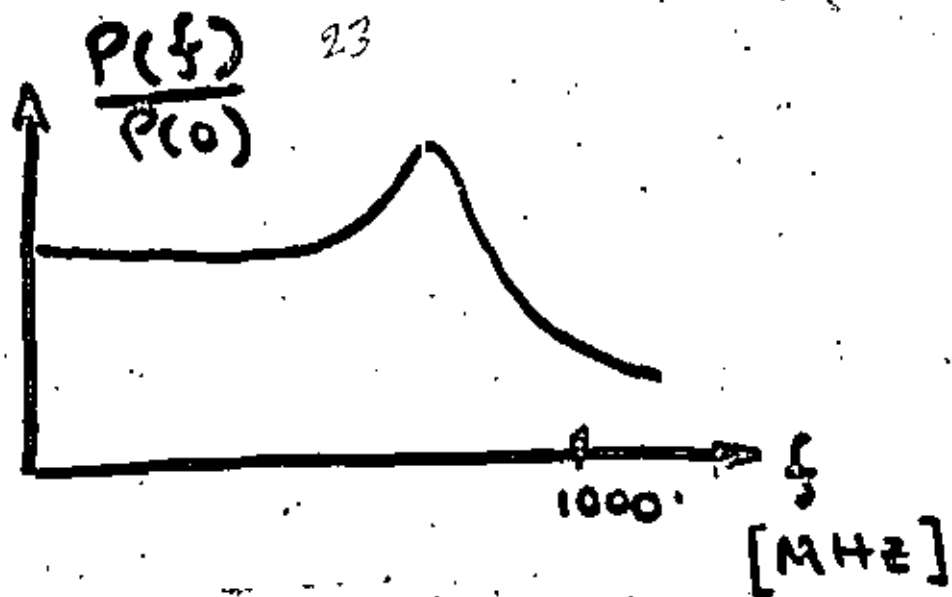
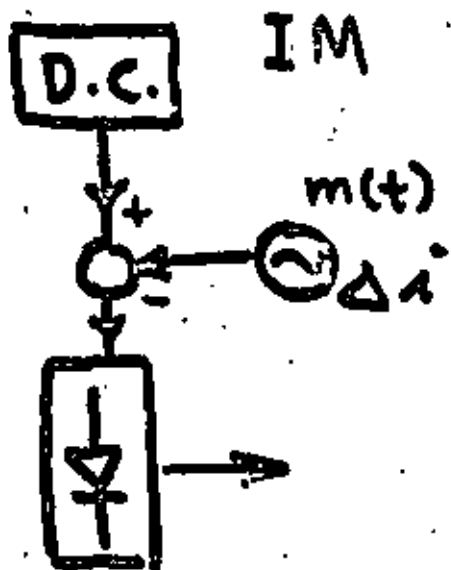
Prh ROP
Pz HEMO

27



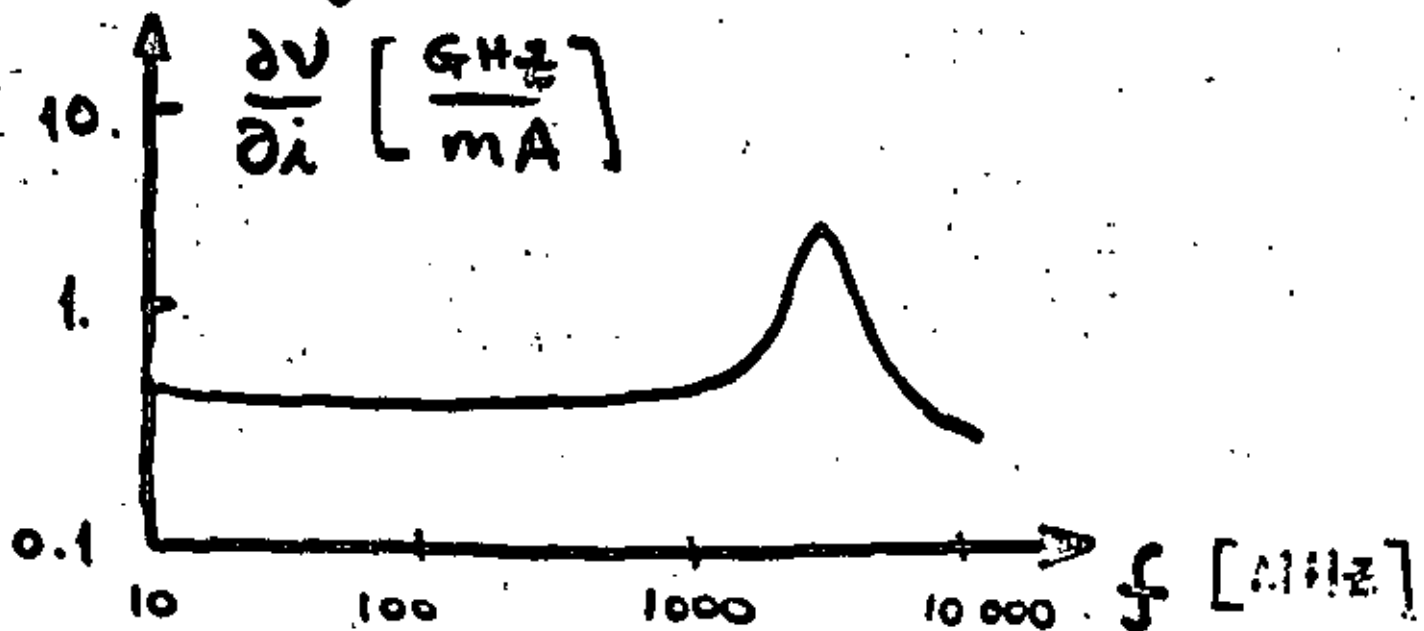
Dph 80.0
De 10.0

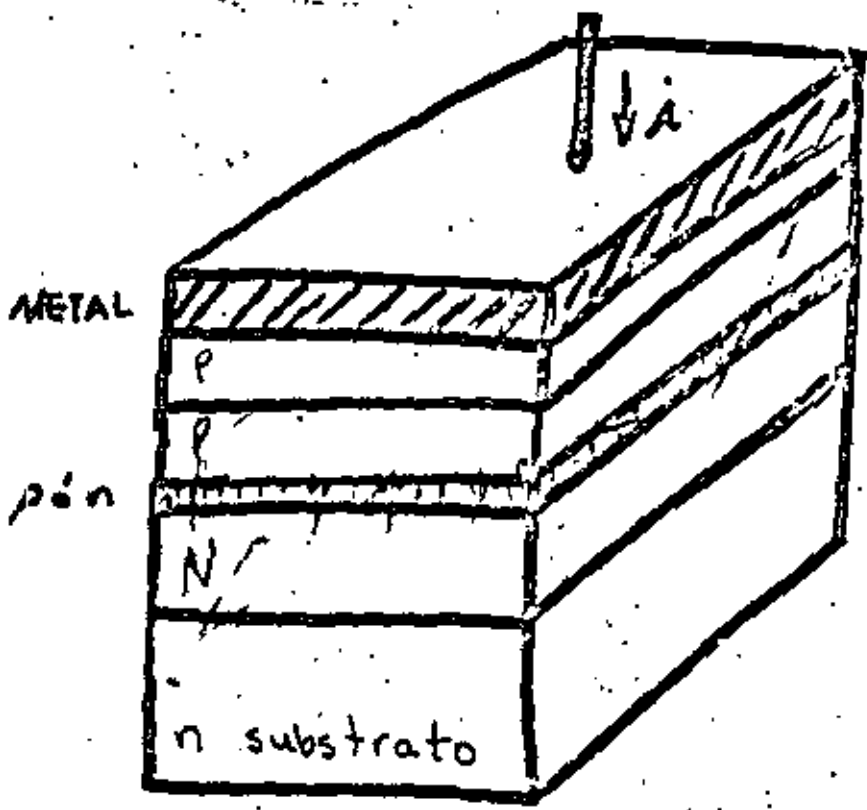
MODULACIÓN



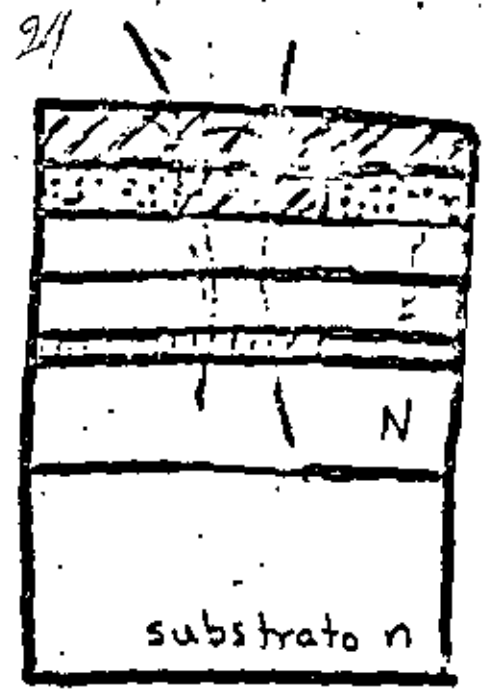
Γ.Λ.

$$\Delta i \Rightarrow \Delta \text{ganancia} \Rightarrow \Delta \eta \Rightarrow \Delta \nu$$

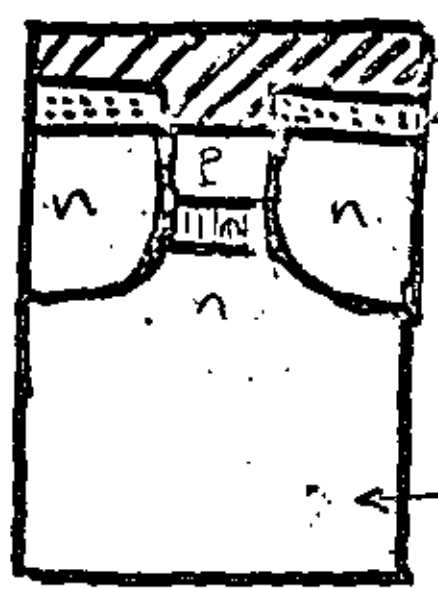




CONTACTO ANCHO

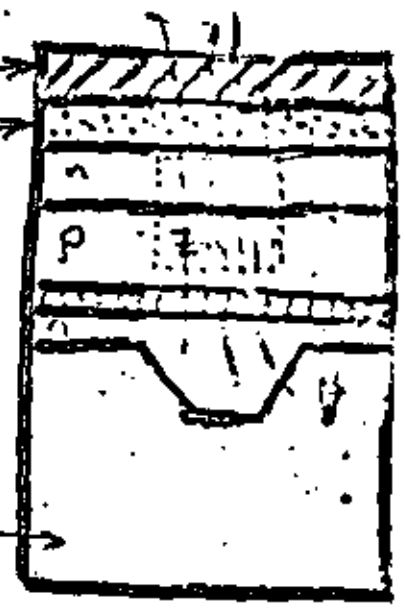


LISTÓN



HETEROESTRUCTURA ENTERRADA

METAL
SiO₂



SUBSTRATO CANALADO

SUBSTRATO n



**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

TELECOMUNICACIONES: VIA FIBRAS OPTICAS

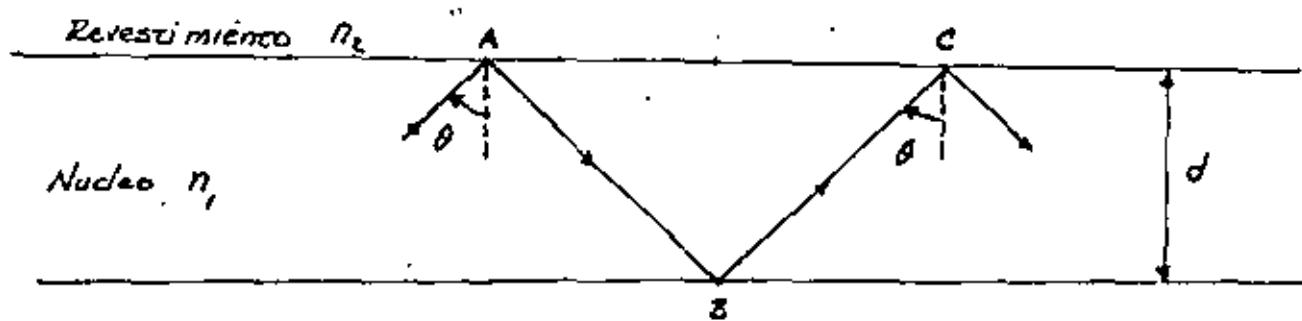
ANEXO DE PROPAGACION

MARZO, 1984

Representación por Ondas.

La teoría de rayos, parece que permite que se propaguen a lo largo de la fibra rayos a cualquier ángulo θ mayor que el ángulo crítico θ_c . Sin embargo, cuando se toma en cuenta la fase de alguna onda plana asociada con el rayo, se observa que solo los rayos con ciertos ángulos discretos mayores o iguales a θ_c son capaces de propagarse a lo largo de la fibra.

Para ver esto, considere un rayo de luz en el núcleo el cual incide en la frontera núcleo - revestimiento a un ángulo θ como se muestra en la figura.



A medida que la onda viaja sufre un cambio de fase δ dado por:

$$\delta = k_1 s = n_1 k s = \frac{n_1 2\pi s}{\lambda}$$

donde: k_1 - es la constante de propagación en el medio de índice de refracción n_1 ,

$k = \frac{k_1}{n_1}$ es la constante de propagación en el espacio libre

s - es la distancia recorrida por la onda a lo largo del rayo.

La fase de onda no solo cambia a medida que la onda se propaga sino también en la reflexión en las fronteras.

Para que la onda asociada a un rayo se propague a lo largo de la guía de onda como se muestra en la figura, la fase de la onda que se ha reflejado dos veces debe ser la misma que la onda incidente, esto es, la onda debe interferirse constructivamente consigo misma. Si esta condición de fase no es satisfecha, la onda se interferirá consigo misma destructivamente y desaparecerá. Así el cambio de fase total cuando la onda cruza la guía de onda dos veces (por los puntos A, B y C) y se refleja dos veces (en los puntos A y B) debe ser igual a un múltiplo entero de 2π radianes. Sea el cambio de fase que ocurre sobre la distancia ABC igual a $\delta_{AC} = n_1 k (2d / \cos\theta)$ y el cambio de fase en cada reflexión δ_R (este cambio de fase depende de la polarización de la onda). Por lo que la condición que se debe satisfacer es:

$$\frac{2 n_1 k d}{\cos \theta} + 2 \delta_R = 2\pi M$$

donde M es un entero que determina los ángulos permitidos para que los rayos sean guiados.

$$\delta_{R\perp} = 2 \tan^{-1} \left(\frac{\sqrt{\sin^2 \theta_i - \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2}}{\cos \theta_i} \right)$$

$$\delta_{R\parallel} = 2 \tan^{-1} \left(\frac{\sin^2 \theta_i - \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2}{\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 \cos \theta_i} \right)$$

DIRECTORIO DE ALUMNOS DE EL CURSO DE
TELECOMUNICACIONES VIA FIBRAS OPTICAS
DEL 12 AL 17 DE MARZO, 1984

NOMBRE Y DIRECCION

EMPRESA Y DIRECCION

1. EUGENIO ALBERTO ALCERCA BOLANOS
 Lora Nezmasa 6-201
 Col. Irrigación
 Deleg. Miguel Hidalgo
 11500 México, D. F.
 557-0849

DEPARTAMENTO DE TRANSMISION DIGITAL, S.C.T.
 Av. Lázaro Cárdenas No. 567
 Deleg. Benito Juárez
 México, D. F.
 530-3060 ext. 560, 428

2. HUGO ACUNO RUIZ
 Elena No. 7
 Deleg. G. A. Madero
 07800 México, D. F.
 577-1016

PEMEX
 M. Nacional No. 129
 Deleg. Hidalgo
 México, D. F.
 254-2044 ext. 72510

3. SALVADOR BARRERA GUERRERO
 Av. 495 No. 59
 Col. San Juan de Aragón
 Deleg. Gustavo A. Madero
 07920 México, D. F.
 796-0532

U.N.A.M.
 Zona Cultural
 Ciudad Universitaria
 México, D. F.
 655-1751

4. ERNESTO BOLAJEL SOTO
 Calle 13 No. 32
 Col. Huetzuma
 Deleg. V. Carranza
 15550 México, D. F.
 578-4666

SERVICIOS A LA NAVEGACION EN EL ESPACIO AEREO
 MEXICANO
 Boulevard Pto. Aéreo No. 405
 Col. Aviación Civil
 Deleg. V. Carranza
 15550 México, D. F.
 571-3500

5. SANTIAGO DE LA O. VICARRA
 Simoca No. 74-11
 Col. Roma
 Deleg. Cuauhtémoc
 06700 México, D. F.

S.E.N.E.A.M.
 Boulevard Puerto Aéreo No. 485
 Col. Huetzuma
 Deleg. V. Carranza
 15500 México, D. F.
 571-3461

6. JORGE FONSECA CHAVEZ
 Calle Norte 84 No. 6528
 Col. San Pedro el Chico
 Deleg. Gustavo A. Madero
 07480 México, D. F.
 740-6303

TELEFONOS DE MEXICO
 Legaria No. 750 2° Piso
 Col. Torre Blanca
 Deleg. Miguel Hidalgo
 México, D. F.
 399-2518

7. FRIEDRICH GOLDBARD DELTSCH
 Itzaci/Antel 53-703
 Col. Hipódromo
 México, D. F.

BANCO BOPMEX, S.N.C.
 Bolívar No. 18
 Col. Centro
 06000 México, D. F.
 585-2133

8. JUAN GONZALEZ LUCIO
 Degollado No. 151-11
 Col. Guerrero
 Deleg. Cuauhtémoc
 México, D. F.
 529-0512

TELEFONOS DE MEXICO, S. A.
 Felipe Carrillo Puerto No. 750
 Col. Torre Blanca
 México, D. F.
 399-2518

9. JOSE GERARDO GUTIERREZ GARCIA
 Av. 511 No. 87
 Col. Aragón
 Deleg. Gustavo A. Madero
 07920 México, D. F.
 760-2966

TELEFONOS DE MEXICO, S. A.
 Buenavista y Neozales
 Col. Lindavista
 Deleg. Gustavo A. Madero
 07300 México, D. F.
 586-4320

10. ALFREDO GUTIERREZ SANCHEZ
 Agustina Ramirez L-7 M-17
 Col. Carmen Serdán
 04850 México, D. F.

GENEAM S.C.T.
 Boulevard Puerto Aéreo No. 485
 Col. Huetzuma
 Deleg. V. Carranza
 México, D. F.
 571-3500

11. JAIME GUILLERMO LOZANO ROBLEDO
 2° Priv. de Hidalgo No. 18
 Col. Sta. Ursula Coapa
 Deleg. Coyoacán
 04650 México, D. F.
 677-1894

S.E.N.E.A.M.
 Boulevard Puerto Aéreo No. 485
 Col. Aviación Civil
 Deleg. V. Carranza
 15500 México, D. F.
 571-3500 ext. 213,284

12. AUGUSTO LAZOS CHAVEIRO
 Trípoli No. 904-10
 Deleg. Benito Juárez
 03310 México, D. F.

FACULTAD DE CIENCIAS U.N.A.M.
 Ciudad Universitaria
 México, D. F.

13. RAUL GILBERTO MEDINA MEDINA
 Alejandro Graham Bell No. 24
 Col. Ampliación Sinatel
 Deleg. Iztapalapa
 09470 México, D. F.
 672-0335

TELEFONOS DE MEXICO, S. A.
 Ernesto Pugibet No. 32
 Col. Centro
 Deleg. Cuauhtémoc
 06070 México, D. F.
 585-3633

14. PEDRO ANTONIO MOLINERO MOLINERO
 Miguel Sarrano No. 58-3
 Col. Del Valle
 Deleg. Benito Juárez
 03100 México, D. F.
 575-1847

UNIVERSIDAD AUTONOMA METROPOLITANA-ITZAPALAPA
 Av. Michoacán y Perifoneo
 México, D. F.

15. JESUS MANUEL MORAÑO GARCIA
 Edif. 77 Ent- F D-404
 Col. Unidad Lindavista-Vallejo
 Deleg. G. A. Madero
 México, D. F.
 587-2779

PEMEX
 Marina Nacional No. 329
 México, D. F.
 250-7340

16. GERARDO NIÑO ROQUE
Oriente No. 20
Col. A.H.S.A.
Deleg. Tlalpán
14380 México, D. F.
655-4919

17. NORBERTO REYES REYES
Victor Hugo No. 17
Col. Niños Héroes
Deleg. Benito Juárez
03440 México, D. F.
579-6867

18. ANTONIO RODRIGUEZ KEYMOLEN
Mayas No. 17
Col. Chereza
Deleg. Cuauhtémoc
06800 México, D. F.
761-6536

19. DANASO RODRIGUEZ MEJIA
2° Cda. 16 de Septiembre No. 18
Col. La Cruz
Deleg. Ixtacalco
México, D. F.
796-1736

20. MAURICIO E. ROJAS LOPEZ
Económicas No. 107-A
51100 Satélite, Edo. de México
562-2139

21. TRINIDAD RONQUILLO CIBARRERO
5 de Mayo No. 223
Col. San Diego
Texcoco, México

22. ALVARO EDUARDO SANTOS SELLE
U. M. Hidalgo E-17 D-102
Col. Arcapuzalco
Estado de México
512-4357

23. JESSIE SAVAGE CARMENA
Av. Paseo de los Jardines No. 350
Col. Paseos de Torqueña
Deleg. Coyoacán
03250 México, D. F.

24. LUIS TENA MOLINA
Central Pintores No. 27
Col. E. Carranza
Deleg. V. Carranza
México, D. F.
795-1941

TELEFONOS DE MEXICO, S. A.
Presidentes Carranza No. 280
Col. Del Carmen
Deleg. Coyoacán
04000 México, D. F.
554-7836

TELEFONOS DE MEXICO, S. A.
Pinaqu y Buenavista
Col. Lindavista
Deleg. Gustavo A. Madero
07300 México, D. F.
567-4120

TELEFONOS DE MEXICO, S. A.
Carrillo Puerto No. 750
Col. Torre Blanca
México, D. F.
399-2518

INDETEL
Canela No. 397
Col. Granjas México
Deleg. Ixtacalco
México, D. F.
650-3433 ext. 161

TELEvisa, S. A.
Av. Chapultepec No. 18
México, D. F.
585-3131 ext. 1622

COMISION FEDERAL DE ELECTRICIDAD
Carr. México-Veracruz No. 42,5
S.E. Texcoco
410-18

FORD MOTOR COMPANY
Km 36.5 Autopista a Querétaro
Cuautitlán, Edo. de México
585-7600

U.N.A.M.
Ciudad Universitaria
México, D. F.

TELEFONOS DE MEXICO, S. A.
Felipe Carrillo Puerto No. 750
Col. Torre Blanca
México, D. F.
399-6540

25. GUILLERMO TRIVIÑO GRANADOS
Texcoco No. 116 Int. 11
Col. Clavería
Deleg. Azcapotzalco
07080 México, D. F.
527-7770

26. FRANCISCO MORENO CRUZ (JOYENTE)
Río Carrer No. 12 Sur
Col. Fracc. Real del Moral
Deleg. Iztapalapa
09010 México, D. F.

27. GERARDO M. DOMINGUEZ Y DOMINGUEZ
(JOYENTE)
Patén Norte No. 8-8
Col. Narvarre
Deleg. Benito Juárez
03020 México, D. F.
530-7346

INST. MEXICANO DEL PETROLEO
Eje Lázaro Cárdenas No. 152
Deleg. G. A. Madero
07730 México, D. F.
527-7770

INST. MEXICANO DEL PETROLEO
Eje Lázaro Cárdenas No. 152
Col. San Bartolo Atepehuacán
Deleg. G. A. Madero
México, D. F.
567-9100

INST. MEXICANO DEL PETROLEO
Eje Central Lázaro Cárdenas No. 152
Col. San Bartolo Atepehuacán
Deleg. G. A. Madero
México, D. F.
567-6600