

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO
FACULTAD DE INGENIERIA
DIVISION DE EDUCACION CONTINUA

PRIMER CURSO INTERNACIONAL DE TELECOMUNICACIONES
TELECOMUNICACIONES VIA FIBRAS OPTICAS

FECHA	HORARIO	TEMA	PROFESOR
Lunes 25 de Mayo	16:30	Introducción	Dr. Javier Mendieta
Lunes 25 de Mayo	17:30	Programación en Fibras Opticas	Dr. Fernando Martínez Piñón
Lunes 25 de Mayo	19:30	Fotoemisores	Fis. Martín Santos Domínguez
Lunes 25 de Mayo	21:00	Transmisores Opticos	Ing. Daniel Sánchez Domínguez
Martes 26 de Mayo	16:30	Empalme, Conexión, Medición de Atenuación.	Ing. Fernando Navarrete Mon tes de Oca
Martes 26 de Mayo	18:30	Fotodetectores	Dr. Hildeberto Jardón
Martes 26 de Mayo	20:00	Receptores Opticos.	M. en C. Roberto Linares

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO
FACULTAD DE INGENIERIA
DIVISION DE EDUCACION CONTINUA

Hoja 2

PRIMER CURSO INTERNACIONAL DE TELECOMUNICACIONES
TELECOMUNICACIONES VIA FIBRAS OPTICAS

F E C H A	H O R A R I O	T E M A	P R O F E S O R
Miércoles 27 de Mayo	16:30	Sistemas Analógicos	M. en C. Arturo Arvizu Mondragón
Miércoles 27 de Mayo	17:30	Sincronización	Ing. Iván Portugal
Miércoles 27 de Mayo	18:30	Características de Transmisión	Ing. Daniel Pineda Cortés
Miércoles 27 de Mayo	19:30	Diseño de Enlaces	Ing. Daniel Pineda Cortés
Miércoles 27 de Mayo	20:30	Sistemas de Comunicaciones	Ing. Daniel Pineda Cortés
Jueves 28 de Mayo	16:30	PCM Codificación de Línea	Dr. David Muñoz Rodríguez
Jueves 28 de Mayo	18:00	Redes Digitales Integradas.	M. en C. Carlos Hirsch - - Ganievich
Jueves 28 de Mayo	19:30	Diseño de Redes de Datos	M. en C. Joaquín García H.

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO
 FACULTAD DE INGENIERIA
 DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
 PRIMER CURSO INTERNACIONAL DE TELECOMUNICACIONES
 TELECOMUNICACIONES VIA FIBRAS OPTICAS

FECHA	HORARIO	TEMA	PROFESOR
Jueves 28 de Mayo	20:30	Redes de Aréa Local sobre Fi- bras Opticas	M. en C. Carlos Pérez P.
Viernes 29 de Mayo	16:30	Cables y Mediciones	Ing. Eduardo Alaluf
Viernes 29 de Mayo	18:00	Conectores Opticos	Ing. José Luis Flores
Viernes 29 de Mayo	19:00	Instalaciones	Ing. Raúl Ugalde Monciváis
Viernes 29 de Mayo	20:30	Fibras Especiales	Ing. J. Toledo
Sábado 30 de Mayo	09:00	Planeación de Sistemas	Ing. Ana Lilia Careaga M.
Sábado 30 de Mayo	17:30	Fibras Opticas	Ing. Ana Lilia Careaga M.
Sábado 30 de Mayo	10:30	Redes de Fibra Optica	Ing. Angélica Moreno A.
Sábado 30 de Mayo	12:00	Dispositivos de Fibra Optica	Dr. Fernando Martínez Piñón

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO
FACULTAD DE INGENIERIA
DIVISION DE EDUCACION CONTINUA

PRIMER CURSO INTERNACIONAL DE TELECOMUNICACIONES

TELECOMUNICACIONES VIA FIBRAS OPTICAS

FECHA	HORARIO	TEMA	PROFESOR
Sábado 30 de Mayo	13:00	Sensores Opticos	Ing. Silvia Barrios Velázquez
Lunes 1o. de Junio	16:30	Subsistemas Optico-Microondas	Dr. Javier González Villareal
Lunes 1o. de Junio	17:30	Redes Locales	Ing. Gerardo Chávez Díaz
Lunes 1o. de Junio	19:00	Interconexión de Redes	M. en C. David Covarrubias Rosales
Lunes 1o. de Junio	20:30	Mesa Redonda	M. en C. José A. Tovar Martínez.



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

CURSOS ABIERTOS

" TELECOMUNICACIONES VIA FIBRAS OPTICAS "

I PROPAGACION EN FIBRAS OPTICAS

DR. FERNANDO MARTINEZ P.

MAYO 1992

INTRODUCCION.

Nuestra sociedad demanda una cantidad siempre creciente de información transmitida a través de diversos medios de comunicación. Los sistemas de comunicación de onda luminosa que utilizan fibras ópticas ofrecen una forma elegante de combinar voz, imágenes y datos en un solo flujo universal.

Las fibras ópticas son filamentos flexibles de pequeña sección transversal - (un diámetro externo típico son 0.125 mm) hechas de material dieléctrico - transparente tal como vidrio o plástico, y que tienen una variación radial en el índice de refracción que les permite actuar como guías de onda para la luz.

La cantidad de información que un sistema de comunicación puede transportar - es aproximadamente proporcional a la frecuencia de la portadora. En el caso de los sistemas de comunicación por onda luminosa la frecuencia de la portadora es del orden de 300 000 GHz y el ancho de banda potencial es de 25 000 GHz en el rango de longitudes de onda de 1.45 - 1.65 μm [1].

Los sistemas de comunicación por onda luminosa se han convertido en una tecnología esencial y crítica para el sector de telecomunicaciones. Las fibras ópticas son ya un medio de transmisión competitivo y efectivo en costo en muchas aplicaciones además, debido a su enorme ancho de banda potencial, las fibras ópticas ofrecen la flexibilidad necesaria para acomodar tasas mas altas de transmisión conforme la tecnología avanza.

La primera propuesta sería de utilizar las fibras de vidrio como guía de onda se remonta a 1966 [2]. Desde entonces, la tecnología de onda luminosa ha avanzado dramáticamente. Se pueden identificar dos generaciones de sistemas. Los sistemas de la primera generación emergieron comercialmente en 1980 [3] y empleaban fibras multimodales de índice gradual, láseres semiconductores en las longitudes de onda cortas de 0.82-0.9 μm , tasas de transmisión de 8-140 Mb/s en Europa (6-90 Mb/s en los Estados Unidos) y un espaciamento entre repetidores de 5-10 km. Fue entonces cuando se puso de manifiesto que casi todas las propiedades de las fibras ópticas eran mejores a las longitudes de onda largas de 1.3 a 1.5 μm .

La combinación de la dispersión de material cero o casi cero y la atenuación más baja (0.2-1.0 dB contra 2-5 db/km en el rango 0.82-0.9 μm) ofrecían la promesa de una mayor simplicidad en los sistemas junto con una mayor capacidad de transmisión. El uso de fibras ópticas unimodales evitaron el problema de dispersión multimodal. Los sistemas de segunda generación empezaron a producirse en 1985, usando fibras ópticas unimodales operando a la longitud de onda de 1.3 μm y a tasas de transmisión de 100-600 Mb/s con un espaciamento típico entre repetidores de 25-30 km.

Los avances continúan hoy más allá de los sistemas de segunda generación. Fibras típicas de producción de alta calidad exhiben pérdidas mínimas cercanas a los 0.2 dB/km [Li,1985] a 1.55 μm . Sin embargo, la dispersión total puede ser alta en esta longitud de onda (20 ps/(nm.km)) para fibras convencionales de índice escalonado cuyas características de dispersión no se han modificado [Midwinter, 1985]. Para maximizar el espaciamiento entre repetidores existen dos técnicas: 1) Desarrollar láseres con un ancho espectral de línea muy angosto o 2) Optimizar el diseño de las fibras para reducir la dispersión. Siguiendo la primera técnica se han desarrollado con éxito experimentos de tasas de transmisión a tasas mayores de 1 Gb/ sobre fibras unimodo que exceden 100 km de longitud.

Sin embargo, láseres de anchos de línea angostos son difíciles de producir y requieren un control preciso durante su operación que es difícil de lograr fuera del laboratorio [Iemrow, 1985]. La segunda técnica tiene mejores perspectivas a corto plazo y ha resultado en varios diseños para correr el mínimo de dispersión hacia la longitud de onda de 1.55 μm y para minimizar la dispersión en el rango 1.2 - 1.6 μm de longitud de onda [Kalish,1987].

Como una analogía notable para ayudar a comprender el significado de una tasa de transmisión de 1.7 Gb/s (AT&T Sistema FT serie G, ruta Filadelfia-Chicago, 1987) puede decirse que a esa tasa de bits sería posible transmitir el contenido entero de la Enciclopedia Británica en menos de dos segundos [Sanferrare,1987].

Aplicaciones a las comunicaciones por onda luminosa incluyen el cable óptico trasatlántico TAT-8 que empezó a operar a finales de 1988 y que proporcionan servicios digitales de banda ancha que rivalizan con los enlaces de comunicación vía satélite. Las fibras ópticas unimodales prometen ser también elementos clave para la Red de Servicios Integrados (ISDN) del futuro a través de su uso en el lazo del abonado y en redes locales.

Una nueva tecnología de sensores basado en fibras ópticas está emergiendo. Los sensores de fibra óptica trabajan a través de la alteración de la luz mediante estímulos externos y virtualmente puede detectarse cualquier estímulo tal como temperatura, presión, posición, desplazamiento, vibración, rotación, campos magnéticos y eléctricos, etc., y en muchas aplicaciones ofrecen mejores características que otros sensores [Giallorenzi,1986]. Los sensores de fibras ópticas están encontrando aplicaciones en áreas tales como instrumentación industrial, de laboratorio, química y médica, en control de procesos, plantas eléctricas, aereoespacio, etc.

Nuevos tipos de fibras ópticas se han introducido en años recientes. Estas incluyen fibras altamente birefringentes [Varnham,1983], para usarse donde se requiera mantener el estado de polarización, y fibras dopadas con tierras raras [Poole,1986]. Usando estas últimas, láseres de fibra óptica [Mears, 1985], amplificadores de fibra óptica [Mears, 1988] y sensores de temperatura [Farries, 1986] han sido demostrados.

En esta parte del curso se presentan los conceptos básicos de propagación de la luz en fibras ópticas mediante la exposición y discusión de la estructura de una fibra óptica, la teoría de transmisión de rayos, la teoría modal de propagación, y mediante breve discusión de cada uno de los tipos de fibra, es decir, de las fibras multimodales tanto de índice escalonado como de índice gradual, y de las fibras unimodales de índice escalonado, de índice gradual, de tipo W y finalmente, de las que preservan el estado de polarización de la luz.

Estructura de una fibra óptica

Una fibra óptica está constituida de un material dieléctrico interno llamado núcleo (core) el cual está rodeado de otro dieléctrico llamado revestimiento (cladding) con un índice de refracción menor. Una envoltura plástica (coating) se aplica al exterior de la fibra para proteger a la misma contra daños mecánicos (rayaduras, raspadura, desgastes, etc.), contra la humedad y ambientes que puedan debilitar la fibra. También sirve para evitar el cruce de señales (cross talk) con otras guías de luz [Sams, 1987]. La Fig. 1 muestra esquemáticamente la estructura de una fibra óptica.

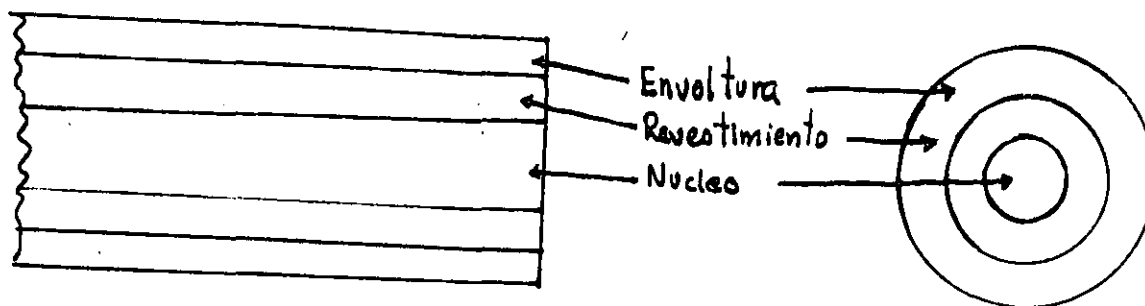


Fig. 1.- Estructura física de una fibra óptica.

Una fibra óptica actúa como una guía de onda luminosa y puede ser analizada utilizando la teoría de transmisión de rayos lo que tiene como ventaja ser un método relativamente simple y para muchos casos proporciona una buena representación. Sin embargo, los conceptos de óptica geométrica no son suficientes cuando se consideran todos los tipos de fibras ópticas y los distintos fenómenos de propagación de la luz como distribución de campo, conversión de modos, acoplamiento de modos y, frecuencias de corte los que son difíciles de explicar utilizando un tratamiento de óptica geométrica pura por lo que la teoría modal electromagnética debe ser usada en estos casos para la obtención de un análisis completo. A continuación se presentan las bases de ambos métodos. [Senior, 1985, Sams, 1989].

1.2 TEORIA DE TRANSMISION DE RAYOS

1.2.1 Reflexión interna total

Para considerar la propagación de luz dentro de una fibra óptica utilizando el modelo de la teoría de rayos es necesario tomar en cuenta el índice de refracción del medio dieléctrico.

El índice de refracción se define como la razón de la velocidad de la luz en el vacío a la velocidad de la luz en el medio.

$$n = c/v \quad (1)$$

Un rayo de luz viaja más lentamente en un medio óptico denso que en uno que es menos denso y el índice de refracción da una medida de este efecto.

Quando un rayo de luz incide en la interface entre dos dieléctricos de diferente índice de refracción (como por ejemplo vidrio-aire), la refracción ocurre como se ilustra en Fig. 2.2

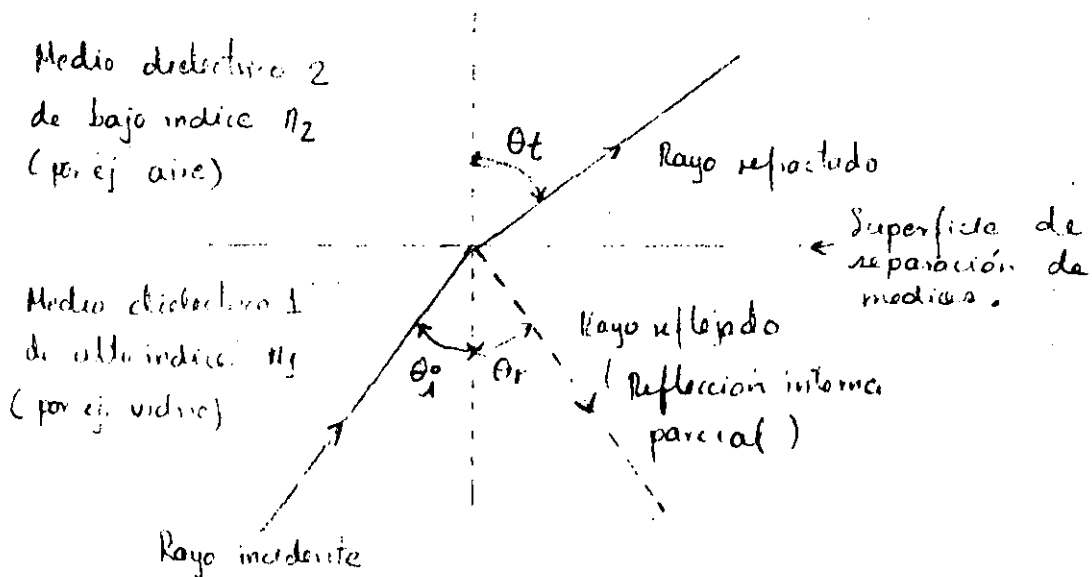


Fig. 2.2.- Refracción de rayos de luz que inciden en una interfaz de un medio de alto índice de refracción a uno de bajo índice de refracción, (por. ej. vidrio-aire).

La relación entre los rayos reflejado y refractado esta dada por las leyes de reflexión que se enuncian a continuación:

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

$$\theta_i = \theta_r \quad (2)$$

3. Los ángulos de incidencia y refracción están relacionados por la ley de Snell.

$$\frac{\text{sen}\theta_i}{\text{sen}\theta_t} = \frac{n_2}{n_1} \quad (3)$$

Si el dieléctrico en el otro lado de la interfaz tiene un índice de refracción n_2 que es menor que n_1 entonces θ_t es mayor que θ_i . (Un índice de refracción n_2 mayor que n_1 implicaría que θ_t sería menor que θ_i).

Existe una pequeña cantidad de luz que es reflejada hacia el medio dieléctrico de origen. Esta es una reflexión interna parcial.

Como n_1 es más grande que n_2 , el ángulo de refracción siempre es más grande que el ángulo de incidencia. De esta forma cuando el ángulo de refracción es 90° y el rayo refractado emerge paralelo a la interfaz entre los dieléctricos el ángulo de incidencia debe ser menor que 90° . Este es el caso límite de refracción y el ángulo de incidencia se conoce como ángulo crítico θ_c como se muestra en la Fig. 3

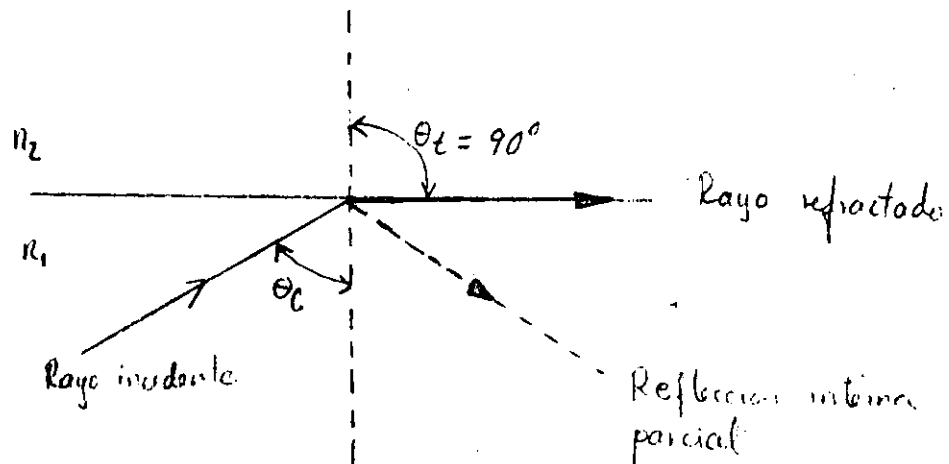


Fig. 3.- Caso límite de refracción que muestra el rayo de incidencia en el ángulo crítico θ_c .

De Eq. (3) el ángulo crítico está dado por:

$$\text{sen } \theta_c = \frac{n_2}{n_1} \quad (4)$$

A ángulos de incidencia mayores que el ángulo crítico la luz se refleja nuevamente hacia el medio dieléctrico de origen con una eficiencia del orden de 99.9% lo que se conoce como reflexión interna total. En la Fig.4 se ilustra este fenómeno. Este es el fenómeno mediante el cual la luz con ángulos suficientemente pequeños (menor que $90^\circ - \theta_c$) se propagan a lo largo de una fibra óptica con poca atenuación.

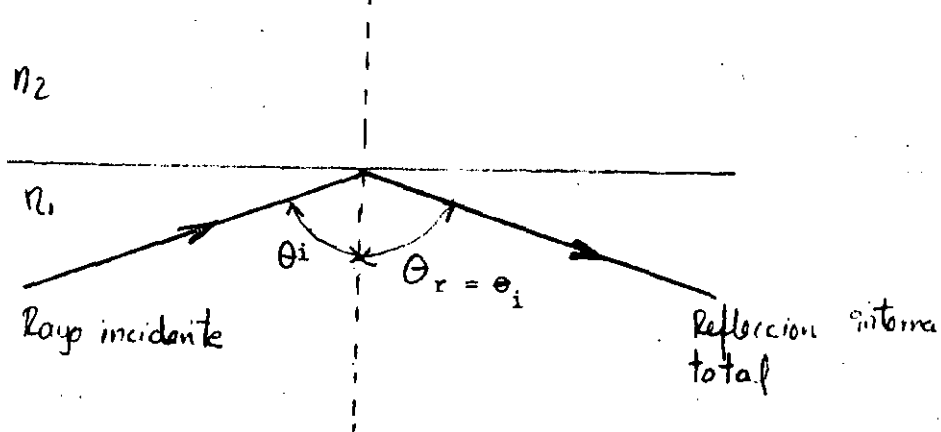


Figura 4.- Reflexión interna total cuando $\theta_i > \theta_c$.

En la Fig. 5 se muestra la transmisión de un rayo de luz en una fibra óptica a través de una serie de reflexiones internas totales en la interfaz del núcleo de sílice y el revestimiento de sílice con un índice de refracción ligeramente menor. El rayo tiene un ángulo de incidencia θ en la interfaz el cual es mayor que el ángulo crítico y es reflejado al mismo ángulo con respecto a la normal.

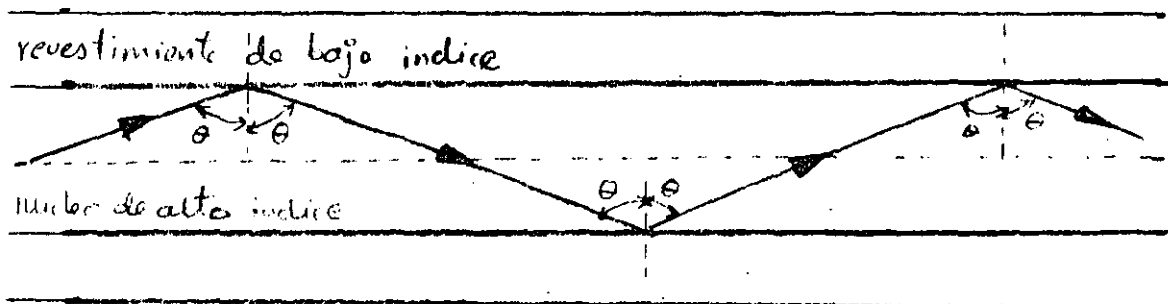


Fig. 5.- Transmisión de un rayo de luz en una fibra óptica ideal.

El rayo de luz que se muestra en la Fig. 5 se conoce como rayo meridional y se define como el rayo que pasa por el eje del núcleo de la fibra.

1.2.2 Angulo de aceptación y apertura numérica.

La geometría involucrada con un rayo de luz que se acopla a una fibra óptica se muestra en la Fig. 6 la cual ilustra un rayo meridional A con el ángulo crítico θ_c dentro de la fibra en la interfaz núcleo-revestimiento. Este rayo ingresa al núcleo de la fibra con un ángulo θ_a con respecto al núcleo de la fibra y se refracta en la interfaz aire-núcleo antes de transmitirse hacia la interfaz núcleo-revestimiento con el ángulo crítico.

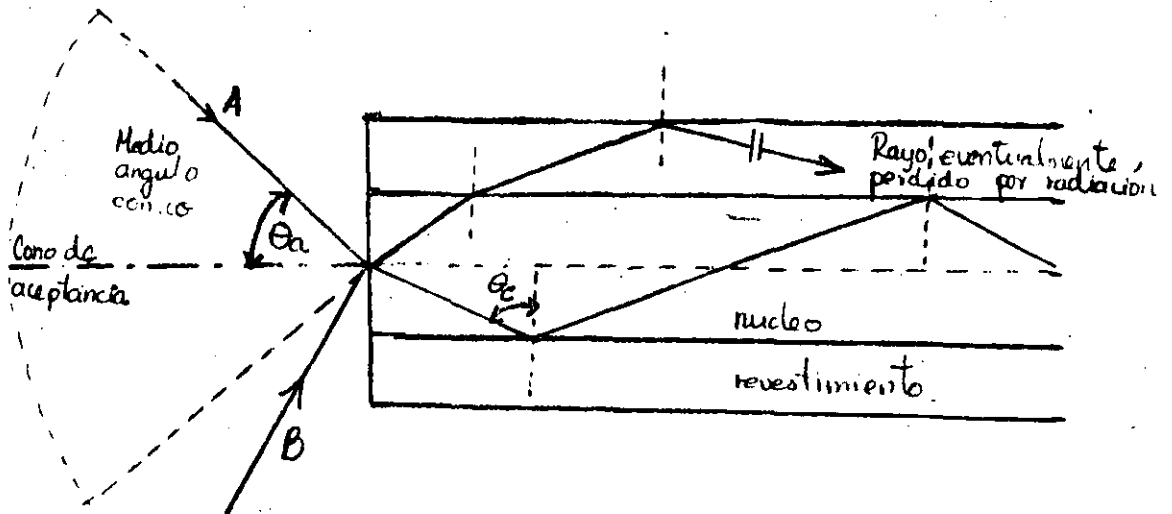


Fig. 6.- Angulo de aceptación θ_a .

Los rayos que inciden en el núcleo de la fibra con un ángulo mayor que θ_a (por ej. rayo B de la Fig.6) serán transmitidos a la interfaz núcleo-revestimiento con un ángulo menor que θ_c y no serán reflejados interna y totalmente y eventualmente serán perdidos por radiación.

De esta forma para que los rayos sean transmitidos por reflexión interna total dentro del núcleo de la fibra se requiere que incidan en el núcleo de la fibra dentro de un cono de aceptación definido por el ángulo cónico medio θ_a o ángulo de aceptación total.

A continuación se obtiene la relación entre el ángulo de aceptación y los índices de refracción de los tres medios involucrados es decir núcleo, revestimiento y aire. Esto conduce a la definición del término más comúnmente utilizado de apertura numérica (NA) de la fibra.

La fig. 7 muestra un rayo de luz que incide en la fibra con un ángulo θ_1 con respecto al eje de la fibra y que es menor que el ángulo de aceptación θ_a . El rayo ingresa a la fibra desde un medio (aire) de índice de refracción n_0 y el núcleo de la fibra tiene un índice de refracción n_1 que es ligeramente mayor que el índice de refracción del revestimiento n_2 .

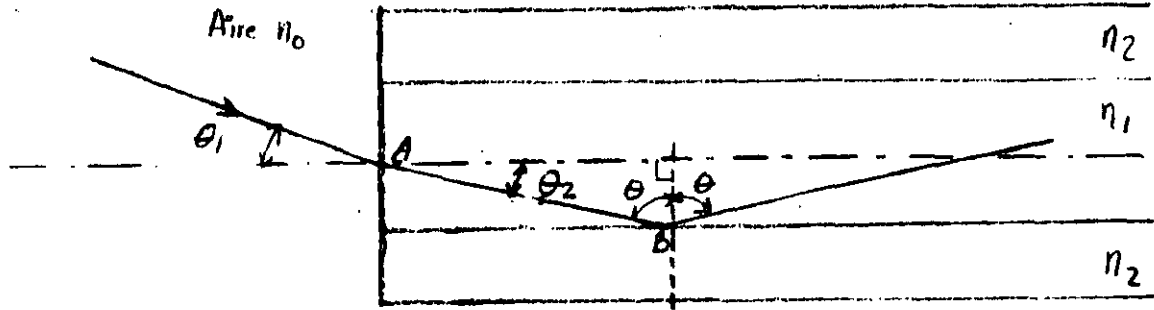


Fig. 7.- Trayectoria de un rayo meridional acoplado a una fibra óptica con un ángulo menor al ángulo de aceptación de la fibra.

Utilizando la ley de Snell dada por la Eq. (3) para la interfaz aire-núcleo podemos escribir:

$$n_0 \text{sen} \theta_1 = n_1 \text{sen} \theta_2$$

Considerando el triángulo rectángulo ABC indicado en la Fig. 7 entonces:

$$\theta = \frac{\pi}{2} - \theta_2 \quad (5)$$

$$\text{sen} \theta_2 = \text{sen} \left(\frac{\pi}{2} - \theta \right)$$

$$= \text{sen} \frac{\pi}{2} \text{cos} \theta - \text{sen} \theta \text{cos} \frac{\pi}{2}$$

$$\text{sen} \theta_2 = \text{cos} \theta$$

La Eq. (5) entonces se convierte en:

$$n_0 \text{sen} \theta_1 = n_1 \text{cos} \theta \quad (6)$$

usando la relación trigonométrica $\text{sen}^2 \theta + \text{cos}^2 \theta = 1$, se obtiene:

$$\text{cos} \theta = (1 - \text{sen}^2 \theta)^{1/2}$$

por lo que la Eq. (6) se puede escribir como:

$$n_0 \sin \theta_1 = n_1 (1 - \sin^2 \theta)^{1/2} \quad (7)$$

El caso límite se considera para reflexión interna total y en este caso $\theta = \theta_c$. También en el caso límite $\theta_1 = \theta_a$. Combinando estos dos casos límites se tiene

$$\sin \theta = \sin \theta_c = \frac{n_2}{n_1}$$

$$\sin^2 \theta = \frac{n_2^2}{n_1^2}$$

$$(1 - \sin^2 \theta)^{1/2} = \frac{(n_1^2 - n_2^2)^{1/2}}{n_1}$$

sustituyendo esta última relación en la Eq. 7 nos da:

$$n_0 \sin \theta_a = (n_1^2 - n_2^2)^{1/2} \quad (8)$$

Esta ecuación sirve como base para definir el importante parámetro de apertura numérica NA:

$$NA = n_0 \sin \theta_a = (n_1^2 - n_2^2)^{1/2} \quad (9)$$

Ya que la NA se usa frecuentemente con la fibra en el aire entonces $NA = \sin \theta_a$.

La apertura numérica también se da en términos de la diferencia relativa de índices de refracción Δ la cual se define como:

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

$$\Delta \approx \frac{n_1 - n_2}{n_1} \quad \text{para } \Delta \ll 1 \quad (10)$$

Combinando E.c. (9) con E. (10) podemos escribir:

$$NA \approx n_1 (2 \Delta)^{1/2} \quad (11)$$

Las relaciones dadas por las ecuaciones (9) y (11) para la apertura numérica son muy útiles para medir la capacidad de captación de luz de una fibra.

Ejemplo

Una fibra óptica de sílice tiene un índice de refracción en el núcleo de 1.50 y un índice de refracción en el revestimiento de 1.47.

Determinar: (a) el ángulo crítico en la interfaz núcleo-revestimiento; (b) la NA de la fibra y (c) el ángulo de aceptación en aire para la fibra.

Solución: El ángulo crítico θ_c en la interfaz núcleo-aire esta dado por Ec. (4) donde

$$\begin{aligned}\theta_c &= \sin^{-1} \left(\frac{n_2}{n_1} \right) = \sin^{-1} \left(\frac{1.47}{1.50} \right) \\ &= 78.5^\circ\end{aligned}$$

(b) De la Ec. (9) la apertura numérica es

$$\begin{aligned}NA &= (n_1^2 - n_2^2)^{1/2} = (1.50^2 - 1.47^2)^{1/2} \\ &= (2.25 - 2.16)^{1/2} \\ &= 0.30\end{aligned}$$

(c) De la Ec. (9) el ángulo de aceptación en el aire esta dado por

$$\begin{aligned}\theta_a &= \sin^{-1} NA = \sin^{-1} 0.30 \\ &= 17.4^\circ.\end{aligned}$$

1.2.3 Rayos Oblicuos

Existe otra categoría de rayos los cuales se transmiten sin pasar a través del eje de la fibra. Estos rayos superan en número a los rayos meridionales, siguen un trayectoria helicoidal a través de la fibra y se les conoce como rayos oblicuos (skew rays). La trayectoria helicoidal trazada por los rayos oblicuos a través de la fibra da un cambio de dirección de 2θ en cada reflexión. θ es ángulo entre la proyección del rayo en dos dimensiones y el radio del núcleo de la fibra en el punto de reflexión. Contrastando con los rayos meridionales, el punto de salida de los rayos oblicuos dependerá del número de reflexiones sufridas más que de las condiciones de entrada a la fibra. Cuando la entrada de luz a la fibra no es uniforme, los rayos oblicuos producirán un efecto de balance en la distribución de la luz cuando ésta se transmite dando lugar a una salida mas homogénea. Para más información sobre este tema véase por ejemplo el libro "Optical Fiber Communications" citado en la bibliografía.

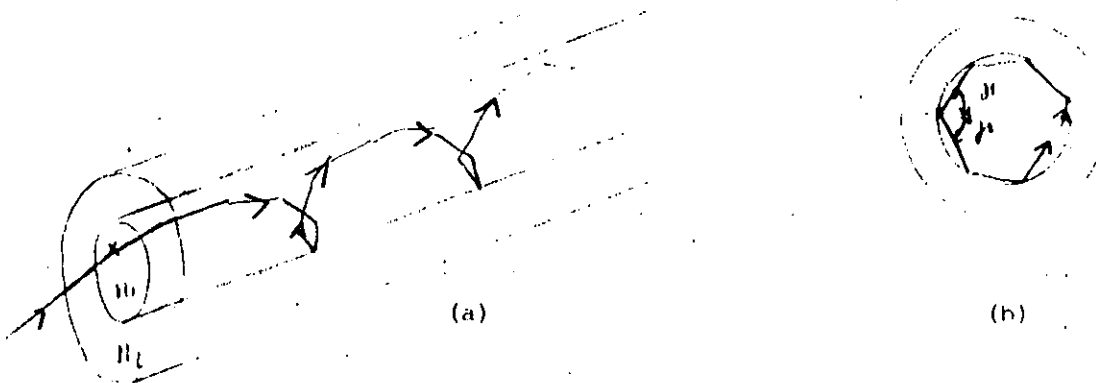


Figura 8.- (a) Trayectoria helicoidal seguida por un rayo oblicuo en una fibra óptica; (b) vista transversal de la fibra.

1.3 TEORIA MODAL ELECTROMAGNETICA DE PROPAGACION OPTICA.

Para obtener un mejor modelo de propagación de la luz en fibras ópticas es necesario recurrir a un análisis de teoría electromagnética. La base para el estudio de propagación electromagnética está dada por las ecuaciones de Maxwell. El resultado de combinar dichas ecuaciones lo constituye la ecuación escalar de onda la cual se puede expresar tanto en coordenadas cartesianas (x, y, z) en el caso de guías de onda planas como en coordenadas polares cilíndricas (r, ϕ, z) en el caso de fibras circulares.

La solución básica de la ecuación de onda es una onda senoidal. La onda plana uniforme está dada por:

$$\psi = \psi_0 \exp j(\omega t - \vec{k} \cdot \vec{r}) \quad (12)$$

donde ψ representa una componente del campo eléctrico E o del campo magnético H , ω es la frecuencia angular del campo, t es el tiempo, k es el vector de propagación que nos da la dirección de propagación y la tasa de cambio de fase con la distancia y \vec{r} especifica el punto coordenado en el cual se observa el campo. Cuando λ es la longitud de onda óptica en el vacío, la magnitud del vector de propagación o constante de propagación en el vacío k (donde $k = |\vec{k}|$) está dada por

$$k = 2\pi / \lambda \quad (13)$$

k se conoce también en este caso como el número de onda en el espacio libre.

1.3.1 Guía de onda plana y concepto de modos.

La guía de onda plana es la forma más simple de guía de onda óptica y puede servir de base para comprender la propagación electromagnética en fibras ópticas. Esta guía de onda consiste de un medio dieléctrico con índice de refracción n_1 situado entre dos regiones de índice de refracción menor n_2 .

La transición de la teoría de rayos a la teoría de ondas puede realizarse considerando una onda monocromática plana que se propaga en la dirección de la trayectoria del rayo dentro de la guía como se muestra en la Fig. 9.

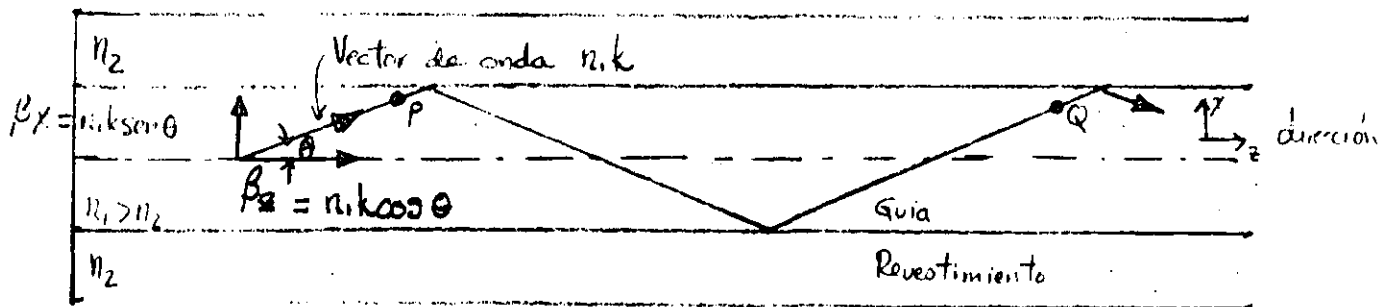


Figura 9.- Propagación de una onda plana en una guía. El vector de onda corresponde a un rayo equivalente.

El índice de refracción en la guía es n_1 , la longitud de onda óptica se reduce a λ/n mientras que la constante de propagación se incrementa a n_1k . θ es el ángulo entre el vector de propagación o rayo equivalente y el eje de la guía por lo que la onda plana puede resolverse en dos ondas planas componentes que se propagan en la dirección z y x como se muestra en la Fig. 9. La componente de la constante de propagación en la dirección z β_z está dada por:

$$\beta_z = n_1 k \cos \theta \quad (14)$$

La componente de la constante de propagación en la dirección x β_x es:

$$\beta_x = n_1 k \sin \theta \quad (15)$$

El componente de la onda plana en la dirección x se refleja en la interfaz dieléctrica. Cuando el cambio de fase entre dos reflexiones sucesivas (entre los puntos P y Q) es igual a $2m\pi$ radianes, donde m es un entero, entonces interferencia constructiva ocurre y una onda estacionaria se obtiene en la dirección x . Esto sugiere un fenómeno de resonancia del campo electromagnético en una cavidad, en este caso una guía de onda.

La onda óptica queda efectivamente confinada dentro de la guía y la distribución de campo eléctrico en la dirección x no cambia conforme la onda se propaga en la dirección z . La distribución estable de campo en la dirección x con solo una dependencia periódica de z se conoce como modo.

En la Fig. 10a se ilustra la onda estacionaria de orden más bajo ($m = 0$) en la cual el campo eléctrico es un máximo en el centro de la guía y decae a cero en la frontera entre la guía y el revestimiento. El campo eléctrico penetra cierta distancia en el revestimiento lo que se conoce como campo evanescente.

Un modo específico se obtiene cuando el ángulo entre los vectores de propagación o rayos y la interfaz tienen un valor particular lo que origina que la luz que se propaga dentro de la guía se forma en modos discretos cada uno tipificado por un valor distintivo de θ .

Los modos de propaga^{ón} tienen una dependencia de la forma $\exp(-\beta_z z)$ donde β_z es la constante de propagación. Por simplicidad $\beta_z = \beta$. Si suponemos una dependencia temporal para el campo electromagnético con frecuencia angular ω de $\exp(j\omega t)$ entonces el factor combinado $\exp(j\omega t - \beta z)$ describe un modo de propagación en la dirección z .

Las Fig. 10b-d muestran los rayos correspondiente a ondas planas con ángulos específicos diferentes y sus patrones de onda estacionaria a través de la guía que siguen una fórmula seno o coseno. Puede observarse que el número m denota el número de ceros en el patrón de campo transversal.

Cabe hacer notar que la aproximación de teoría de rayos para el modo fundamental es la menos adecuada en el análisis de óptica geométrica.

La luz es una onda electromagnética que consiste de un campo eléctrico E y un campo magnético H que varían periódicamente y que son ortogonales entre sí. Los modos transversales que se muestran en la fig. 10 ilustran el caso cuando el campo eléctrico es perpendicular a la dirección de propagación y de aquí que $E_z = 0$, pero una componente correspondiente de campo magnético H_z se encuentra en la dirección de propagación. En este caso se dice que los modos son transversales eléctricos (TE). Alternativamente, cuando el componente del campo E está en la dirección de propagación, pero $H_z = 0$, los modos así formados se llaman transversales magnéticos (TM)

Los números de modos se incorporan en esta nomenclatura refiriéndonos a los modos como TE_m y TM_m .

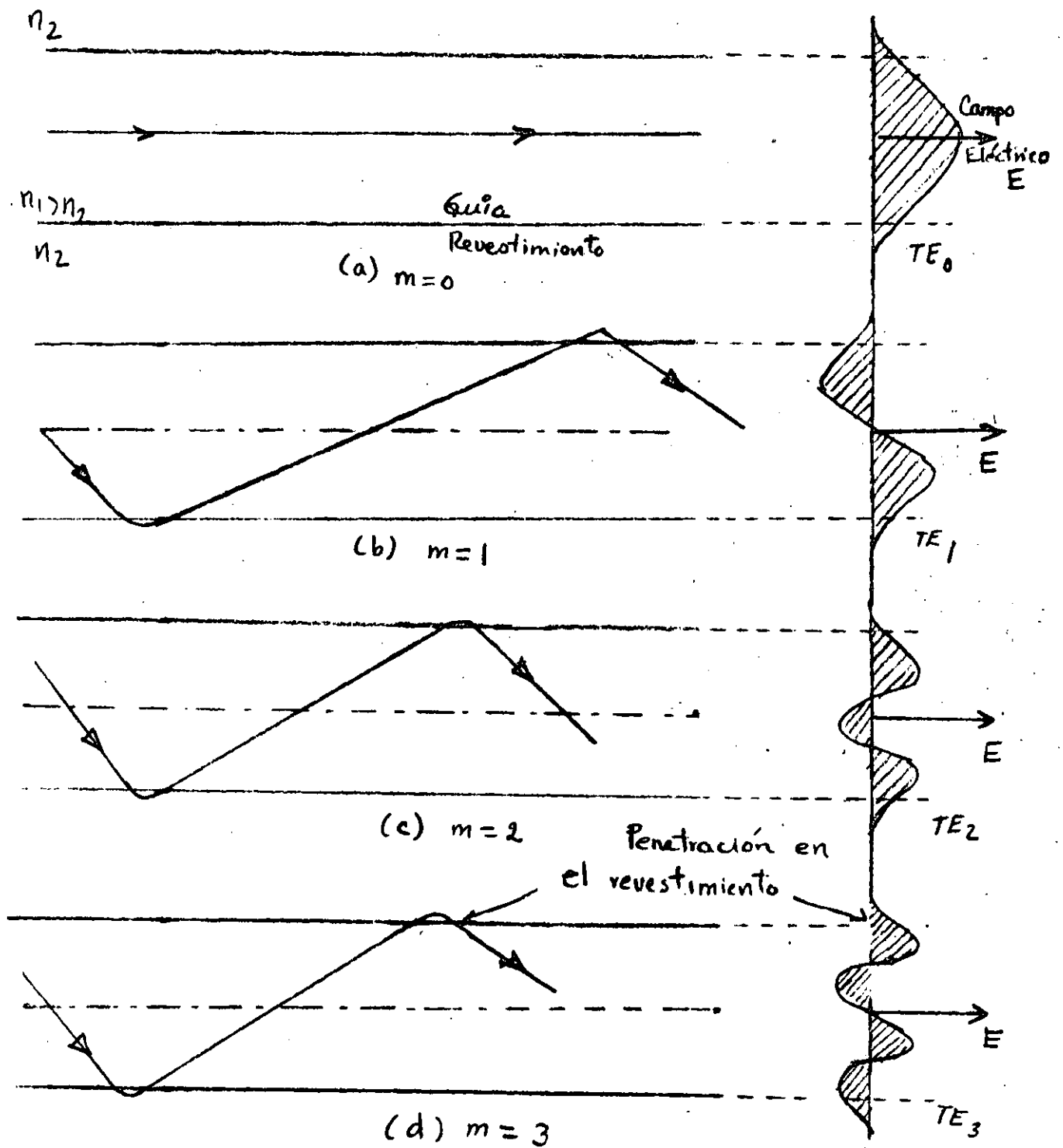


Figura 10. Modelo físico que muestra la propagación de rayos y los correspondientes patrones de campo eléctrico (TE) para los cuatro órdenes inferiores ($m = 0, 1, 2, 3$) en la guía de onda dieléctrica plana.

Cuando el campo total esta sobre el plano transversal, ondas electromagnéticas transversas (TEM) existen y E_z y H_z son cero. Las ondas TEM que ocurren en conductores metálicos (por ejemplo en cables coaxiales) rara vez se encuentran en guías de onda óptica. [Senior, 1985].

1.4 FIBRAS DE INDICE ESCALONADO

La fibra óptica considerada en las secciones previas con un núcleo de índice de refracción constante n_1 y un revestimiento de índice de refracción inferior n_2 se conoce como fibra de índice escalonado. La Fig. 11 muestra los tipos de fibra de índice escalonado. El índice de refracción se define como:

$$n(r) = \begin{cases} n_1 & r < a \quad (\text{núcleo}) \\ n_2 & r \geq a \quad (\text{revestimiento}) \end{cases} \quad (16)$$

La Fig. 11a muestra una fibra de índice escalonado multimodal con un diámetro de núcleo de aprox. 50 μm el cual es lo suficientemente grande para permitir la propagación de muchos modos en el núcleo de la fibra. Esto se ilustra en la Fig. 11a por las muchas trayectorias posibles diferentes de los rayos a través de la fibra. La Fig. 11b muestra una fibra de índice escalonado unimodal (o "monomodal") la que permite la propagación de un solo modo (HE_{11}) y de aquí que el diámetro del núcleo debe ser del orden de 4 a 10 μm . La propagación de un modo único se ilustra en la Fig. 11 como un solo rayo axial a través de la fibra.

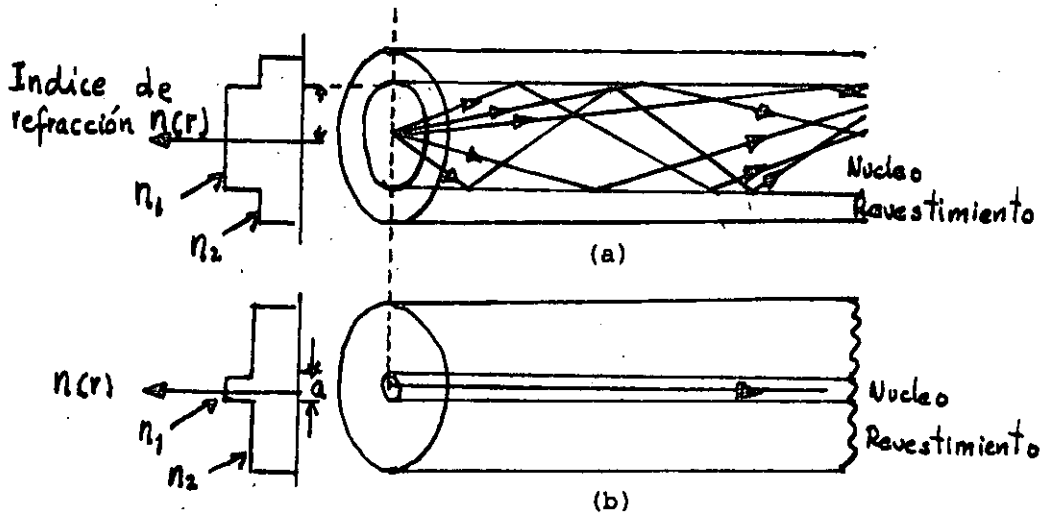


Fig. 11.- Perfil de índice de refracción y transmisión de rayos para fibras de índice escalonado (a) fibra de índice escalonado multimodo y (b) fibra de índice escalonado unimodo.

La fibra óptica unimodal tiene la distintiva ventaja de muy baja dispersión modal (ensanchamiento de los pulsos transmitidos) mientras que en la fibra de índice escalonado multimodal ocurre considerable dispersión debido a las diferentes velocidades de propagación de los modos. Esto restringe el máximo ancho de banda que se puede conseguir con fibras de índice escalonado multimodales especialmente cuando se compara con fibras unimodales. Sin embargo, las ventajas de las fibras multimodales son:

- (a) El uso de fuente ópticas incoherentes (por ej. diodos emisores de luz) los cuales no pueden ser acoplados eficientemente a fibras unimodales.
- (b) Aperturas numéricas y núcleos grandes lo que hace más fácil el acoplamiento a fuentes ópticas.
- (c) Requisitos modestos para tolerancia en conectores.

1.4.1 Fibras multimodales de índice escalonado.

El número de modos guiados depende de los parámetros físicos (es decir, diferencia relativa de índice, radio del núcleo a) de la fibra y de la longitud de onda de la luz transmitida los cuales están incluidos en la definición de la frecuencia normalizada V :

$$V = \frac{2\pi a}{\lambda} (n_1^2 - n_2^2)^{\frac{1}{2}}$$

$$= \frac{2\pi a}{\lambda} n_1 (2\Delta)^{\frac{1}{2}} \quad (17)$$

Se puede demostrar que el número total de modos en una fibra de índice escalonado se relaciona con el valor V mediante la expresión aproximada:

$$M \approx \frac{V^2}{2} \quad (18)$$

Ejemplo: Una fibra óptica con un diámetro de núcleo de 80 μm y una diferencia relativa de índice de refracción de 1.5% opera a la longitud de onda de 0.85 μm . Si el índice de refracción del núcleo es 1.48, estimar: (a) la frecuencia normalizada de la fibra y (b) el número de modos guiados.

Solución: La frecuencia normalizada se obtiene utilizando Eq. (18):

$$V = \frac{2\pi}{\lambda} a n_1 (2\Delta)^{\frac{1}{2}} = \frac{2 \times \pi \times 40 \times 10^{-6} \times 1.48}{0.85 \times 10^{-6}} (2 \times 0.015)^{\frac{1}{2}}$$

$$= \underline{\underline{75.8}}$$

(b) El número total de modos guiados está dado por la E . (18):

$$M_s \cong \frac{V^2}{2} = \frac{5745.6}{2}$$
$$= \underline{\underline{2873}}$$

Como se ilustran en el ejemplo anterior, la potencia óptica se acopla a un gran número de modos guiados cada uno teniendo diferentes distribuciones espaciales de campo, constantes de propagación, etc.

En una fibra ideal no existe acoplamiento entre modos y la potencia óptica acoplada a un modo en particular permanece en ese modo y viaja independientemente de los otros modos guiados. Sin embargo, perturbaciones en la guía de onda tal como desviaciones del eje de la fibra, variaciones en el diámetro del núcleo, irregularidades en la interfaz núcleo-revestimiento, producirán conversión de energía entre modos y afectarán las propiedades de transmisión de las fibras ópticas.

1.4.2 Fibras unimodales de índice escalonado.

Nota: El análisis de fibras ópticas se simplifica considerablemente utilizando el hecho de que la diferencia relativa de índices de refracción $\Delta \ll 1$. A esto se le conoce como aproximación de onda escalar o aproximación de guiado débil. De esta forma soluciones aproximadas para el conjunto completo de modos HE, EH, TE y TM pueden darse mediante dos componentes polarizados linealmente. Estos modos polarizados linealmente (LP) no son modos reales de la fibra pero representan una excelente aproximación.

Para operación en modo único, solo el modo fundamental LP₀₁ debe existir. De aquí que el límite de operación unimodal depende del límite inferior de propagación guiada del modo LP₁₁. La frecuencia normalizada de corte para el modo LP₁₁ ocurre a $V = 2.405$. Por lo tanto, propagación unimodal es posible en el rango:

$$0 < V < 2.405 \quad (19)$$

El modo fundamental no tiene condición de corte.

Para que una fibra unimodal tenga un diámetro de núcleo no muy pequeño se requiere reducir la diferencia relativa entre índice de refracción. Para un valor de $V = 2.4$ a la longitud de onda de 0.85 μm , parámetros típicos de la fibra son:

Radio del núcleo = 4.0 μm
Índice de refracción del núcleo = 1.48
Diferencia relativa de índices = 0.003

Una característica adicional de fibras ópticas unimodo es que para bajos

valores de V el campo se extiende apreciablemente en el revestimiento. Para un valor de V de 1.4, aproximadamente la mitad de la potencia óptica se propaga en el revestimiento. Esto implica que el grosor del revestimiento debe ser adecuado (del orden de $50 \mu\text{m}$).

1.5 Fibras multimodales de índice gradual.

Las fibras de índice gradual tienen un índice de refracción $n(r)$ que decrece con el radio desde un valor máximo n_1 en el eje a un valor constante n_2 en el revestimiento. Esta variación de índice se representa como:

$$n(r) = \begin{cases} n_1 (1 - 2\Delta (r/a)^\alpha)^{\frac{1}{2}} & r < a \text{ (núcleo)} \\ n_2 & r > a \text{ (revestimiento)} \end{cases} \quad (20)$$

donde Δ es la diferencia de índice de refracción y α es el parámetro de perfil que da la característica de perfil de índice de refracción del núcleo de la fibra. En la Ec. (20), $\alpha = \infty$, $\alpha = 2$ y $\alpha = 1$ significan un perfil de índice escalonado, parabólico y triangular respectivamente.

Los perfiles de índice gradual que mejores resultados presentan para propagación multimodal tienen un perfil de índice de refracción en el núcleo casi parabólico con $\alpha \approx 2$.

Una fibra multimodal con un perfil de índice parabólico se muestra en la Fig. 12. Los rayos meridionales siguen trayectorias curvas a través del núcleo de la fibra.

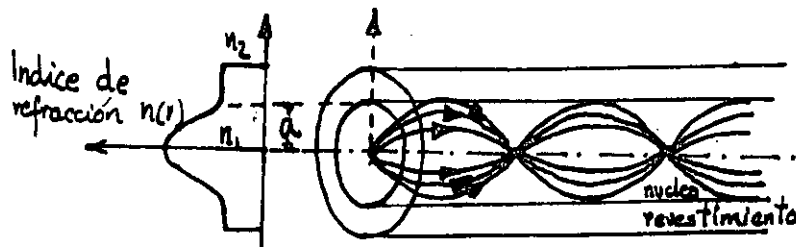


Fig. 12.- Perfil de índice de refracción y transmisión de rayos en una fibra de índice gradual multimodal.

Usando los conceptos de óptica geométrica, la disminución gradual en el índice de refracción a partir del centro del núcleo crea muchas refracciones de los rayos y estos se comportan como si incidieran en un número alto de interfaces de alto a bajo índice. El mecanismo se ilustra en la Fig. 13 donde un rayo se muestra gradualmente curvado, con un ángulo de incidencia siempre creciente hasta que se cumplen las condiciones de reflexión interna total, y el rayo viaja nuevamente hacia el eje del núcleo siendo refractado continuamente.

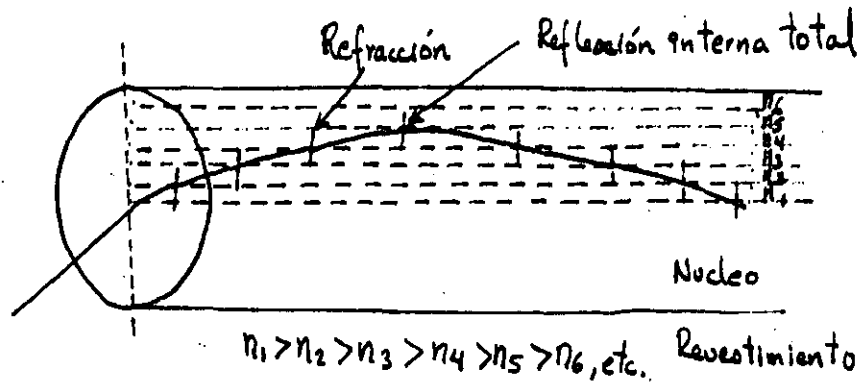


Figura 13.- Diagrama que muestra la refracción en las diversas interfaces de alto a bajo índice en una fibra de índice gradual lo que da una trayectoria curva del rayo.

Las fibras con índice gradual exhiben mucho menos dispersión intermodal que las fibras de índice escalonado debido a que aunque muchos modos diferentes son excitados en una fibra de índice gradual, las diferentes velocidades de propagación de los modos tienden a normalizarse por el gradiente de índice. Los rayos casi axiales se transmiten a través de una región de alto índice de refracción y por lo tanto viajan a una velocidad más baja que los rayos más extremos. Esto compensa las trayectorias más cortas y reduce la dispersión en la fibra.

INTRODUCCION.

La parte central de un sistema de fibra óptica es la fibra óptica guafonada, 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 (rayas duras, raspaduras, desgastes, etc.), contra la humedad y ambientes que puedan debilitar a la fibra. Las envolturas están hechas de diferentes tipos de plásticos.

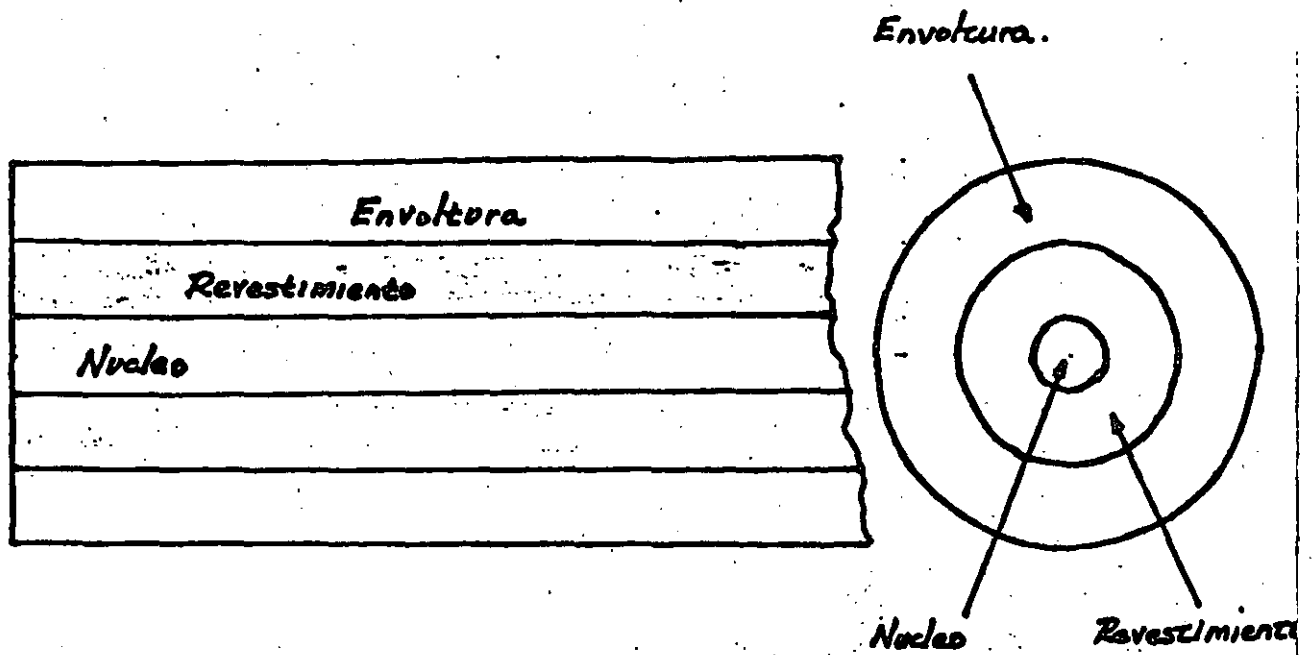


Figura 1. Estructura Física de una Fibra Optica

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, $n_1 = n_2 (\Delta)$

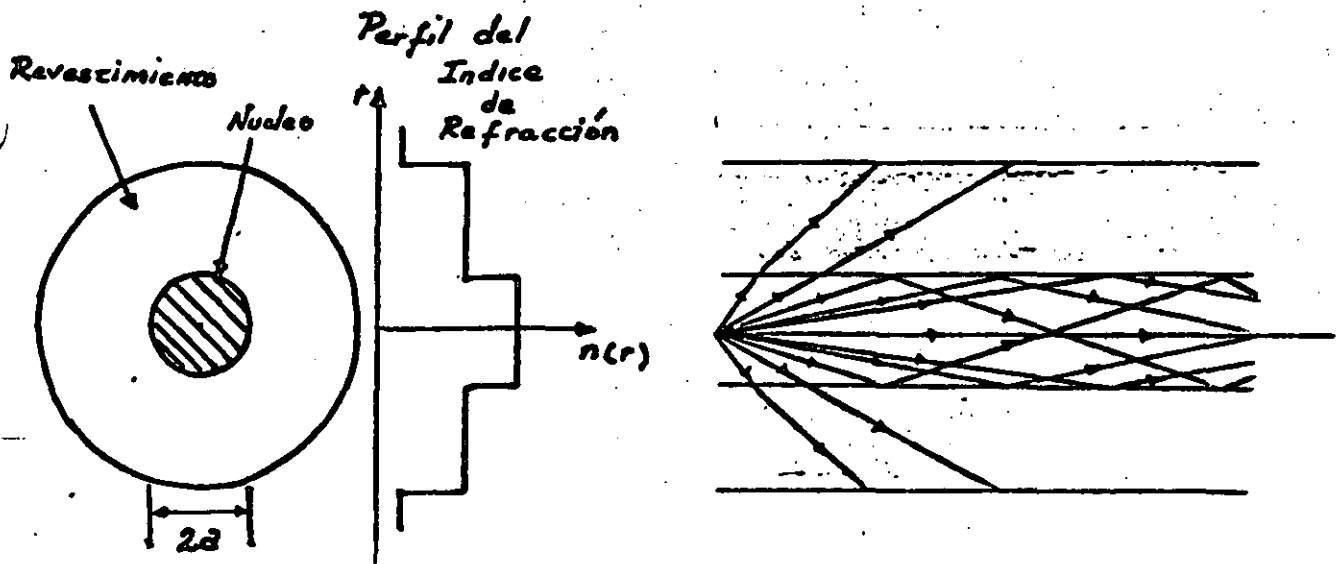


Figura 2. Fibra Óptica de Índice Escalonado

(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.

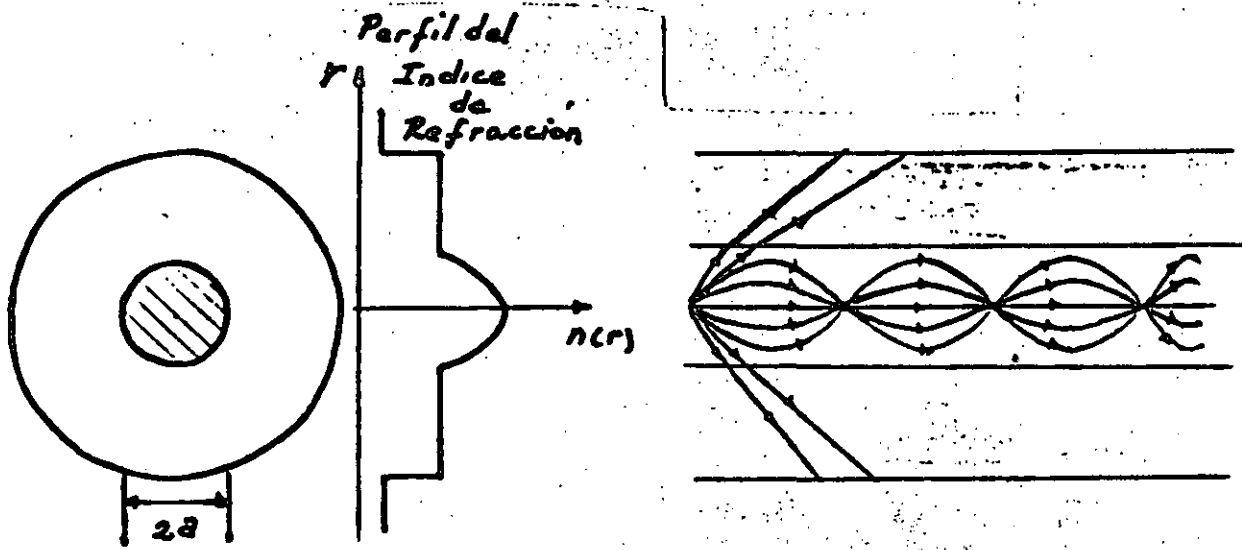
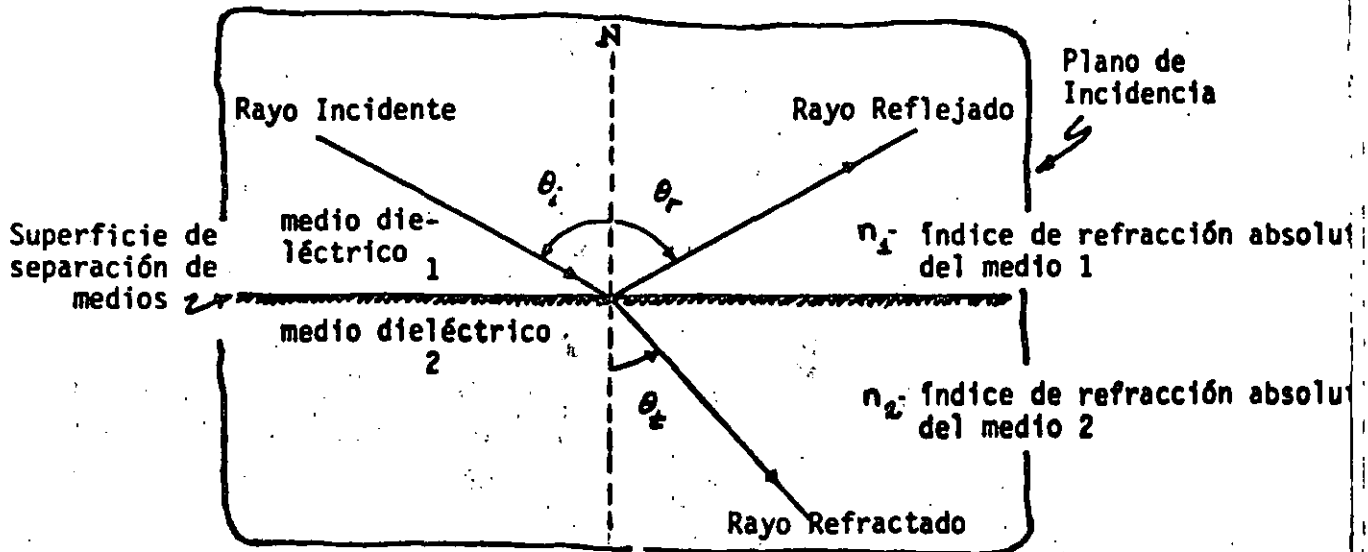


Figura 3. Fibra Óptica de Índice Gradual

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

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

INDICE DE REFRACCION ABSOLUTO - 8 -

$$n = \frac{\text{Velocidad de la luz (onda electromagnética) en el vacío}}{\text{Velocidad de la luz (onda electromagnética) en el material}} = \frac{c}{v} \quad (3)$$

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

1. $n_2 > n_1$

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

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

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

$$\therefore \theta_i > \theta_t$$

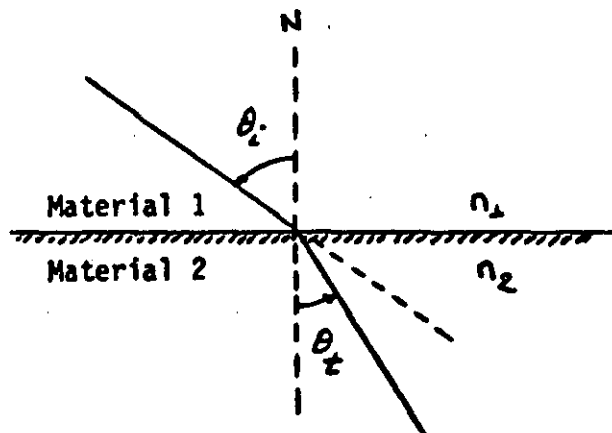


Figura 5

2. $n_1 > n_2$

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

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

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

$$\therefore \theta_i < \theta_t$$

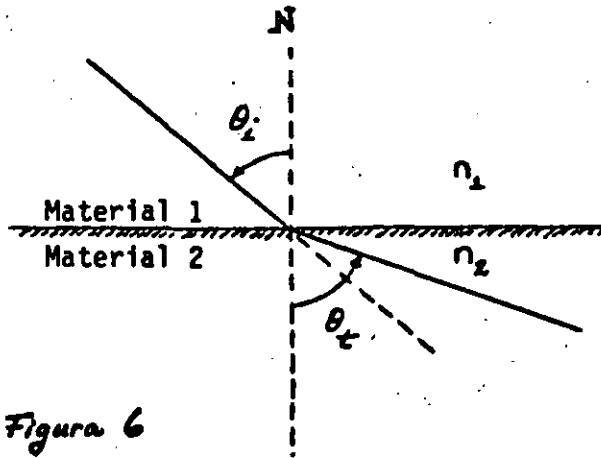


Figura 6

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

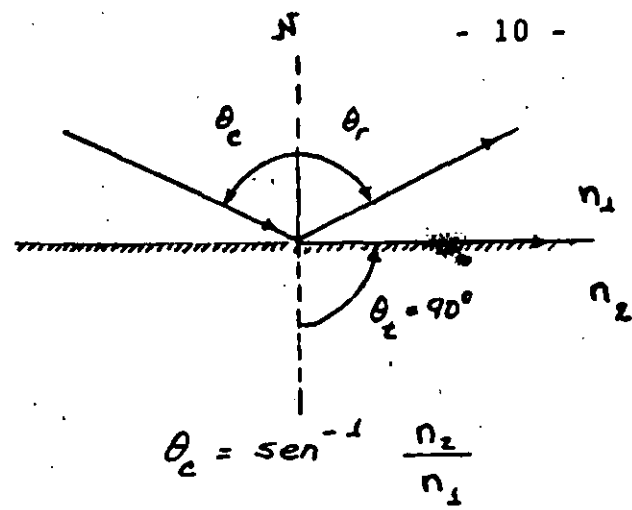
$$\frac{\text{Sen } \theta_i}{\text{Sen } \theta_t} = \frac{n_2}{n_1} \quad (n_1 > n_2)$$

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



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

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.

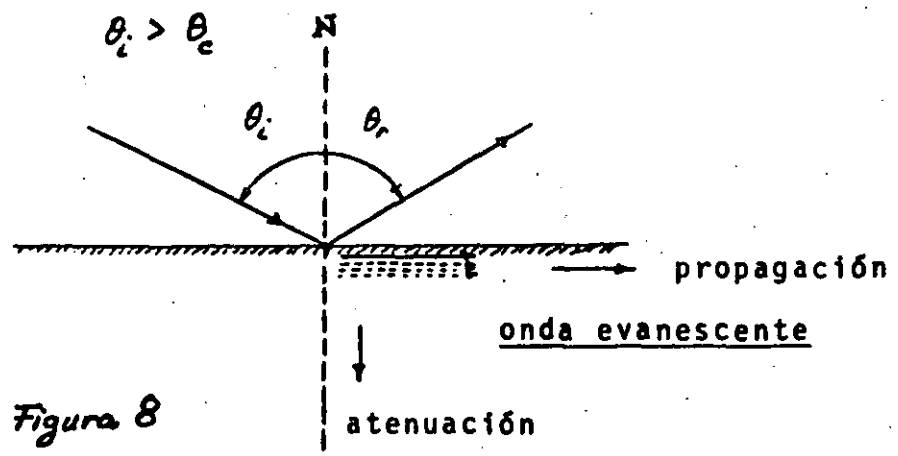


Figura 8

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:

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

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

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

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:

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

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

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

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.

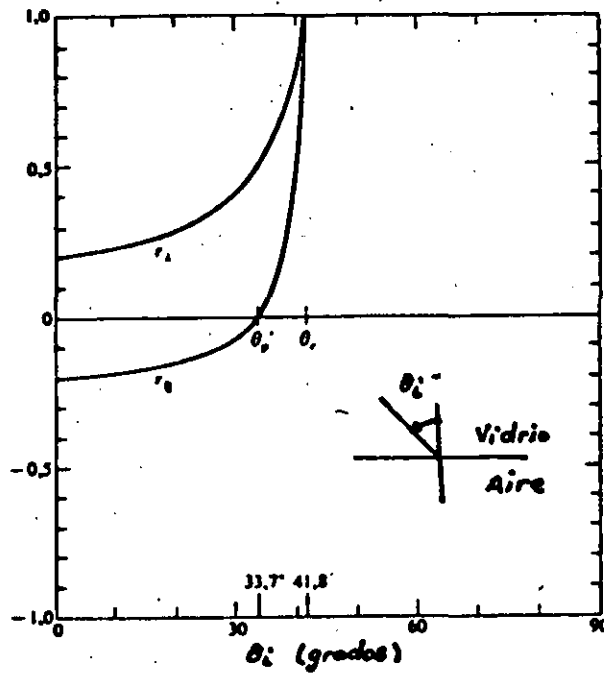
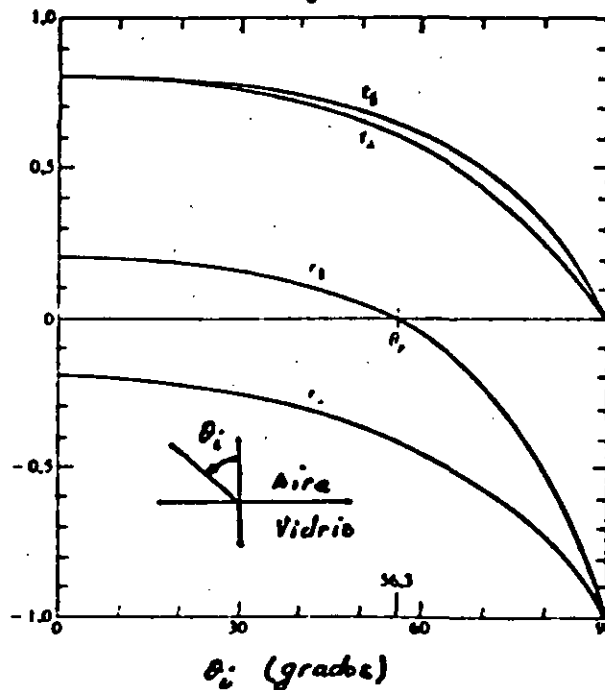


Figura 9

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

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

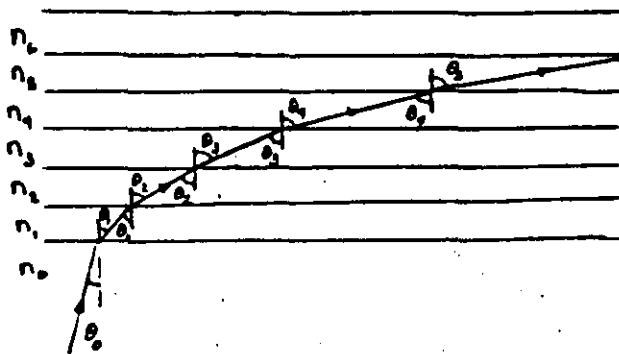


Figura 10

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.

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

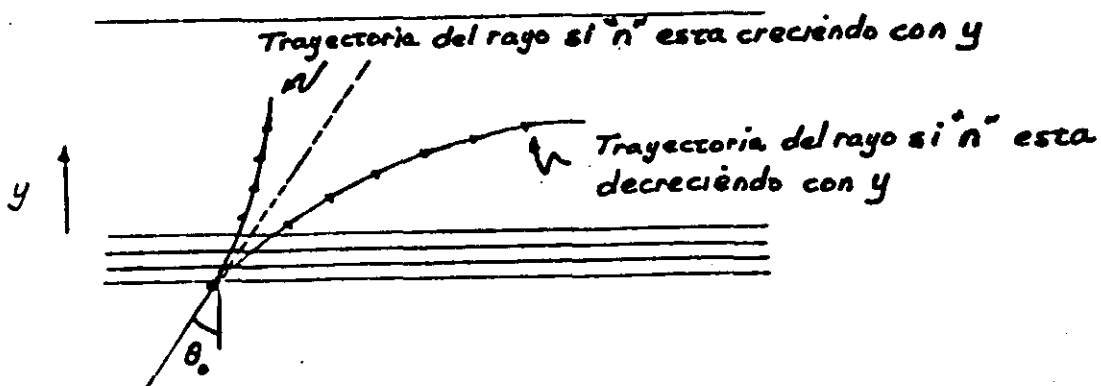


Figura 11

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.

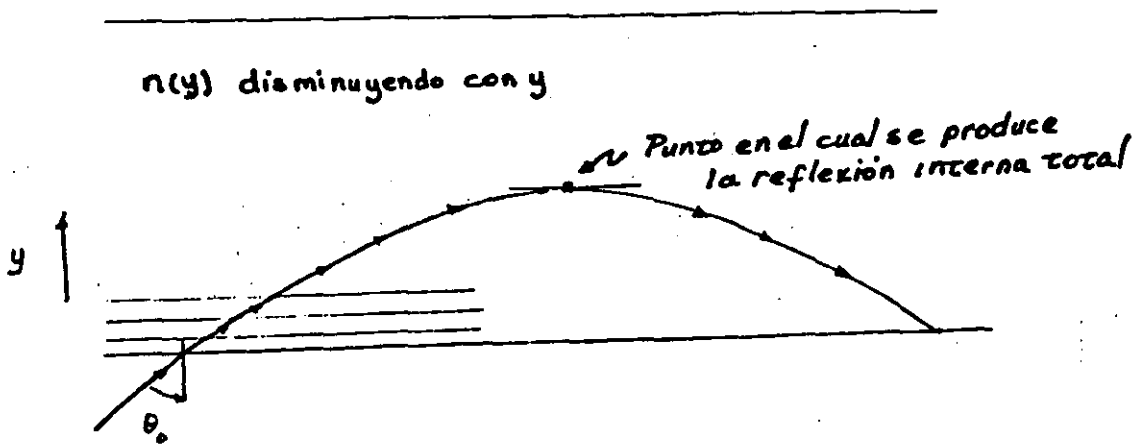


Figura 12

FIBRA OPTICA DE INDICE ESCALONADO (Análisis por Optica 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.

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

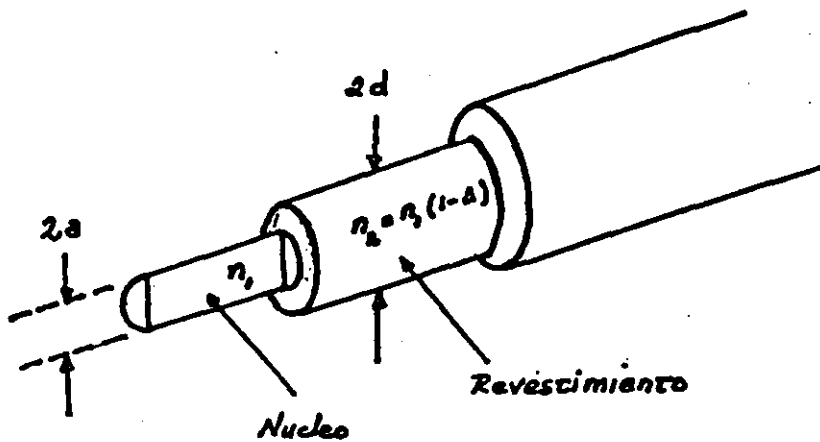


Figura 13

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, pero son reflejados internamente siguiendo una trayectoria en zig-zag (ver Fig.14).

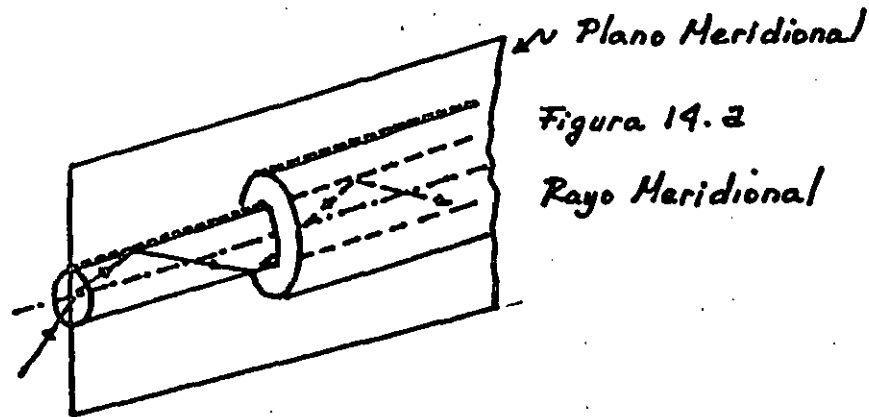


Figura 14.2

Rayo Meridional

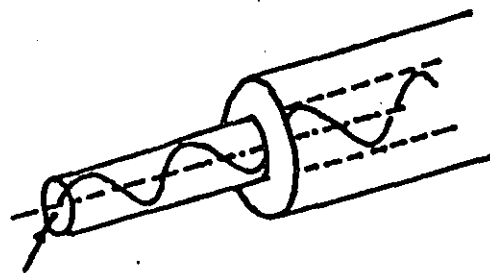


Figura 14.6

Rayo Oblicuo

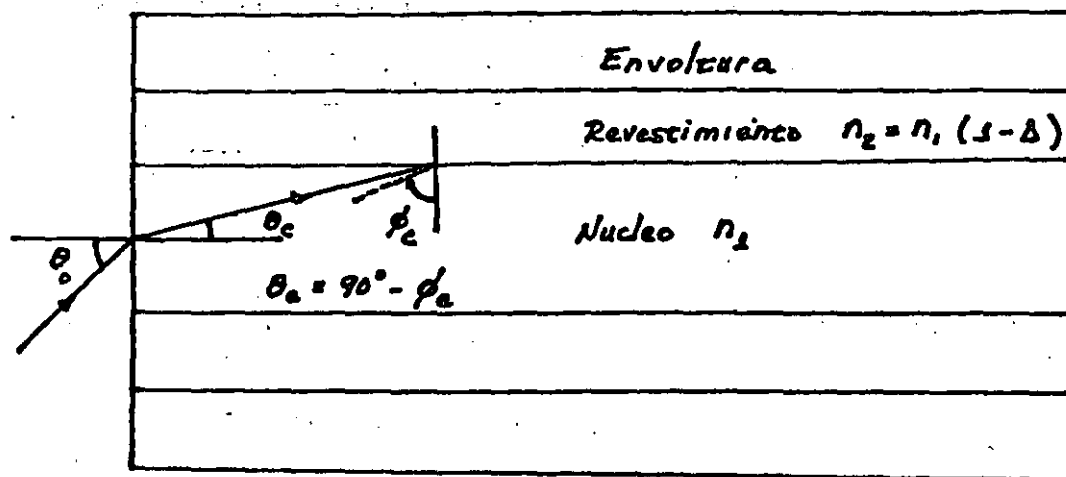
RAYOS MERIDIONALES.

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.

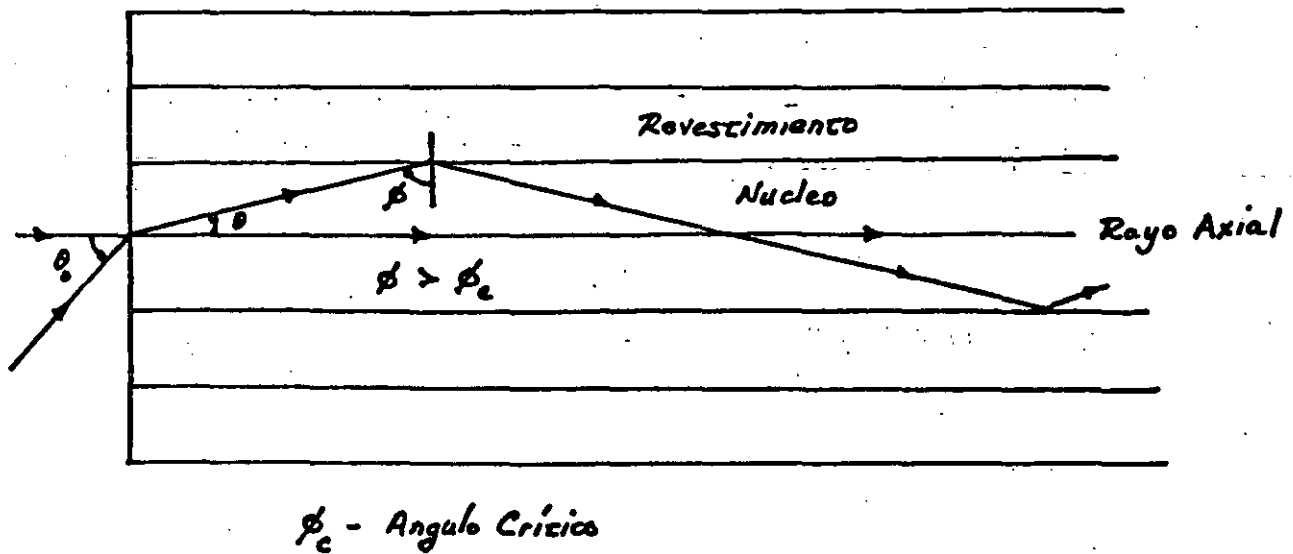


Figura 16

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 $\theta_c = 81.89^\circ$

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

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

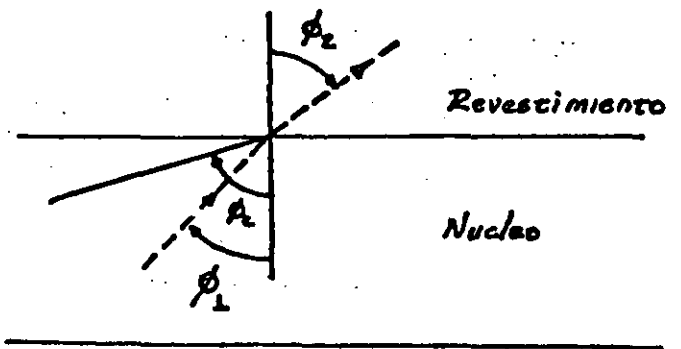


Figura 17

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

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

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

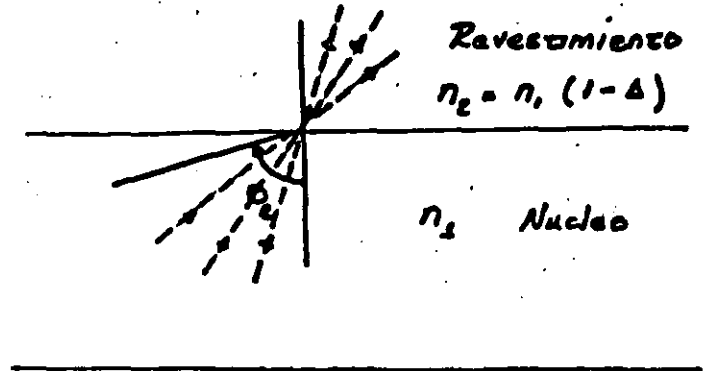


Figura 18

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

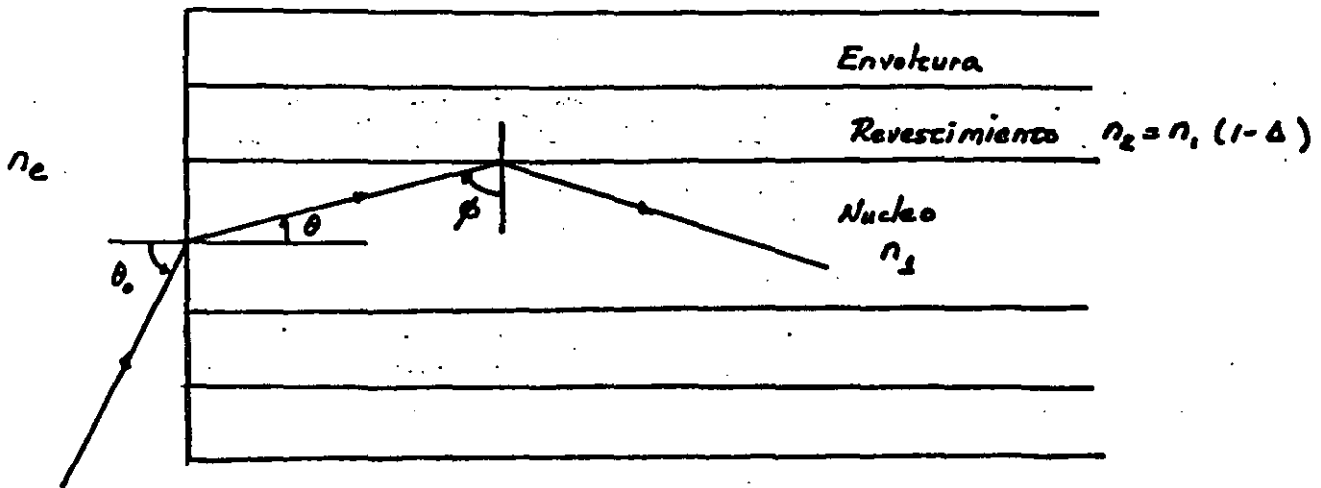


Figura 19

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:

$$\cos \theta = \sqrt{1 - \text{sen}^2 \theta} = \sqrt{1 - \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 \text{sen}^2 \theta_0} \geq \text{sen } \phi_c \quad (24)$$

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

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

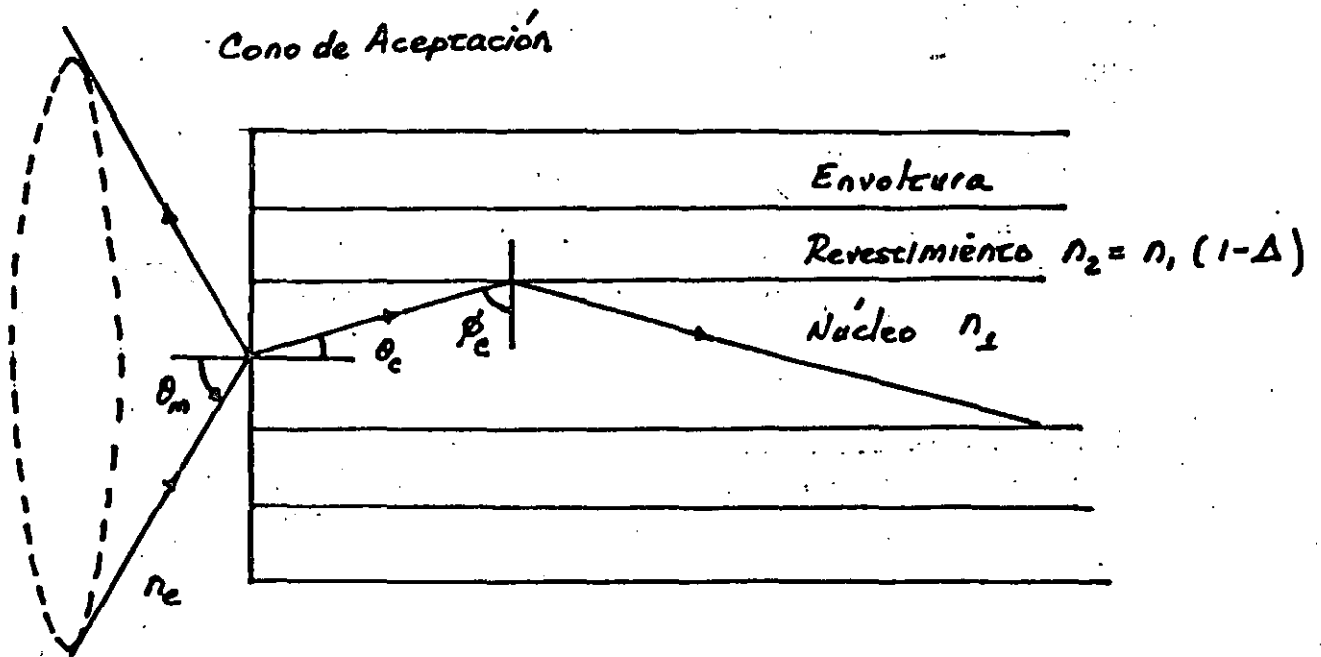
Cualquier rayo de luz que incida en el núcleo con un ángulo que satisfaga la ecuación (31), la porción de luz incidente que se transmite al núcleo es aceptada para ser guiada a lo largo de la fibra, esto es, sufre una reflexión interna total.

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.

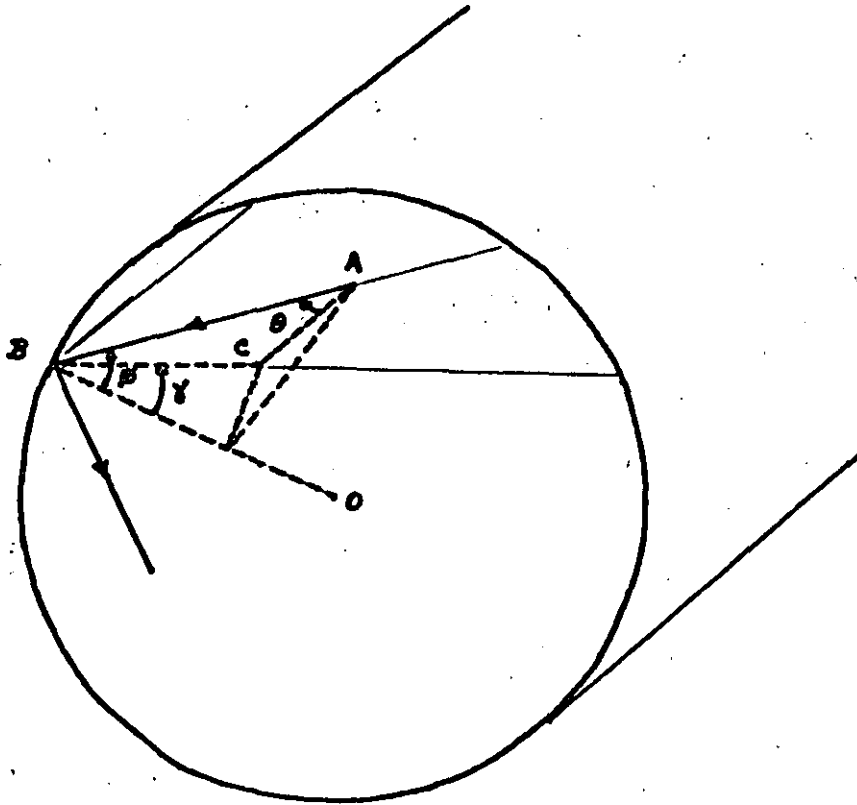


Figura 21

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

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

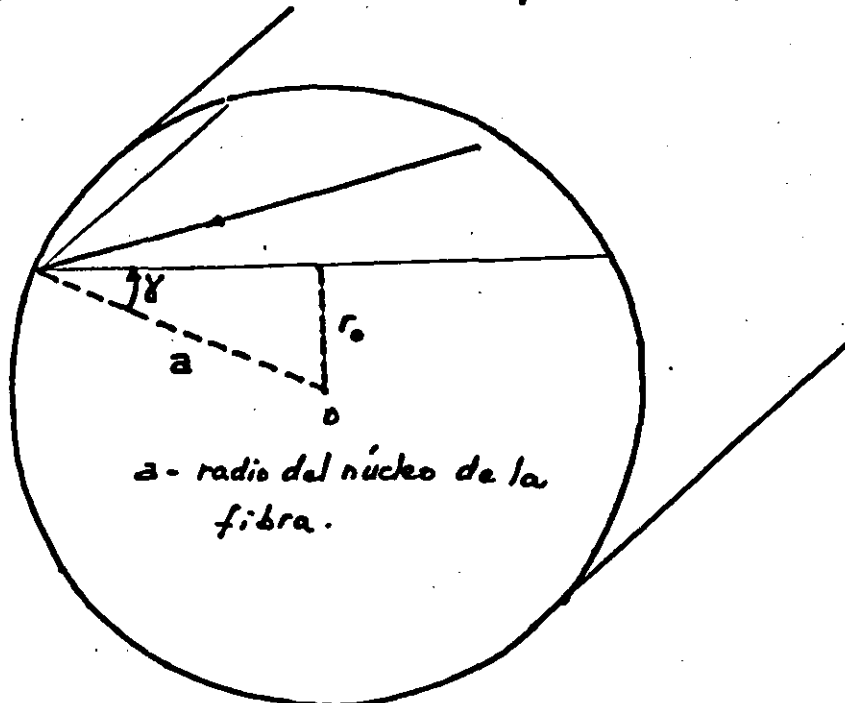


Figura 22

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.

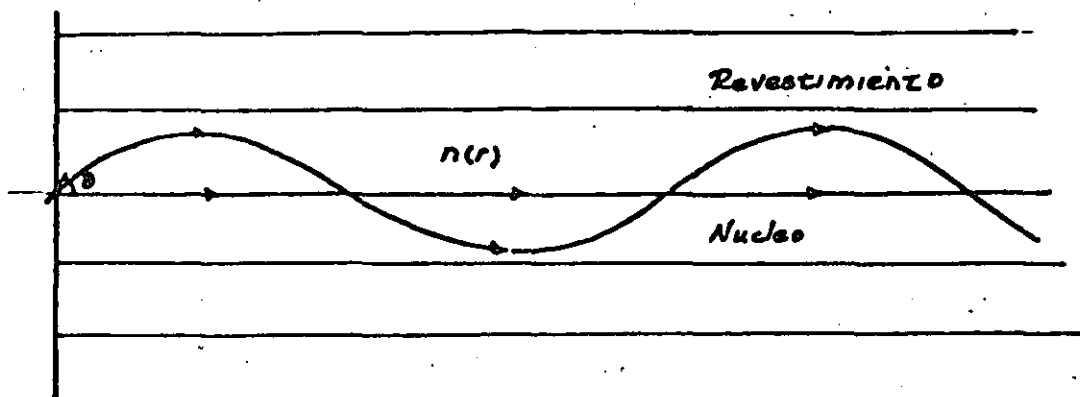


Figura 23

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

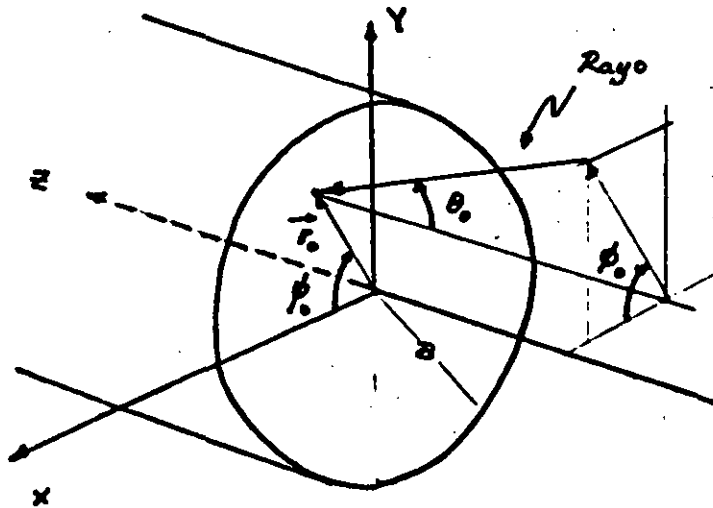


Figura 24

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 :

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

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 $y_0 = \theta_0 = 0$ 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 las 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 simultáneamente, 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 está 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.

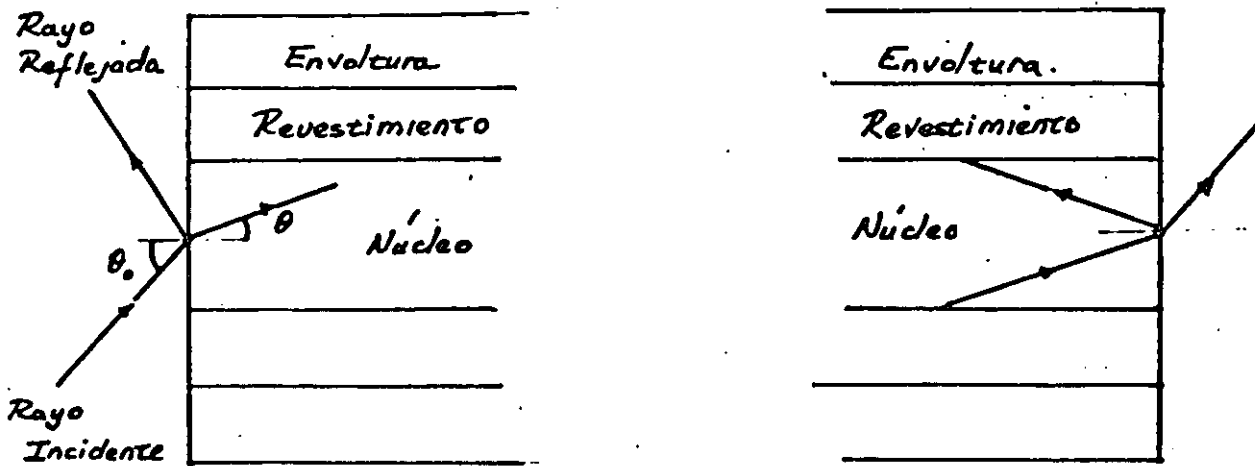
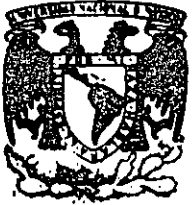


Figura 25

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 diametro 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.**

CURSOS ABIERTOS

" TELECOMUNICACIONES VIA FIBRAS OPTICAS "

2 FOTODIAGRAMAS

FIS. MARTIN SANTOS DOMINGUEZ

MAYO 1992





FIS. MARTIN SANTOS DOMINGUEZ

- **El emisor de luz es un elemento clave en todo sistema de fibras ópticas.**
- **Su selección depende de la aplicación específica.**
- **Su función fundamental es convertir la señal eléctrica que porta la información en una señal óptica.**

Deben tomarse en cuenta las características de la fibra tales como:

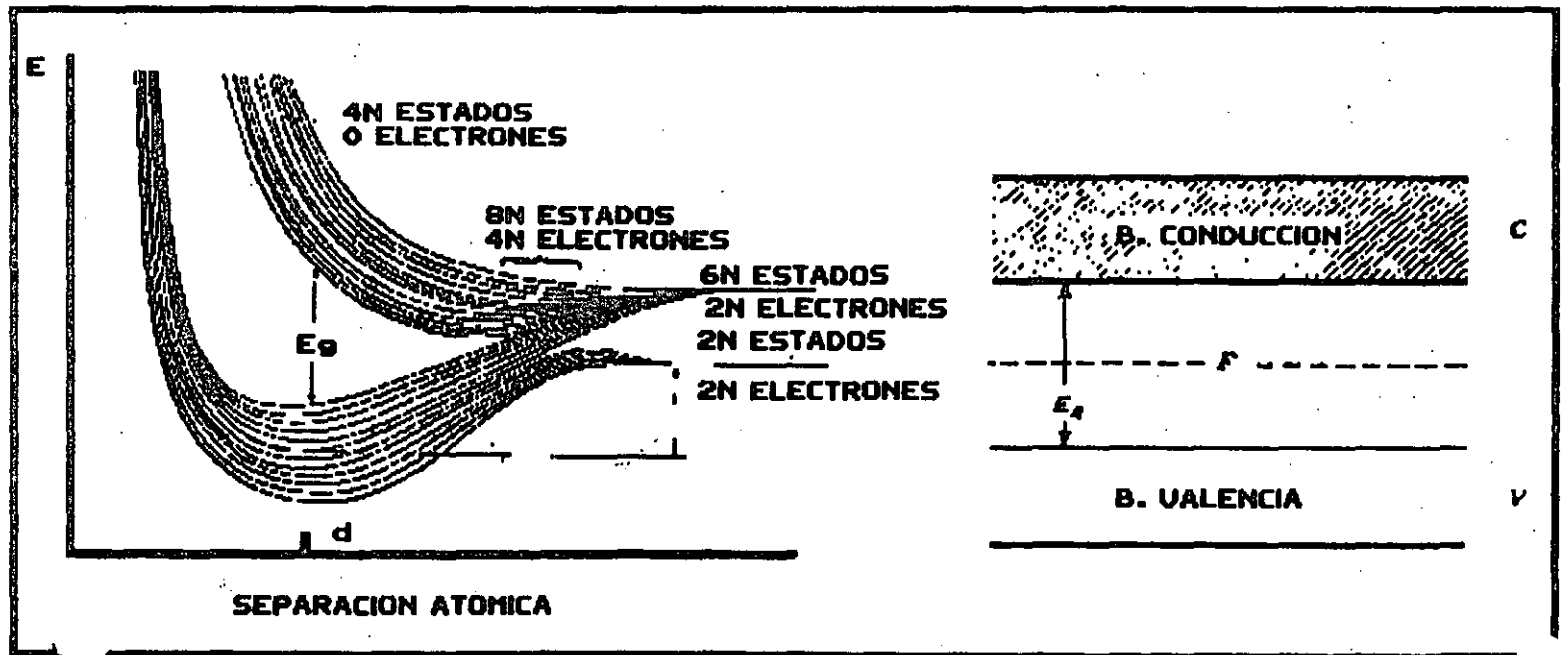
- **Atenuación como función de la longitud de onda.
ópticas.**
- **Distorsión por retraso de grupo
(ancho de banda)**
- **Su geometría (tamaño)**
- **Características Modales.**

- **Configuración y tamaño compatibles con las dimensiones de las fibras ópticas.**
- **Long. de onda de emisión donde la fibra tiene pérdidas bajas.**
- **Modulación simple y ancho de banda amplio.**
- **Altamente lineal para evitar distorsión.**
- **Bajo costo y durabilidad.**

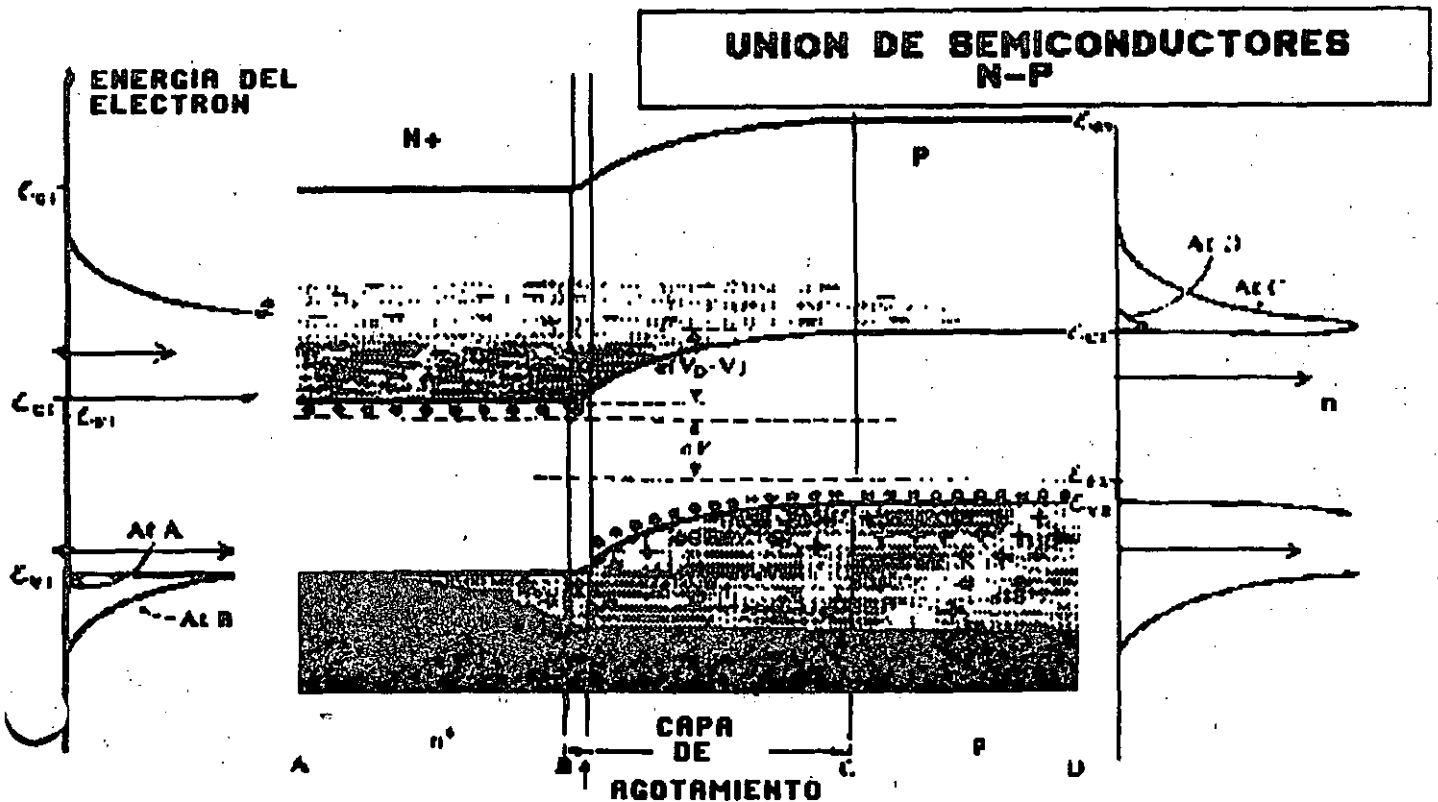
- **Los sistemas de fibra óptica usan como principales fuentes a:**
 - * **El diodo emisor de luz (LED)**
 - y * **El diodo laser (LD)**
- **Estos dispositivos son de material semiconductor.**
- **Sus características son las más compatibles con las fibras ópticas.**

¿COMO PRODUCE LUZ UN SEMICONDUCTOR?

FORMACION DE BANDAS DE ENERGIA EN UN SOLIDO

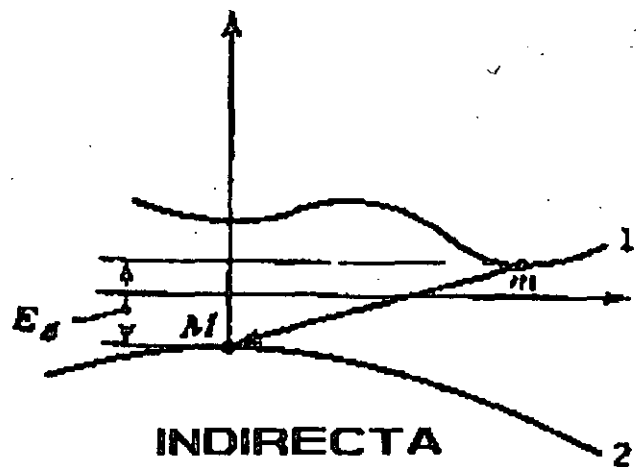
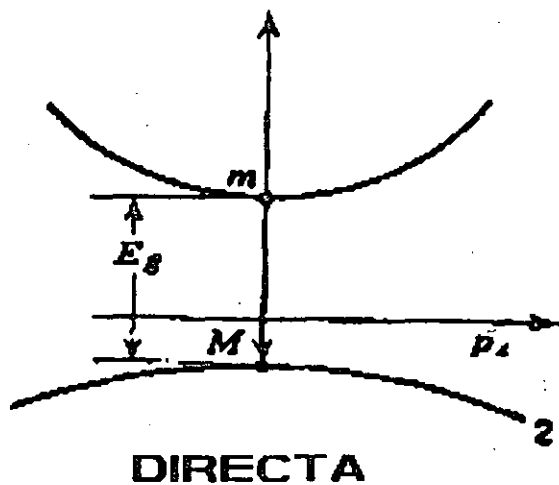


- La operación de un semiconductor esta esencialmente basada en la inyección y extracción de portadores.
- Esto puede lograrse formando una unión de semiconductores tipo P y N
- Si la unión es polarizada ----- directamente la barrera de potencial en la región de contacto permitiendo la recombinación de portadores.



- El proceso de recombinación más simple es aquel en el que el electrón y el hueco tiene el mismo valor de momento.
- La emisión o absorción de un fotón solo se produce si se conserva la energía y el momento de la partícula.
- Esto da origen a dos tipos de transiciones radiativas:
directas e indirectas.

TRANSICIONES



● La combinación de elementos de la tabla periódica de los grupos III y V produce compuestos con las propiedades de electroluminiscencia.

● Los compuestos más comunes para fabricar estos dispositivos son:

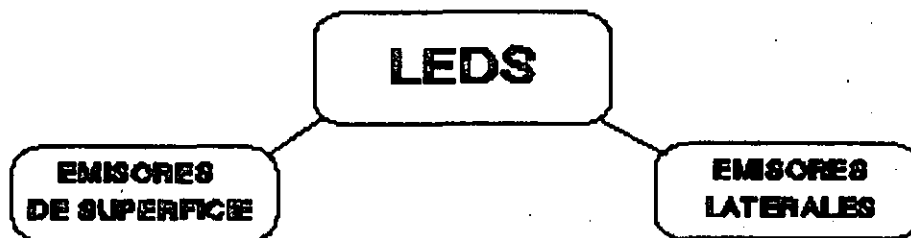
GaAs y GaAsAl
InP y InPGa

800 a 900 nm.
930 a 1700 nm.

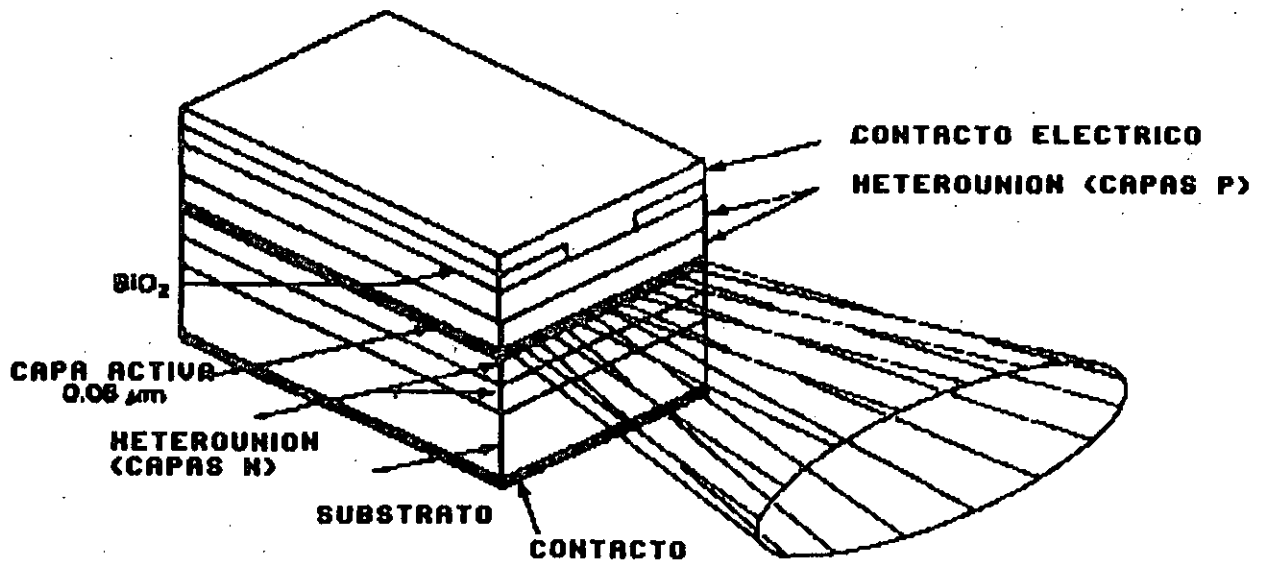
● El LED emite fotones mediante el mecanismo de emisión espontánea.

● Es una fuente de luz incoherente porque los fotones que resultan de esta operación tienen fases aleatorias.

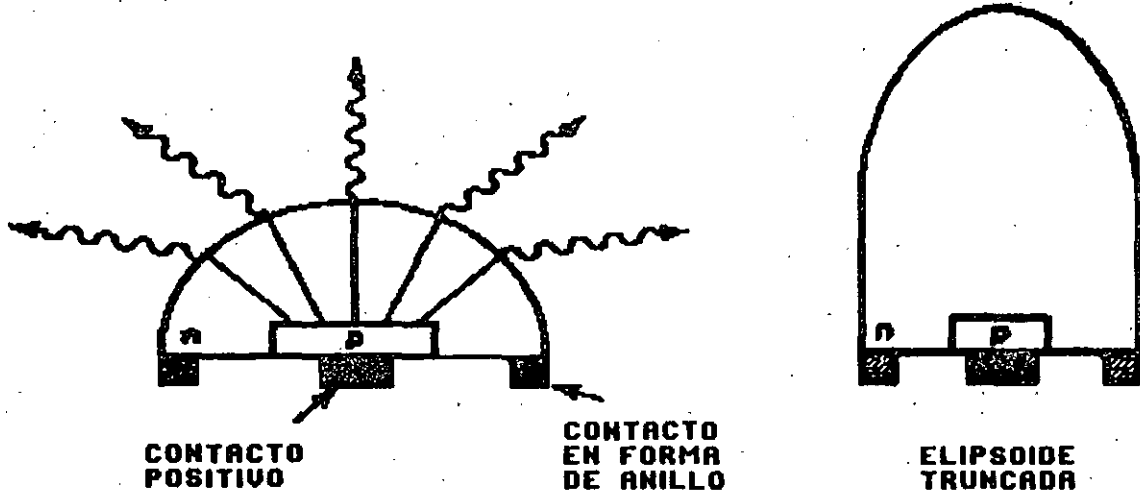
- A lo largo del tiempo se han desarrollado diversas estructuras para mejorar las características del led.



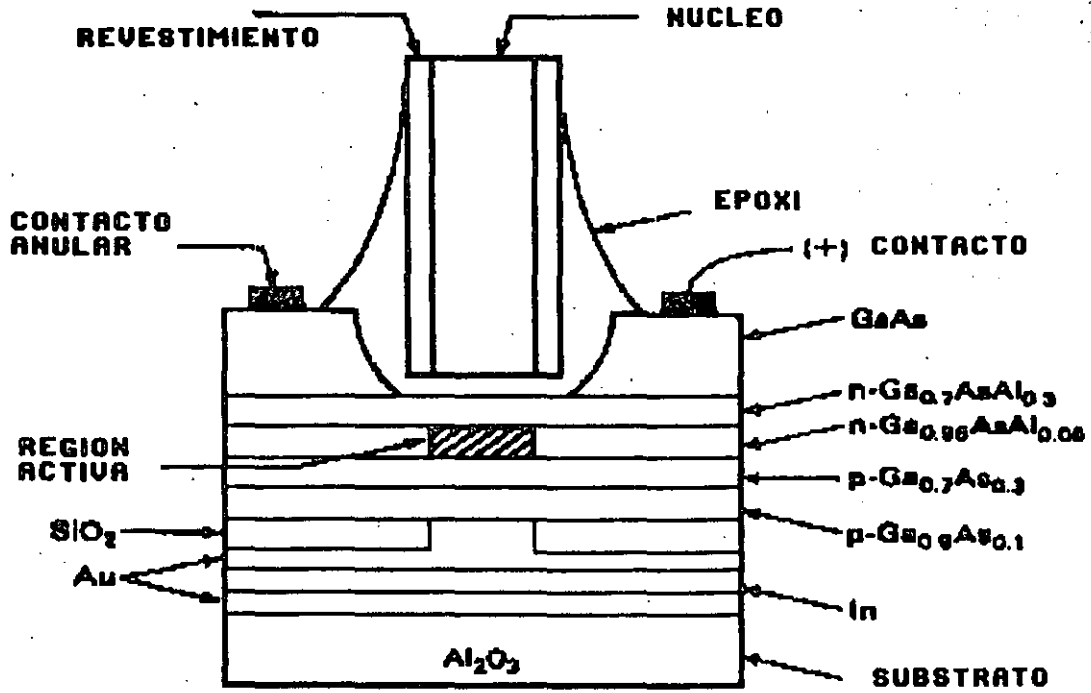
LED EMISOR DE EXTREMO



ESTRUCTURAS DE LEDS TIPO DOMO



LED TIPO BURRUS



CARACTERISTICAS

- Ancho de banda de modulación bajo (50 Mhz).
- Ancho espectral óptico grande.
- Baja potencia acoplada en la fibra.
- Distorsión armónica en modulación directa.
- Por esto son fuentes adecuadas para enlaces cortos y de bajas tasas de transmisión.
- Son usados con fibras multimodo de índice escalonado o graduado.

● Las principales ventajas del LED son:

- Fabricación simple.
 - Linealidad.
 - Costo y duración.
 - Circuitería de manejo simple.
 - Dependencia térmica baja.
- Esto ha hecho del LED una fuente ampliamente usada.

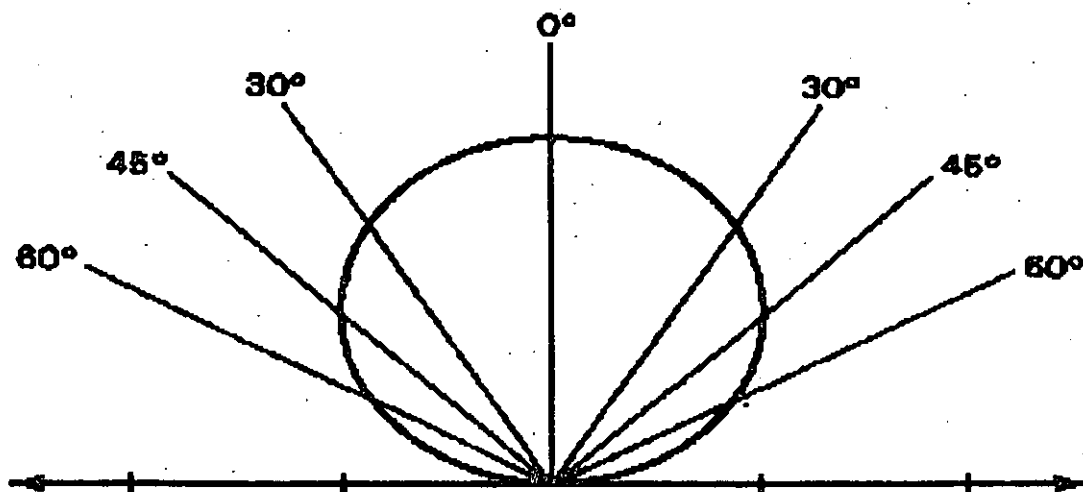
- La potencia emitida tiene una relación casi lineal con la corriente inyectada. ($I_{max} = 100 \text{ mA}$).

- El ancho espectral es típicamente de 30 a 50 nm a 850 nm.

- Su dependencia térmica es de 3 a 4 A/°C.

- Su patrón de radiación es lambertiano por lo que su eficiencia de acoplamiento en las fibras es baja.

PATRON DE RADIACION DE UN LED

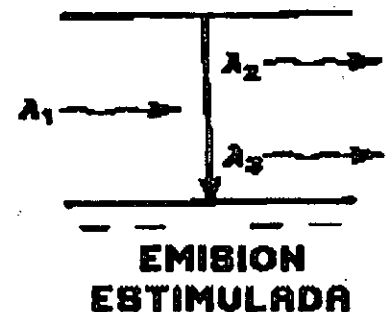
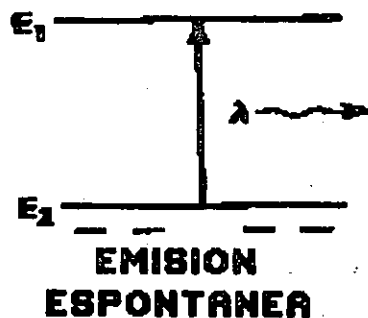
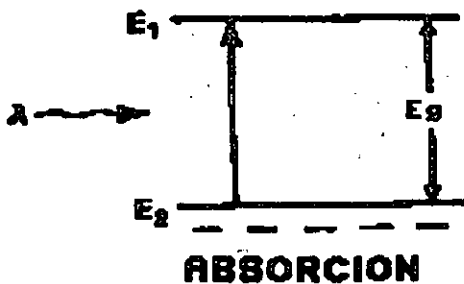


RADIADOR LAMBERTIANO

● La palabra LASER significa **amplificación de luz por emisión estimulada de radiación.**

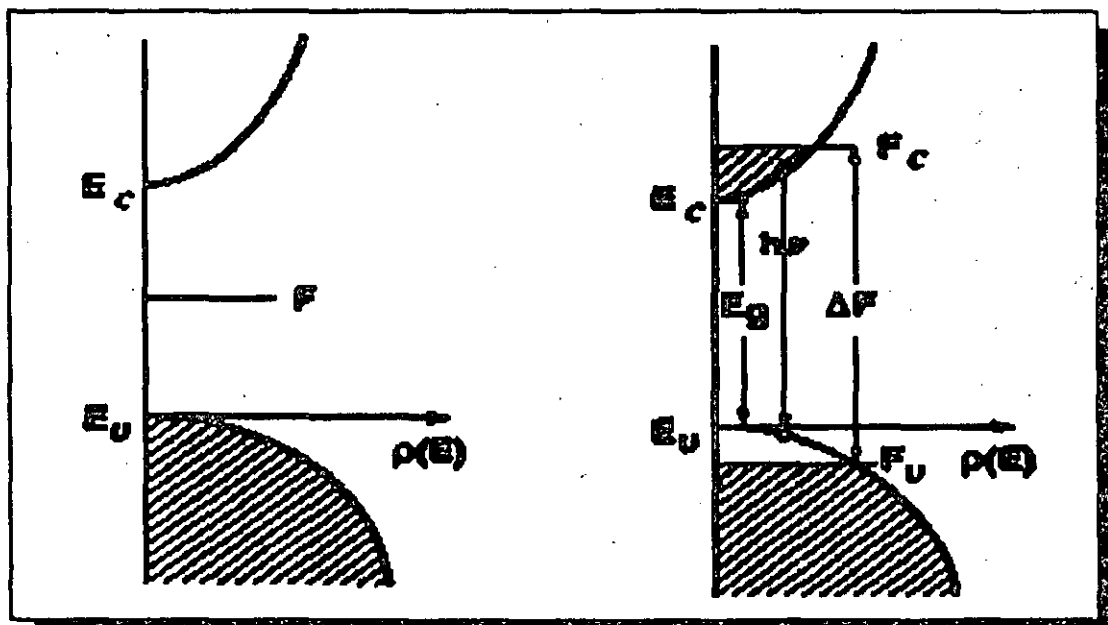
● El laser puede ser descrito por la **formación de una onda estacionaria que se amplifica dentro de una cavidad formada por los semiconductores.**

INTERACCION LUZ - MATERIA

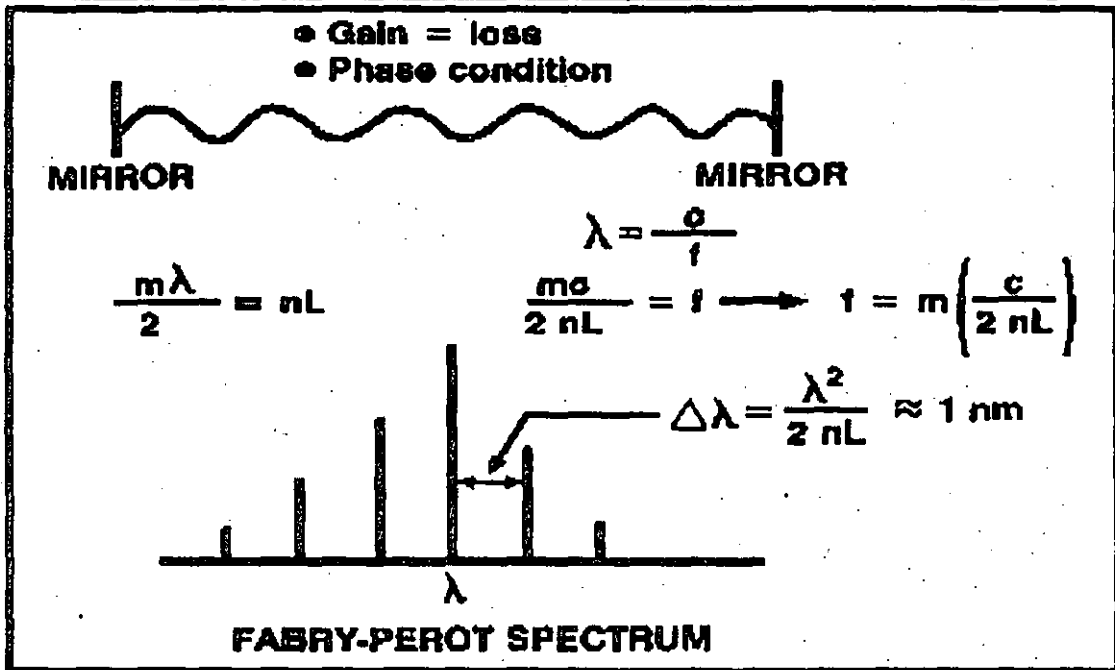


- Para que la emisión estimulada sea mayor que los demás procesos es necesario que exista una inversión de población.
- La ganancia dentro del material tiene que ser igual por lo menos a las pérdidas por lo que la señal óptica se retroalimenta mediante la formación de una cavidad resonante en la capa activa.

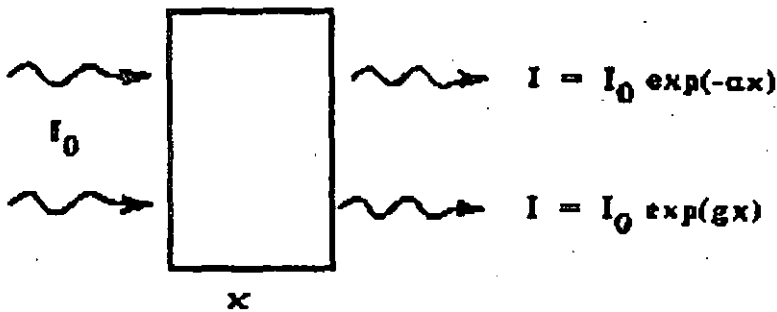
INVERSION DE POBLACION



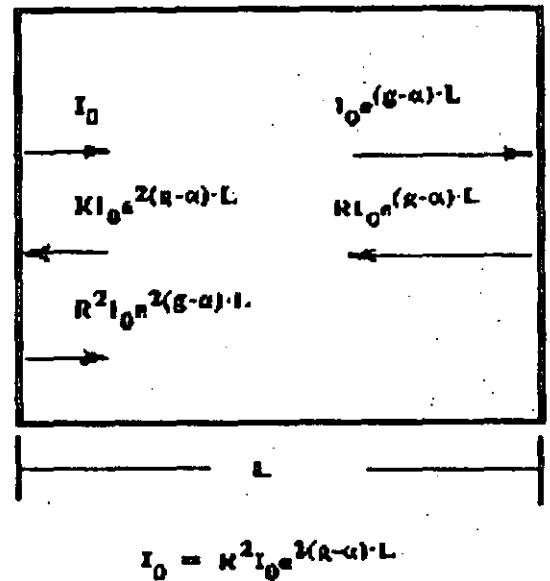
CONDICION DE OSCILACION



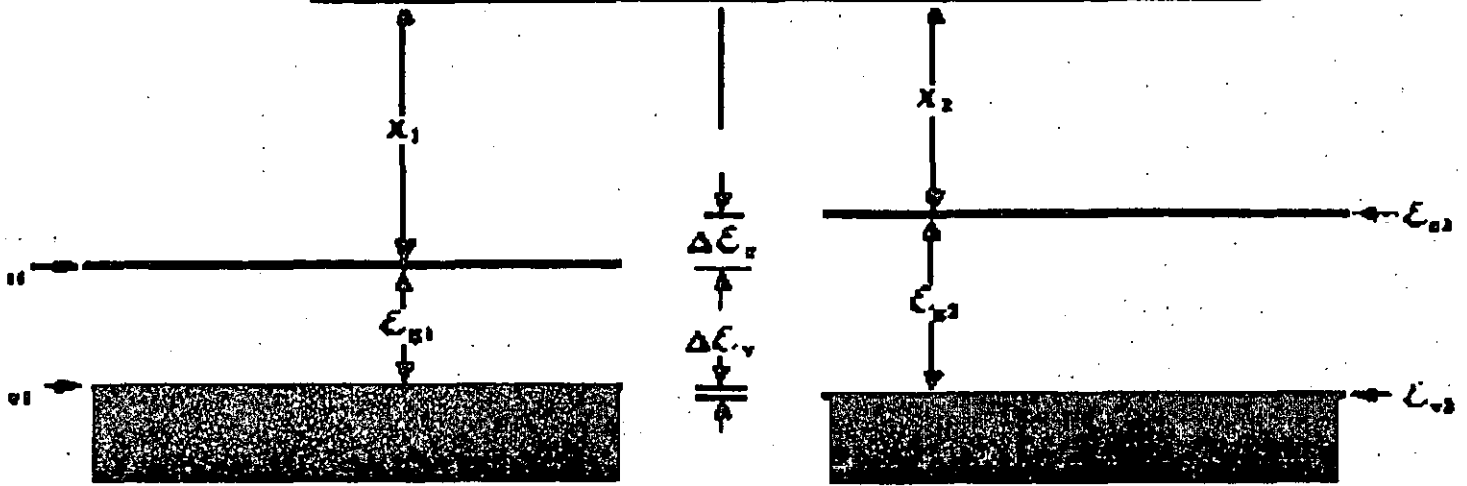
ABSORCION Y GANANCIA



CONDICION DE UMBRAL

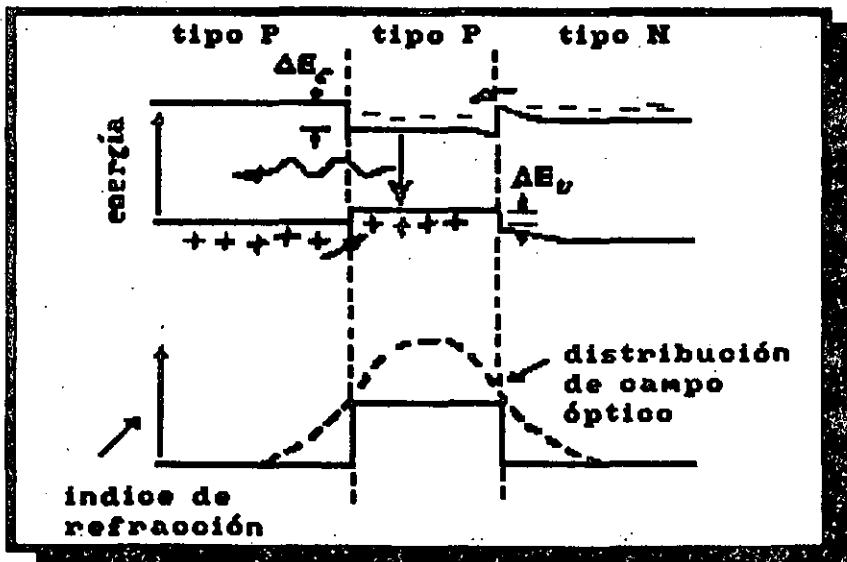


HETEROUNIONES

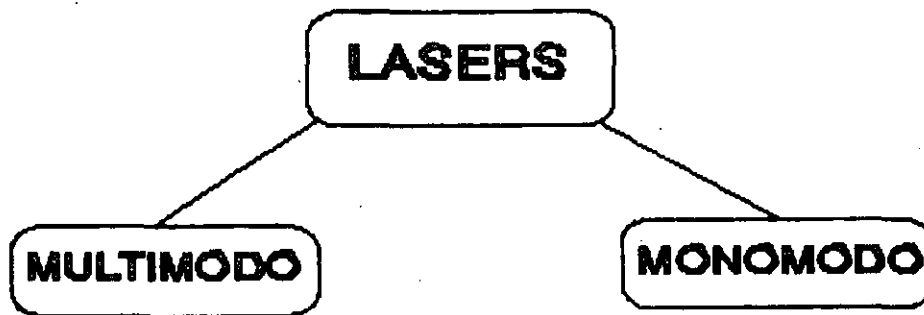


NIVELES DE ENERGIA PARA DOS SEMICONDUCTORES DOPADOS DIFERENTE

DOBLE HETEROUNION

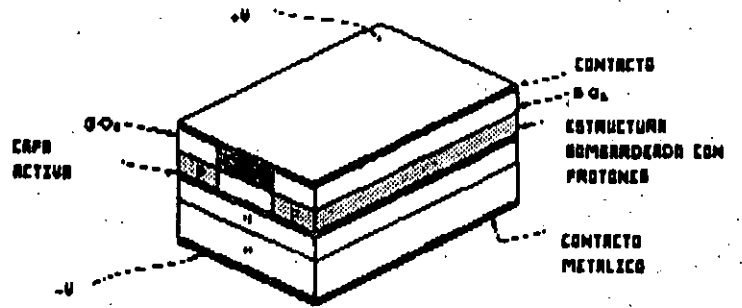


- **Por sus características de oscilación, los lasers pueden clasificarse en:**

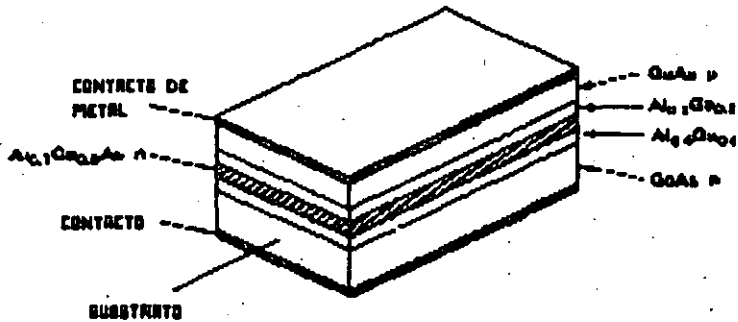


- **Una gran cantidad de estructuras han surgido como resultado de las investigaciones realizadas sobre el laser de semiconductor.**
- **Las principales estructuras desarrolladas para lasers fabry-perot son:**
 - **Ganancia guiada.**
 - **Índice guiado.**

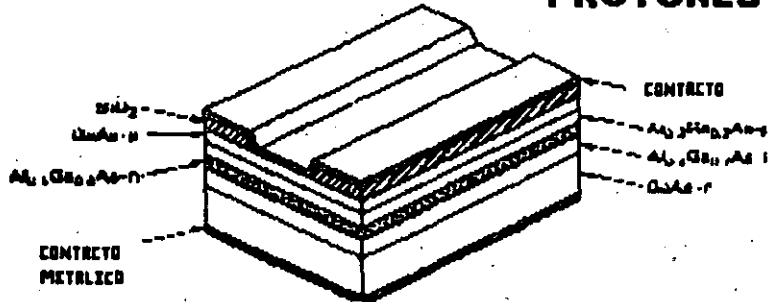
ESTRUCTURAS DE LASERS GANANCIA GUIADA



FRANJA BOMBARDEADA CON PROTONES

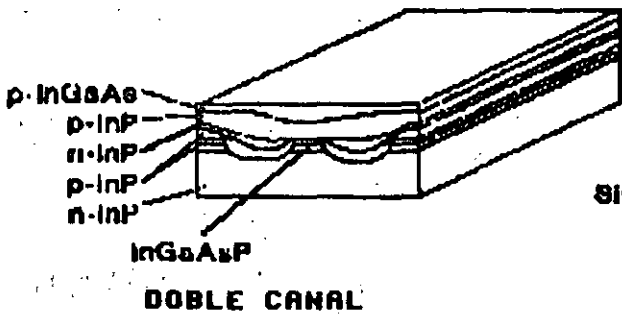


AREA AMPLIA

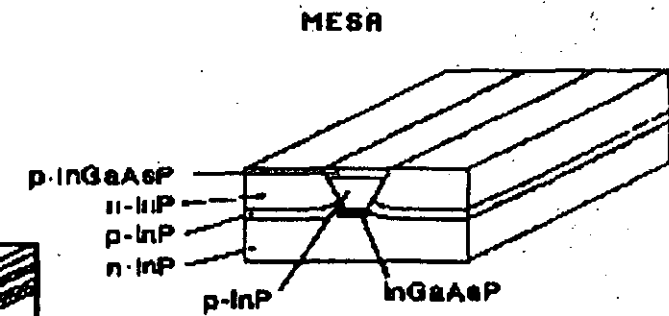


FRANJA DE CONTACTO

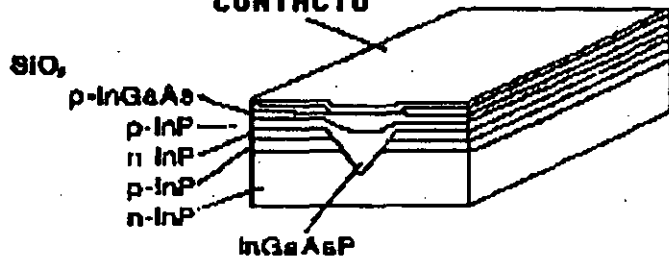
ESTRUCTURAS DE LASERS INDICE GUIADO



DOBLE CANAL



CONTACTO



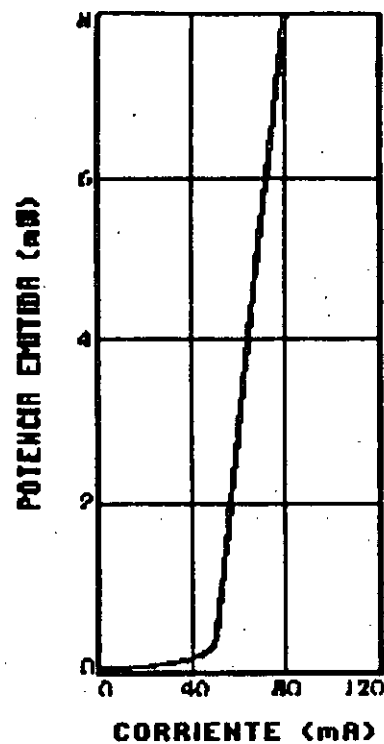
SUBSTRATO EN U

CARACTERISTICAS DEL DIODO LASER

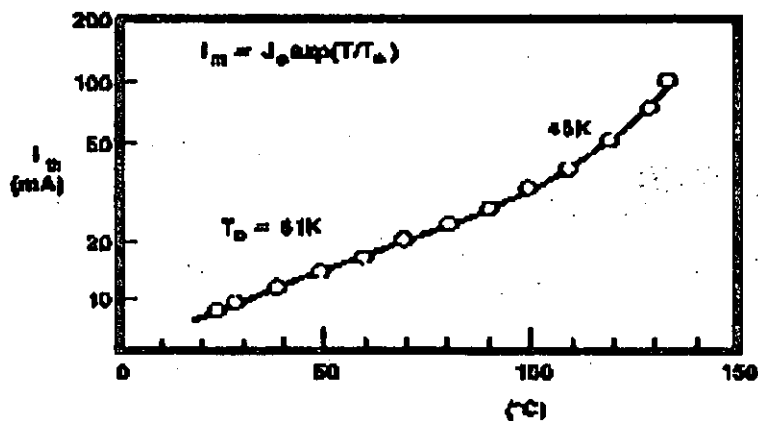
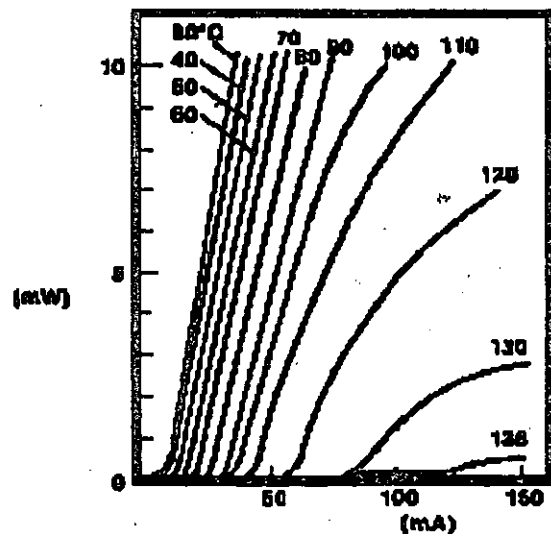
EL LASER TIENE UN NIVEL DE UMBRAL A PARTIR DEL CUAL SU POTENCIA SE INCREMENTA RAPIDAMENTE CON LA VARIACION EN LA CORRIENTE.

SU CORRIMIENTO DEL NIVEL DE UMBRAL TIPICO CON LA TEMPERATURA ES DE:

0.5 mA/ °C

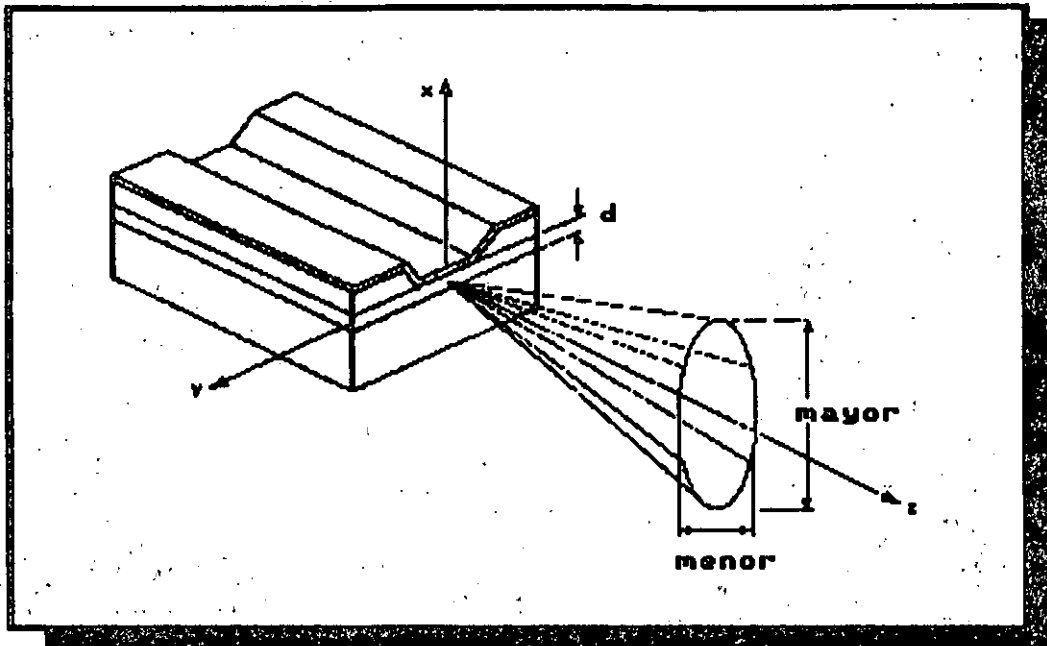


DEPENDENCIA TERMICA DEL UMBRAL



- REQUIERE DE UN FOTODETECTOR EN LA CARA POSTERIOR Y UN CIRCUITO DE CONTROL.
- UN TERMISTOR Y UN CIRCUITO DE CONTROL.

EMISION NO LAMBERTIANA



PATRON DE RADIACION DEL LASER CAMPO CERCANO Y LEJANO



10 μm



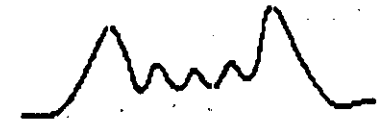
30 μm



20 μm



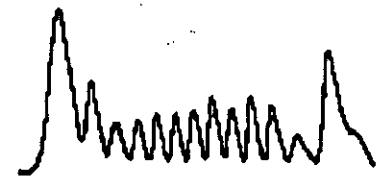
30 μm



20 μm



50 μm



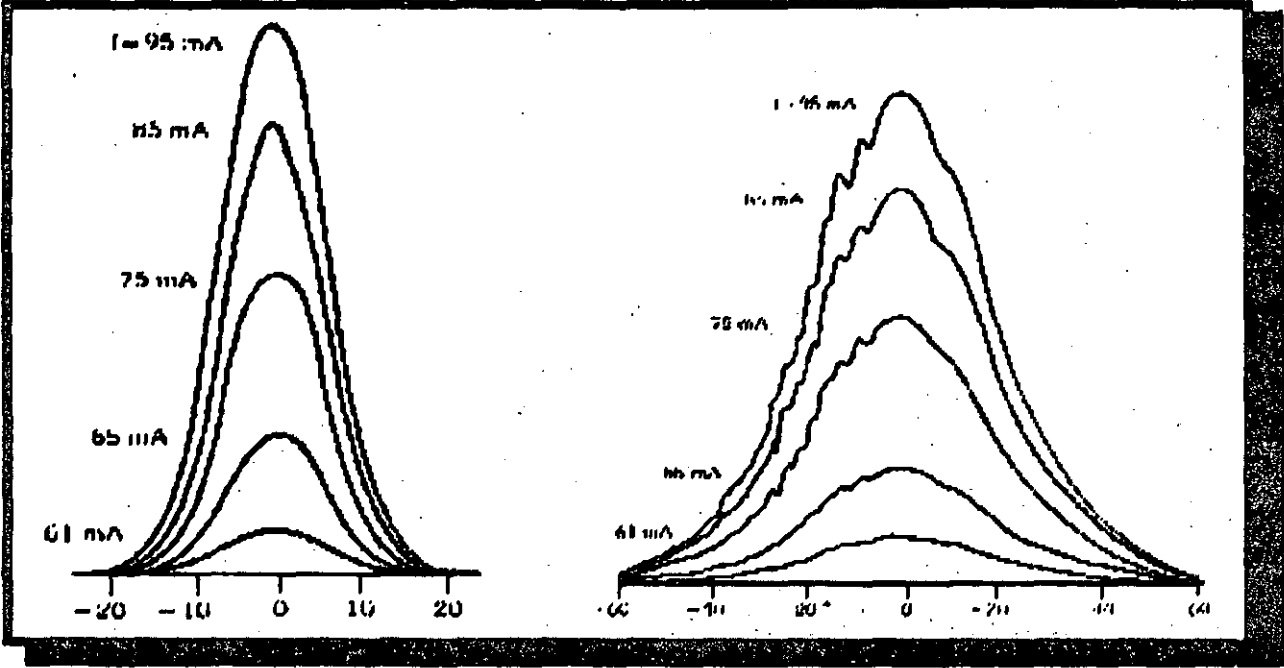
**CAMPO
CERCANO**

**CAMPO
LEJANO**

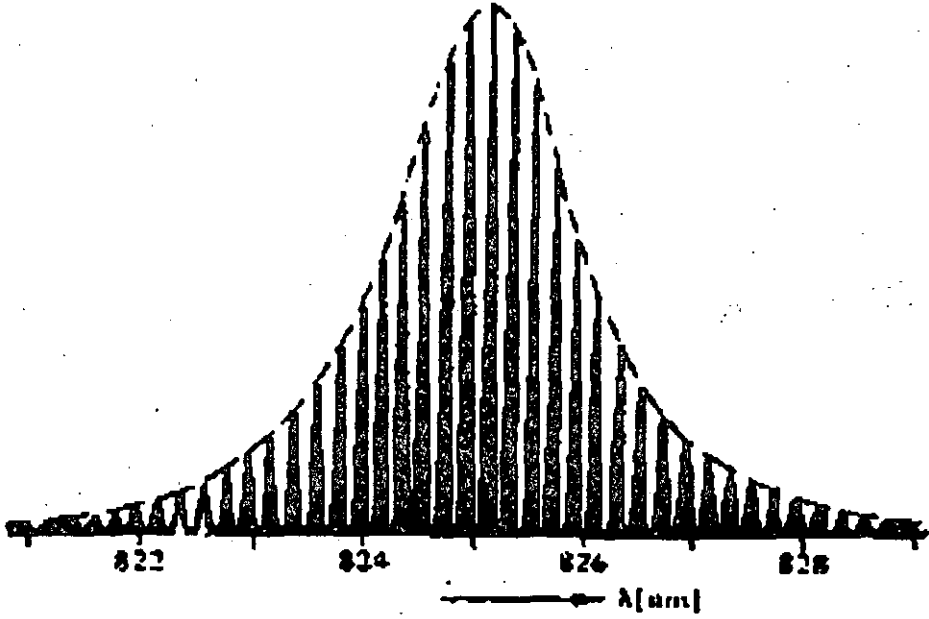
**CAMPO
CERCANO**

**CAMPO
LEJANO**

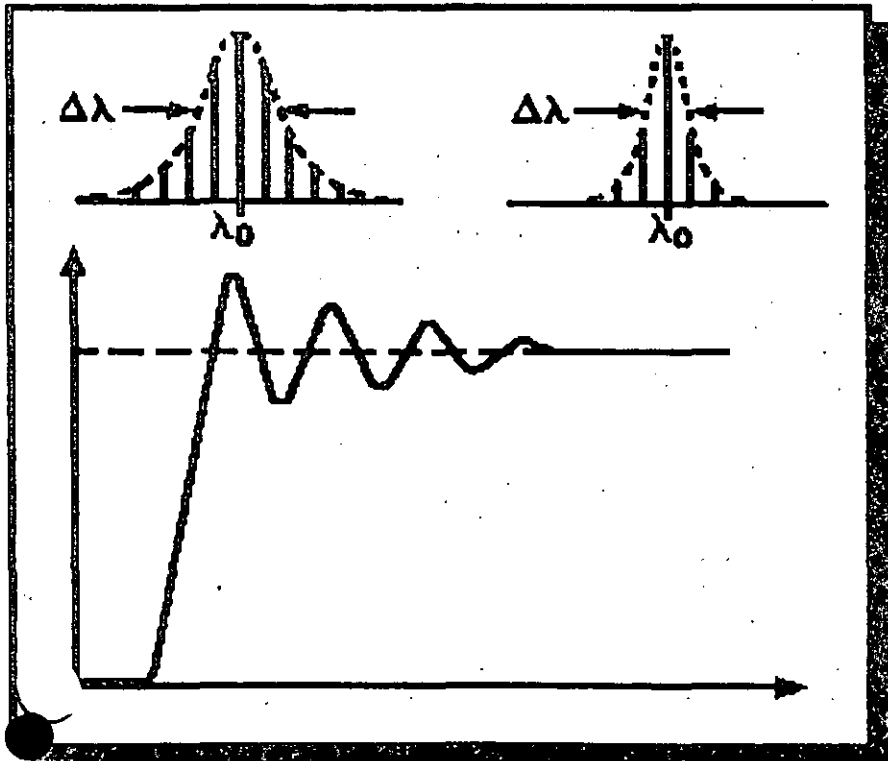
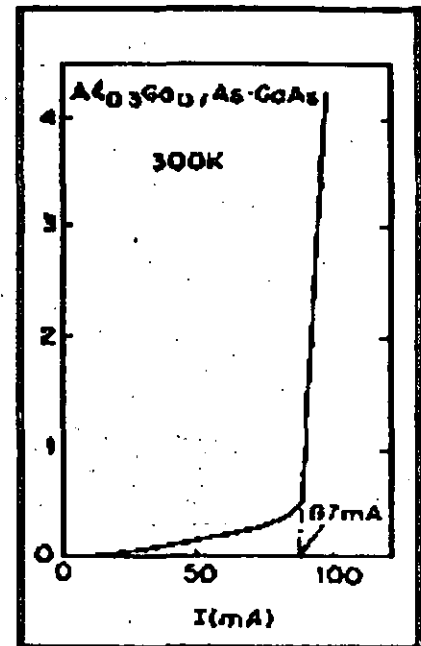
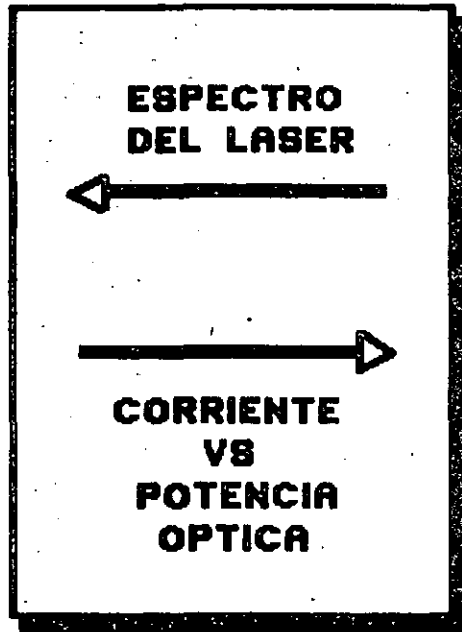
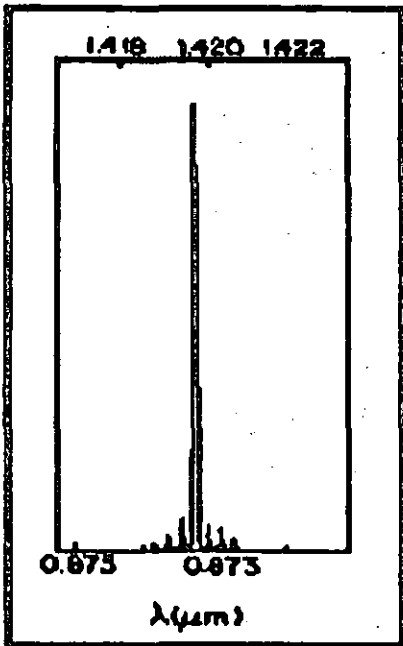
PATRON DE RADIACION DE UN LASER



ESPECTRO DEL LASER MULTIMODO



CARACTERISTICAS DE UN LASER MONOMODO

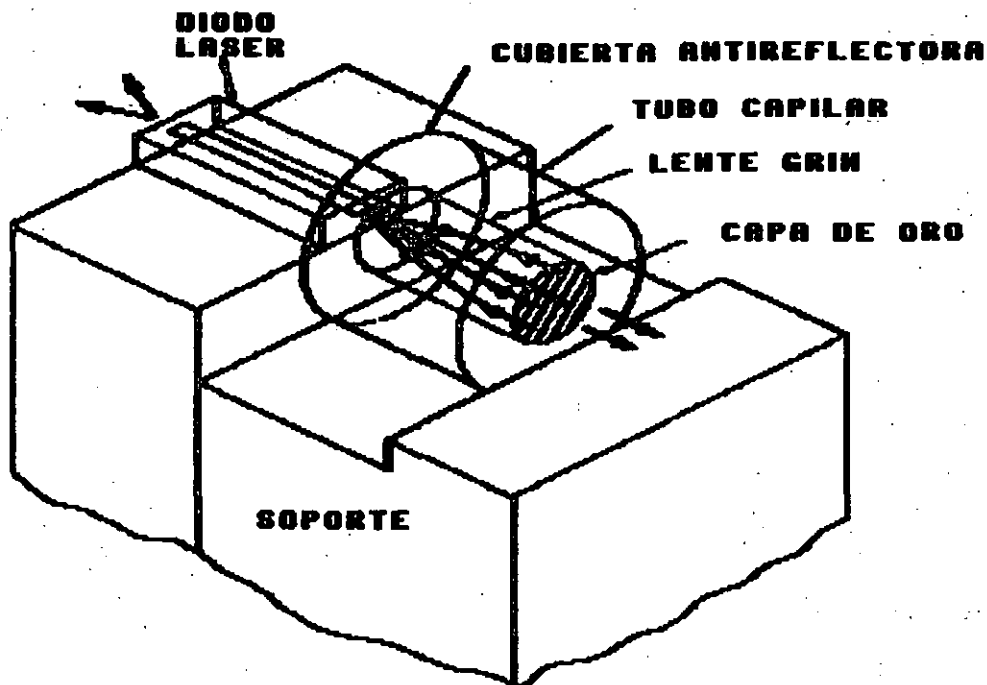


ESPECTRO DINAMICO DE UN LASER MULTIMODO

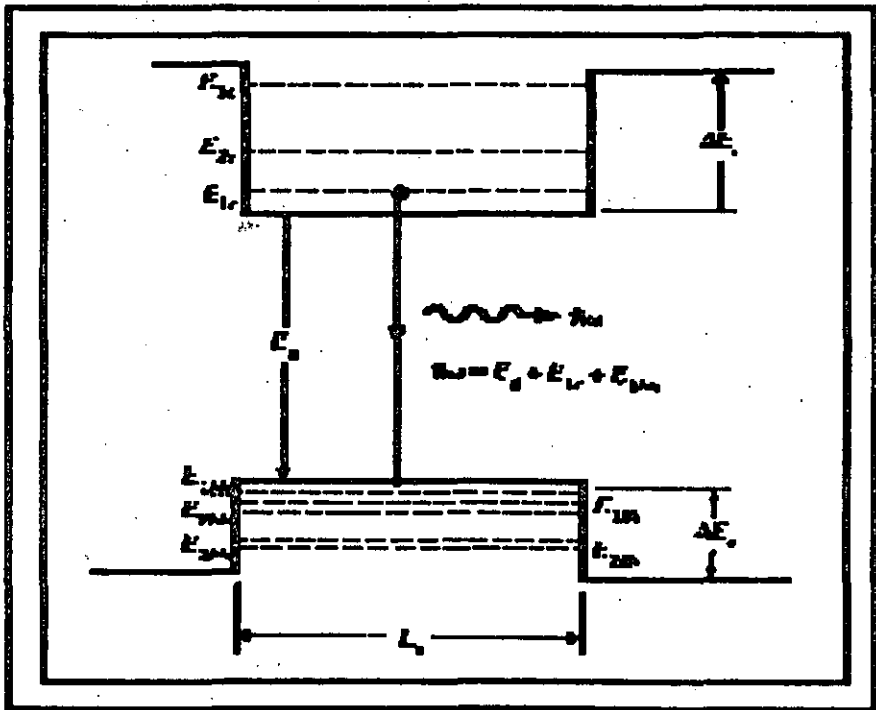
CONSECUENCIAS:

- ENSANCHAMIENTO DEL ANCHO ESPECTRAL A ALTAS TASAS DE TRANSMISION.
- LIMITE POR DISPERSION
- RUIDO POR PARTICION MODAL

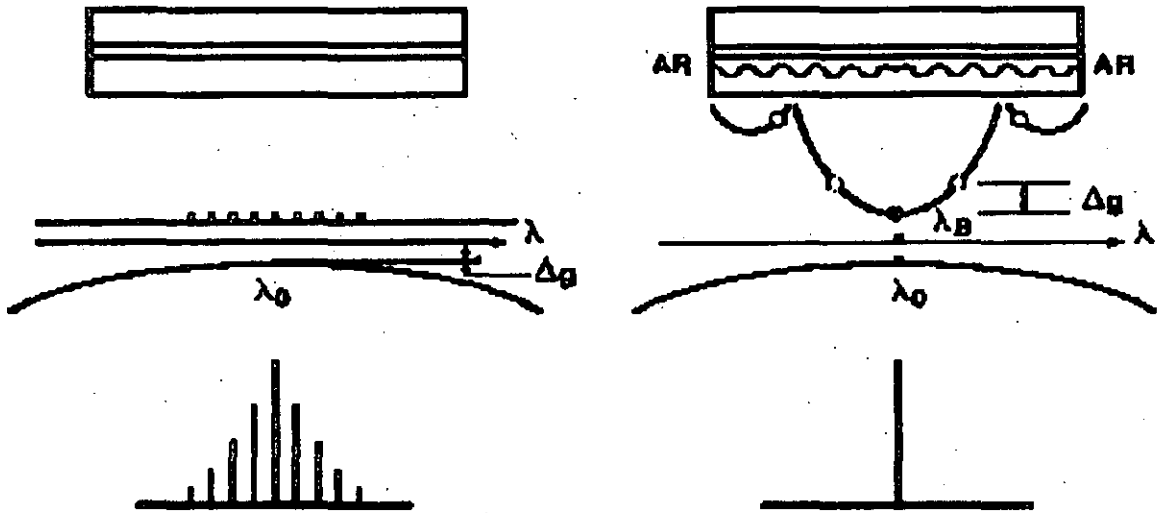
LASER DE CAVIDAD EXTERNA



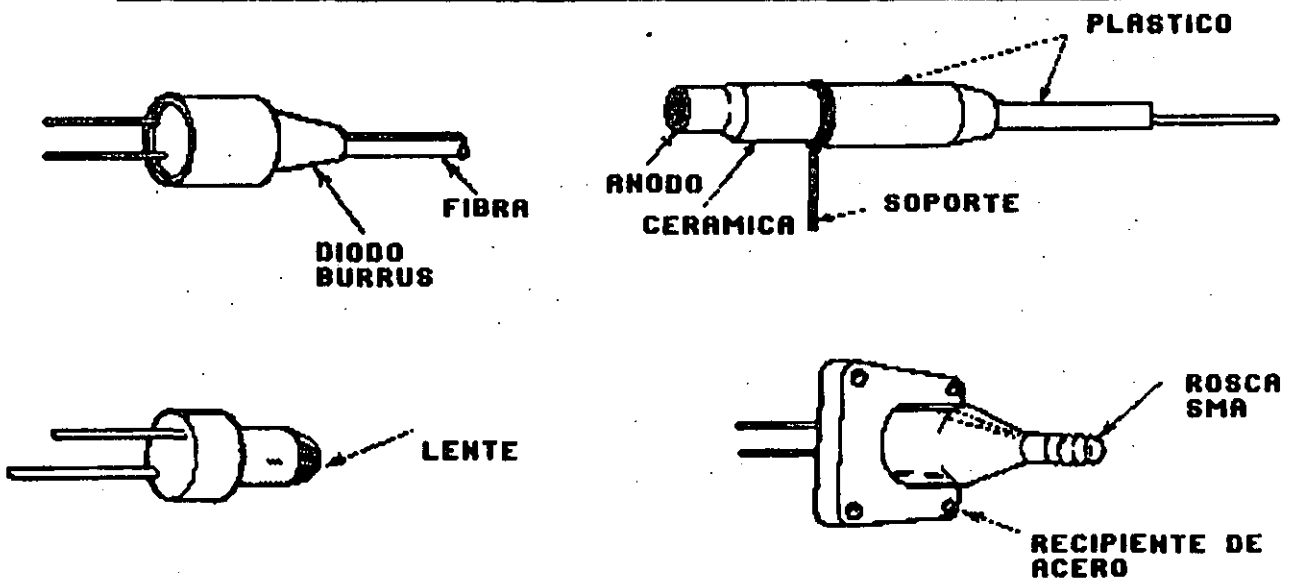
LASER DE PARED CUANTICA



LASER DFB



PRESENTACIONES COMERCIALES



FOTOEMISORES DE SEMICONDUCTOR

Las principales fuentes luminosas usadas en comunicaciones por fibra óptica son:

- Diodo emisor de luz (LED)
- Diodo láser (LD)

Estos dispositivos semiconductores son adecuados para sistemas de transmisión por fibra óptica, a causa de que sus características los hacen ser compatibles con ellos.

Para escoger una fuente luminosa adecuada, las características de la fibra tales como:

- su geometría (tamaño)
- su atenuación como función de λ
- distorsión por retraso de grupo (ancho de banda)
- características modales

y la interrelación de estos factores con los de las fuentes luminosas tales como:

- potencia óptica
- ancho espectral
- patrón de radiación
- capacidad de modulación

necesitan ser considerados, por lo que se hace necesario analizar las características de salida y de operación de estas fuentes luminosas.

¿Cómo se produce luz en un semiconductor?

Un material semiconductor tiene propiedades intermedias entre un metal y un aislante (elementos del grupo IV).

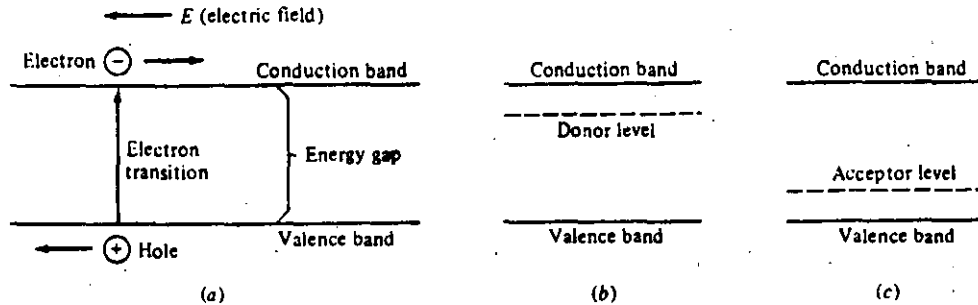


Fig. 1 Diagrama de bandas de energía

Observando el diagrama de bandas de energía de la Figura 1, podemos interpretar estas propiedades dado que en este tipo de material, cuando son puros y están a temperaturas de 0°K la banda de conducción (nivel superior) está completamente vacía y la banda de valencia (nivel inferior) está completamente llena. Estando separadas por una diferencia de energía que recibe el nombre de banda prohibida, ya que en ella no existen niveles energéticos que puedan ser ocupados y que además no es muy grande, permitiendo de esta forma que conforme la temperatura aumenta algunos electrones son "excitados" térmicamente a la banda de conducción, permitiendo el flujo de electrones en el material, de una forma parcial.

Por cada electrón excitado a la banda de conducción aparece una vacante en la banda de valencia, que recibe el nombre de "hueco" y que también tiene un comportamiento de partícula por lo que contribuye al flujo de corriente. Dadas estas características, se puede observar que en un material puro la población de electrones y huecos es la misma, sin embargo

la introducción de pequeñas cantidades de "impurezas", modifica esta proporción dando origen a dos tipos de semiconductor:

Semiconductor tipo N: que es aquél en el que las impurezas añadidas tienen un electrón de más y éste está disponible para conducción produciendo un exceso de electrones. En este caso, los electrones resultan ser los portadores mayoritarios.

Semiconductor tipo P: en este material las impurezas añadidas tienen un electrón de menos para el enlace requerido con los demás átomos, con lo que un hueco es heredado por cada uno de ellos, produciendo un exceso de huecos que resultan ser los portadores minoritarios.

La operación de un dispositivo semiconductor es esencialmente basada en la inyección y extracción de portadores.

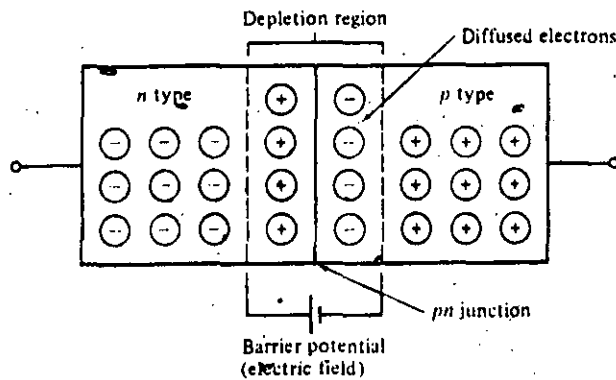


Fig. 2 Unión PN

Cuando un material tipo P y uno tipo N se unen, los portadores mayoritarios de ambos se difunden a través de la unión, produciéndose una recombinación en la región alrededor de la frontera entre ellos, como un resultado aparece un campo

eléctrico a través de ella, estableciendo el equilibrio, previniendo el movimiento de las cargas.

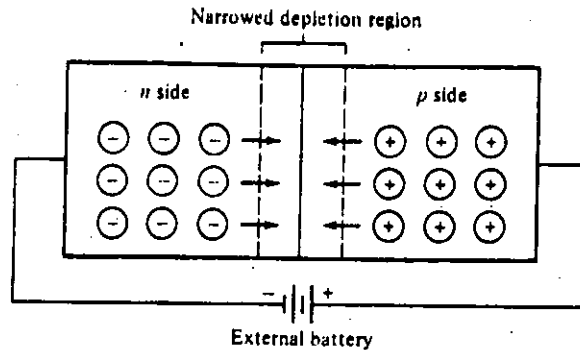


Fig. 3 Unión PN polarizada directamente

Si la unión PN es polarizada directamente como en la Fig. 3, la barrera de potencial establecida se reduce permitiendo una difusión de los electrones de la banda de conducción del material tipo N hacia los huecos de la banda de valencia del material tipo P.

El proceso de recombinación de portadores toma lugar y la energía del electrón que se recombina puede ser transformada en la emisión de una partícula luminosa de energía $h\nu = E_g$, o disiparse en forma de calor, dependiendo del tipo de material semiconductor con el que esté hecha la unión y del tipo de transición realizada.

La emisión o absorción de un fotón, se produce sólo si se conserva la energía y el momento de la partícula. Esto da origen a dos tipos de transiciones radioactivas que dependen de la forma de la función de energía con el momento de la partícula, como se muestra en la figura 4.

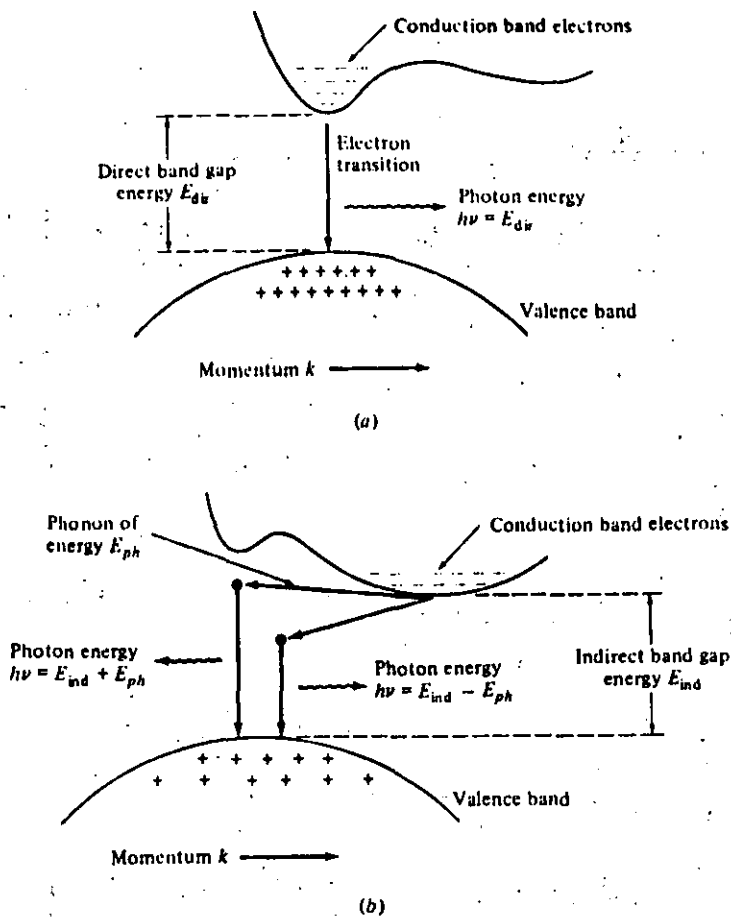


Fig. 4 Transiciones directas e indirectas

El proceso de recombinación más simple y más probable es aquél en el que el electrón y el hueco tienen el mismo valor de momento, mientras que en el otro proceso es necesaria la intervención de una tercera partícula llamada "fonón" para que se realice la transición, por lo que se reduce la probabilidad de ocurrencia.

Ya que en un material se presentan, tanto transiciones radioactivas como no radioactivas, los materiales que pueden generar electroluminiscencia con una eficiencia alta son los de transición directa.

Diodo emisor de luz (LED)

Para sistemas de comunicación que requieren velocidades de transmisión menores o aproximadas a 50 Mb/s, junto con potencias ópticas acopladas en la fibra del orden de décimas de microwatts, los diodos que emiten luz (LED) son usualmente las mejores fuentes escogidas, esto es debido a que requieren de una circuitería de manejo menos compleja, además de ser más baratos.

Para ser útil en estas aplicaciones un LED debe tener:

- alta radiancia
- tiempo de respuesta de emisión rápida
- alta eficiencia cuántica

Para lograr estos propósitos, el LED debe proveer un medio de confinamiento óptico y de portadores de carga, generando 2 tipos principales de estructuras:

- diodos emisores de superficie
- diodos emisores laterales

Diodo emisor de superficie

La estructura de un diodo emisor de superficie se muestra en la figura 5, en este diseño se tiene un área de emisión relativamente pequeña de 15 a 100 μm de diámetro sumergida una gran cantidad de material semiconductor la cual ayuda a disipar el calor de manera eficiente, además, la separación de la unión semiconductor respecto a la superficie se hace muy angosta para minimizar las pérdidas de absorción.

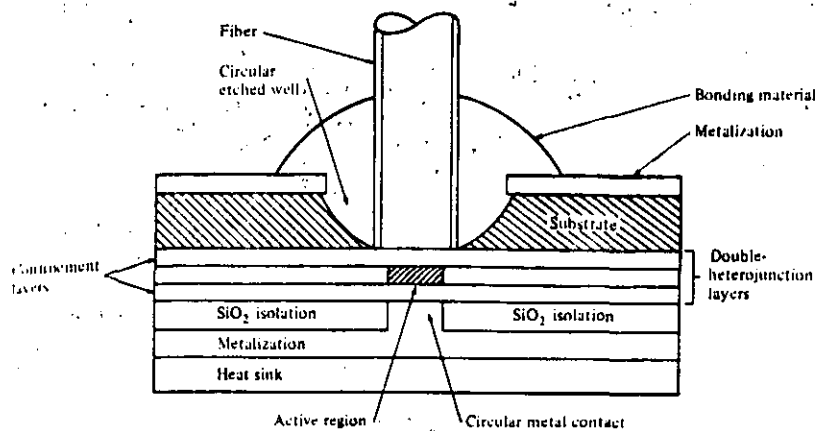


Fig. 5 Diodo emisor de superficie

La medida de eficiencia de un led es la radiancia definida como la potencia radiante electromagnética por unidad de ángulo sólido y unidad de superficie normal a la dirección considerada, la unidad de esta medida es Watts/Stereoradian.m²

El tipo de emisión de luz en los diodos emisores de superficie es aproximadamente Lambertiano, es decir, que la radiancia es constante en todas direcciones aunque en este caso es confinada a un rango de 120° .

Diodo emisor lateral

En este diodo se emplea la doble heteroestructura semiconductor para confinar los portadores y los fotones en una capa activa muy angosta del orden de 500 Å. Estos dispositivos utilizan un espejo en una cara y una cubierta antirreflejante en la otra, con el objeto de aumentar la eficiencia de emisión, la radiancia de este les es varias veces mayor que la del diodo emisor de superficie, pero lo complicado de su geometría hace difícil la disipación de calor. (Ver Fig. 6).

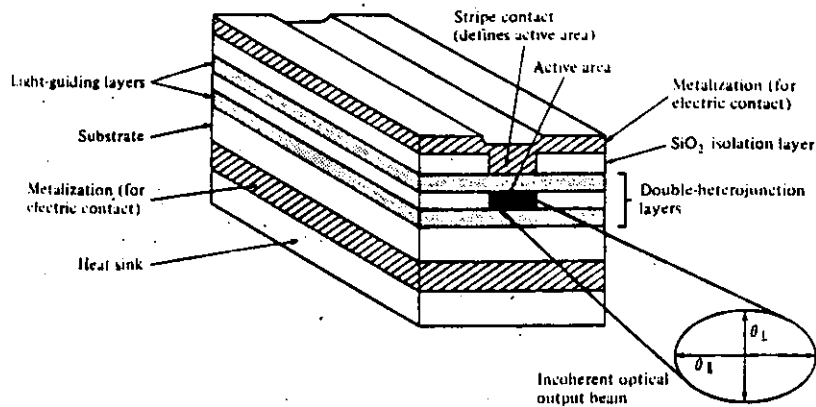


Fig. 6 Diodo emisor lateral

Emisor Superluminiscente

Este led es una gran aproximación al láser de semiconductor, debido a que su geometría de franja forma una cavidad en la que se produce luz por emisión espontánea y un primer paso de amplificación por emisión estimulada.

Las ventajas de este tipo de led son:

- gran cantidad de potencia óptica de salida
- un haz de salida más direccional que el led
- ancho espectral reducido
- no hay corrimiento de umbral como en el láser.

La principal desventaja es que para producir una potencia equivalente a la del láser se necesita una densidad de corriente tres veces mayor a la del láser.

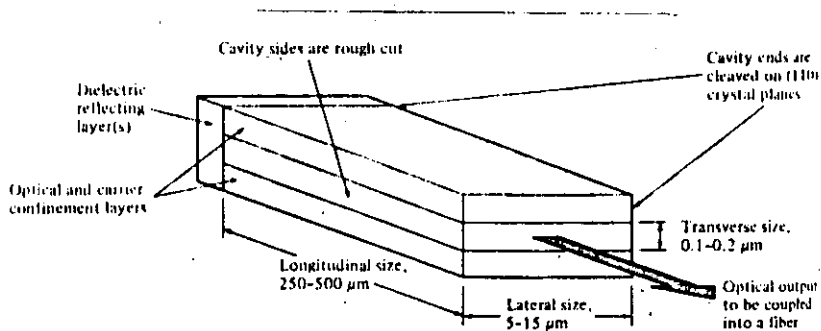
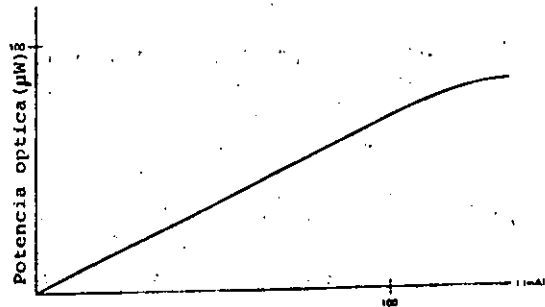
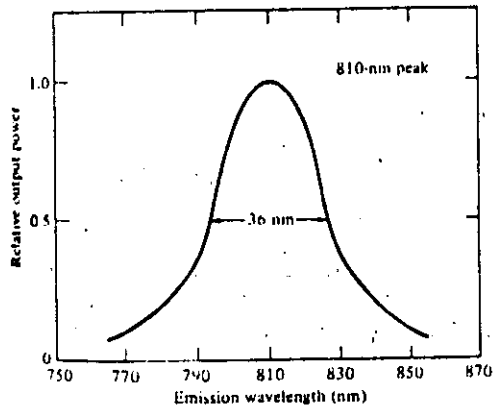


Fig. 7 Diodo Superluminiscente

CARACTERISTICAS DE LOS LEDES

1. SALIDA ESPECTRAL; El ancho espectral de la salida de un led a temperatura ambiente en la región de 0.8 a 0.9 μm es generalmente de 350 a 500 \AA en los puntos de 3 dB. El corrimiento de la longitud de onda pico con respecto a la temperatura es del orden de 3 a 4 $\text{\AA}/\text{OC}$.



Salida Espectral del LED

Relacion Potencia vs. I

2. EFICIENCIA Y ANCHO DE BANDA DE MODULACION; La relación entre la potencia óptica de salida de un led y la frecuencia de modulación esta dada por:

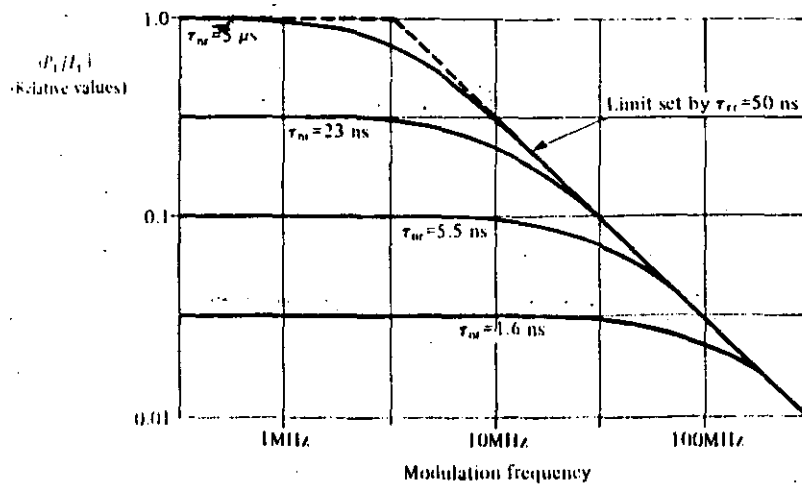
$$P(\omega) = \frac{P(0)}{[1 + (\omega\tau)^2]^{1/2}}$$

donde $P(\omega)$ potencia óptica de salida.

$P(0)$ potencia de salida a corriente directa.

ω frecuencia de modulación.

τ tiempo de vida de los portadores en la región de recombinación.



Ancho de Banda de Modulación del LED.

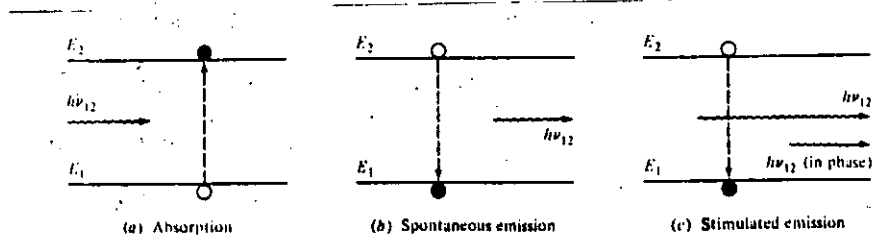
Debe tenerse en cuenta que la capacitancia parásita (10 a 30 pF) introduce un retardo entre la señal de excitación y la respuesta de la unión emisora.

En los resultados para un emisor de superficie de AsGaAl se observan que altas frecuencias de modulación producen bajas potencias de salida.

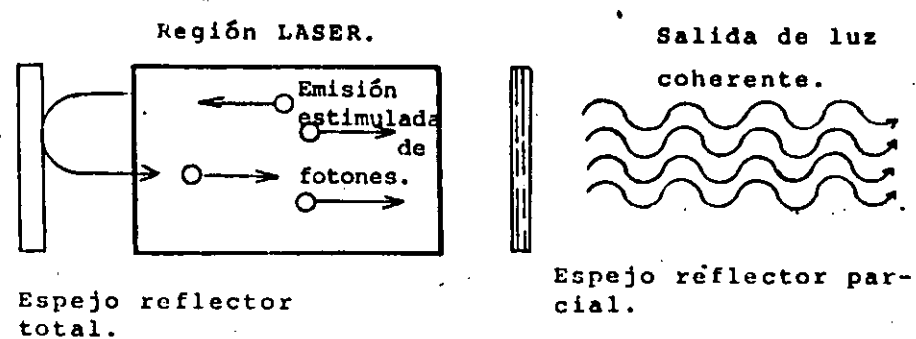
El ancho de banda de modulación se da en términos eléctricos o sea el ancho de banda de 3 dB de la potencia eléctrica detectada.

DIODO LASER SEMICONDUCTOR

EMISION 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 con 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 que ocurra una transición electrónica hacia arriba. La amplificación de luz es posible cuando un fotón incidente estimula la emisión de un segundo fotón con una energía aproximadamente igual a la



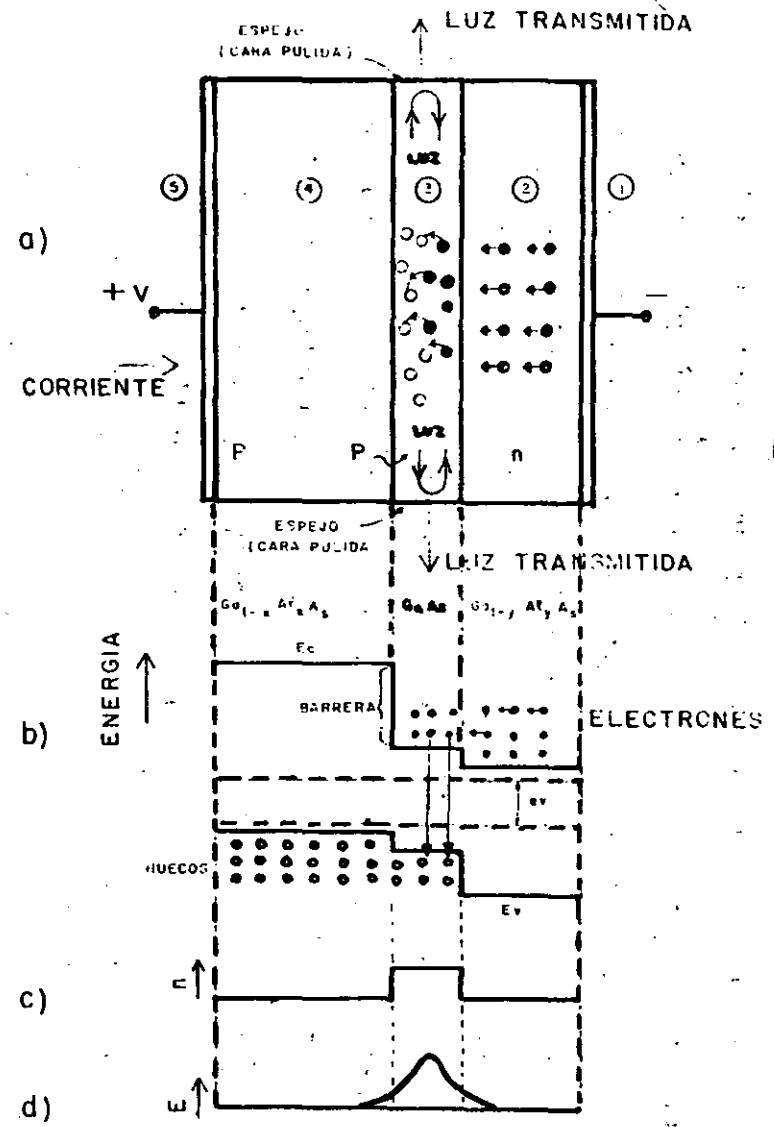
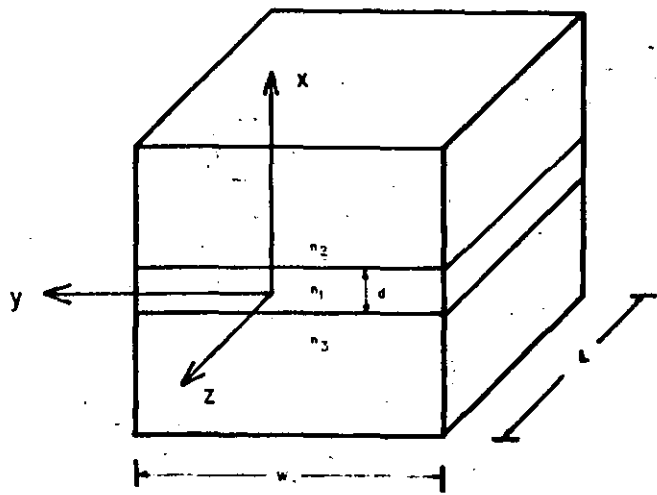
separación de energía entre los dos niveles electrónicos. Para aumentar la densidad óptica en la región donde se produce el efecto láser se introduce una retroalimentación mediante dos espejos planos y paralelos, formándose de esta manera una cavidad llamada interferómetro Fabry-Perot, uno de los espejos se hace totalmente reflejante y el otro solo parcialmente y es a través de este último del cual se obtiene la salida de potencia óptica cuyas características son coherencia, alta direccionalidad y alta radiancia.

DIODO LASER SEMICONDUCTOR DE DOBLE HETEROUNION

Se ha comprobado que para reducir las densidades de corriente y permitir de esta manera el efecto láser en operación continua a temperatura ambiente y con tiempos de vida útiles grandes, la unión semiconductor PN del diodo debe contruirse de varias capas, cada una ligeramente distinta de la otra, formando las llamadas heterouniones o heteroestructuras, el objetivo de formar heteroestructuras es confinar la luz debido a las diferencias de índice de refracción entre las capas, (ver figura) y confinar también la región de tránsito de los portadores inyectados a una región muy angosta.

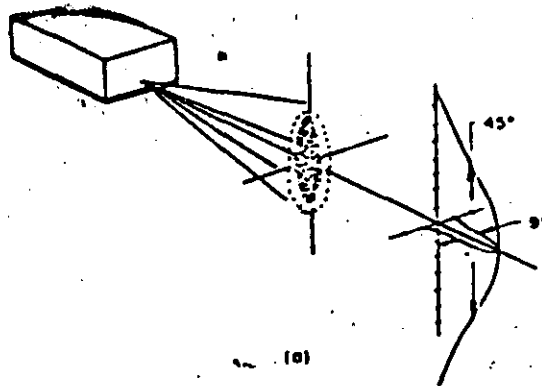
Esto último se logra debido a las diferencias de energía de bandas de las diferentes capas.

91

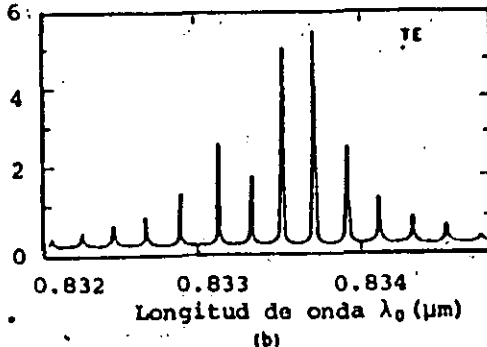


DIODO LASER DE DOBLE HETEROSTRUCTURA DE GEOMETRIA DE FRANJA

Las propiedades de emisión del láser de geometría de franja se ilustran en la figura . 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 9° en el plano paralelo a la unión, la parte baja de la figura ilustra la emisión espectral del láser, 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 láseres de geometría de franja tienen un modo longitudinal único.

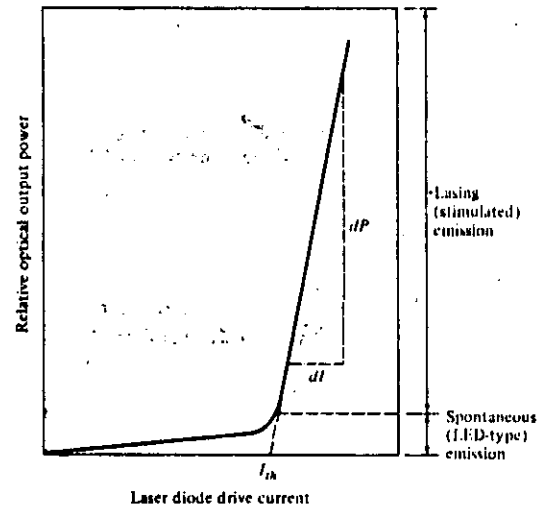
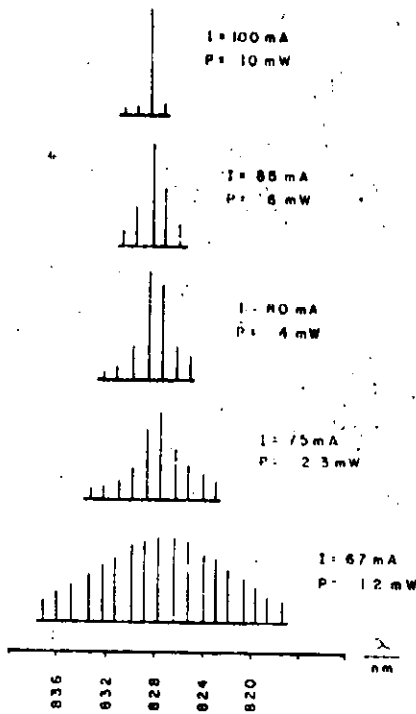


Intensidad relativa.

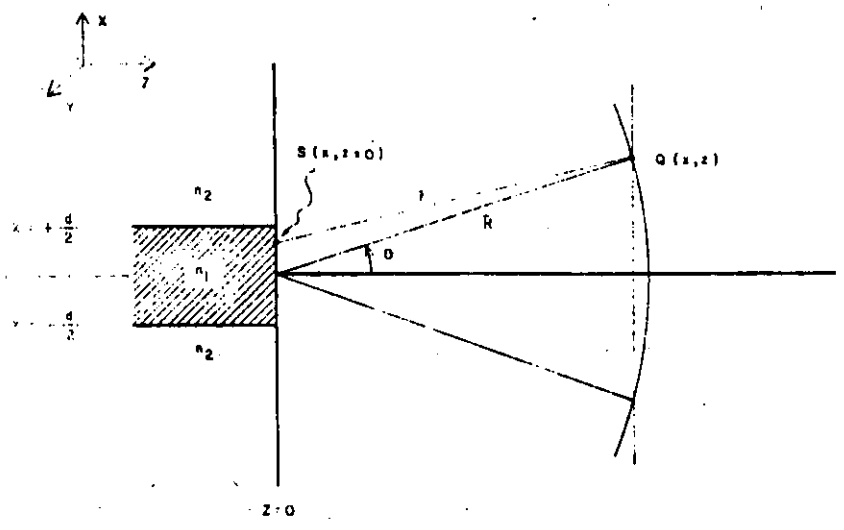
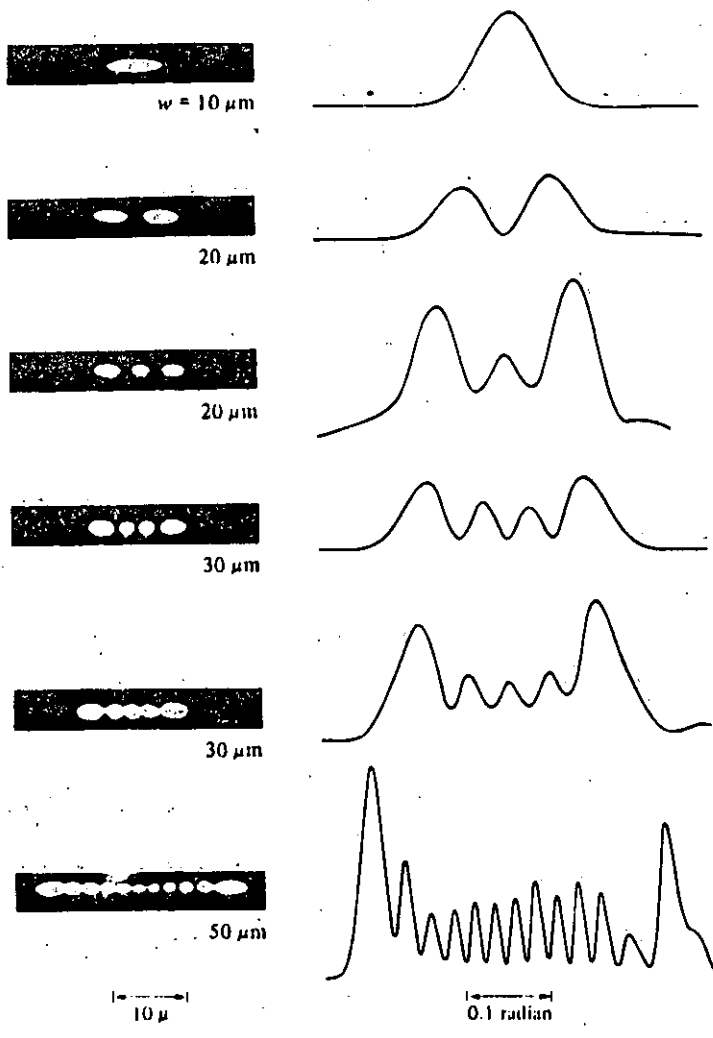


CARACTERÍSTICAS DEL DIODO LASER

1. SALIDA ESPECTRAL; El ancho espectral de un láser semiconductor es normalmente menor de 20 Å, lo que es bastante reducido en comparación con un led, esta característica permite que el láser sea empleado para comunicación en enlaces largos debido a que el problema de dispersión o ensanchamiento del pulso es mínimo.

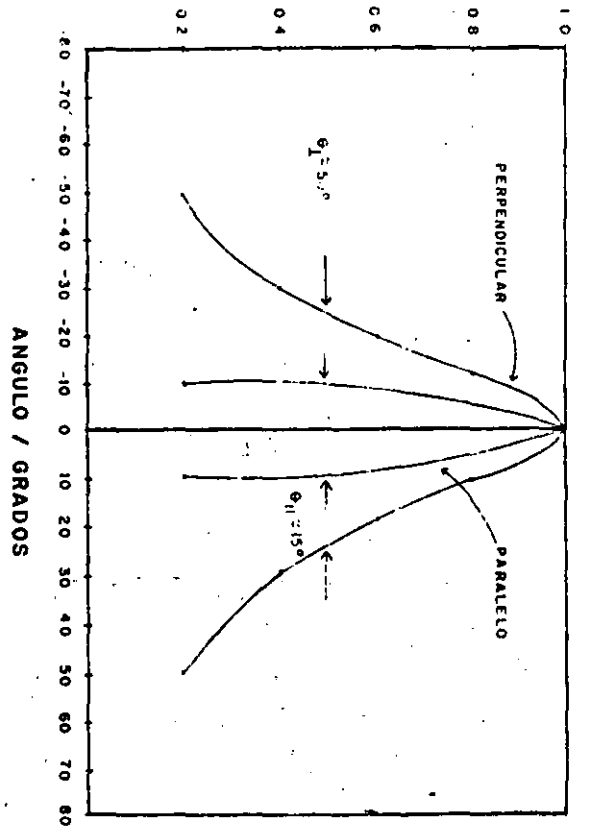


2. CORRIENTE DE UMBRAL; Debajo de un cierto nivel de corriente la salida óptica de un láser se comporta como la de un led, pero arriba del umbral el láser tiene un salida óptica que se incrementa rápidamente con una eficiencia que se aproxima al 100 %, ver figura.

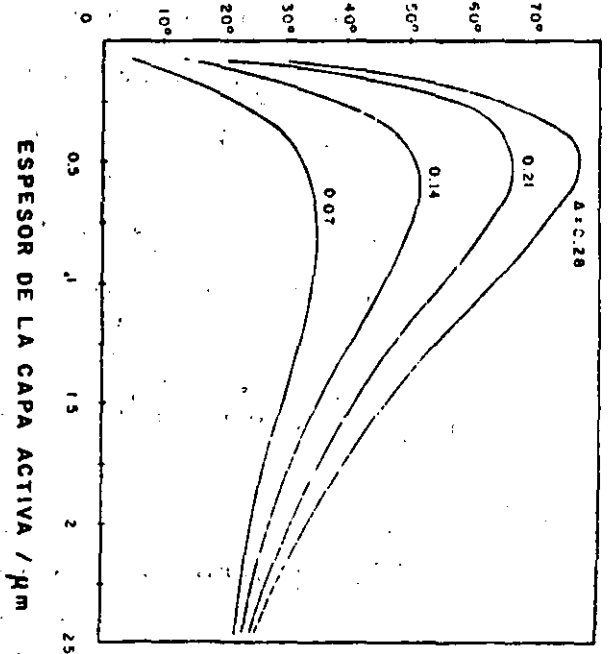


11

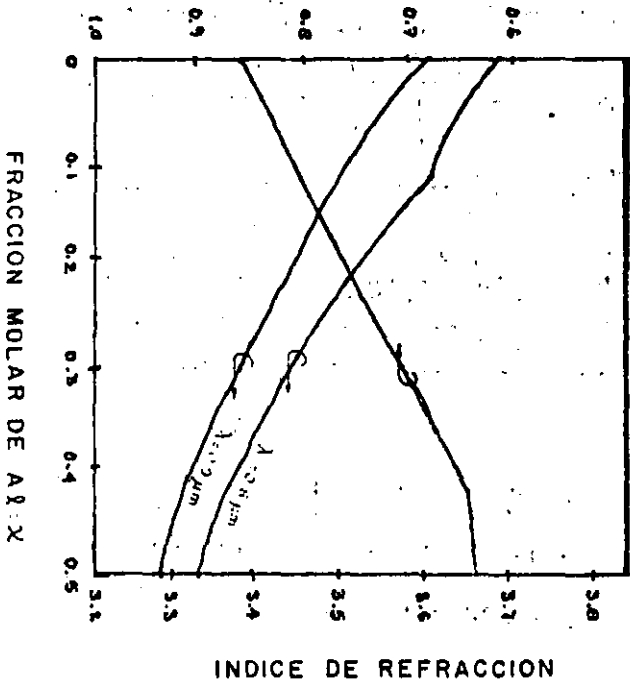
INTENSIDAD EN EL CAMPO LEJANO NORMALIZADA



ANGULO DE DIVERGENCIA PERPENDICULAR



LONGITUD DE ONDA / μm

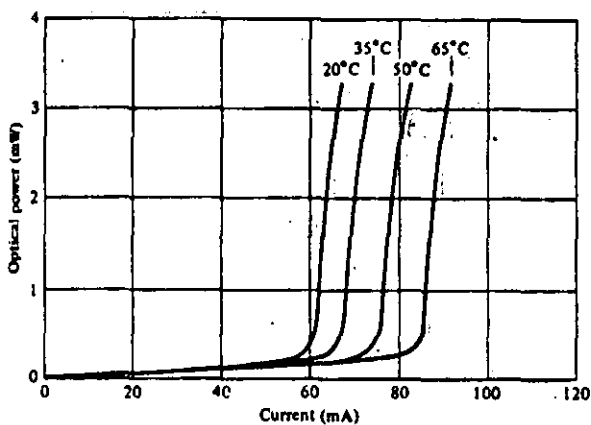


Las principales deficiencias del laser relacionadas con las características de corriente y salida óptica son:

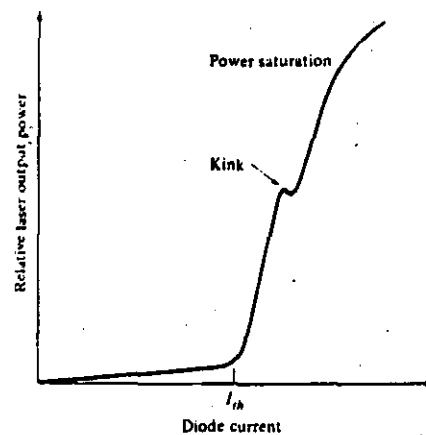
A) Corrimiento del nivel de corriente de umbral con la temperatura:

En la figura (A) se puede observar 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 son descritos en el capítulo de transmisores ópticos.

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



(A)



(B)

atribuirse a la aparición de un segundo modo transversal.

3) Eficiencia y ancho de banda de modulación:

MODULACION ANALOGICA

La modulación analógica de banda base de los diodos láser 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 esta dada por:

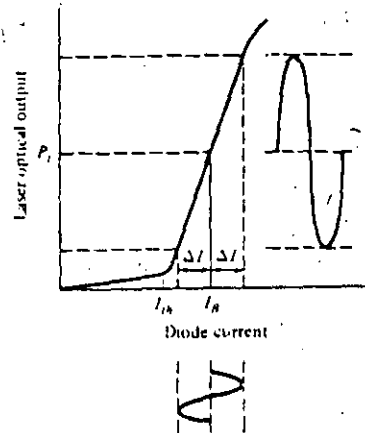
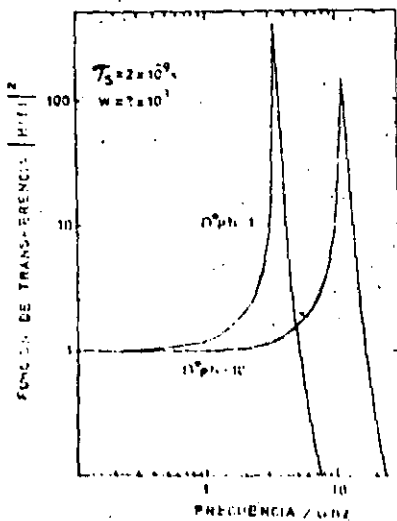
$$\omega_r^2 \approx \frac{1}{\tau_s \tau_p} \left(\frac{I}{I_u} - 1 \right)$$

donde τ_s tiempo de vida de la recombinación espontánea del electrón (1 ns).

τ_p tiempo de vida del fotón (1 a 10 ps).

I corriente de inyección.

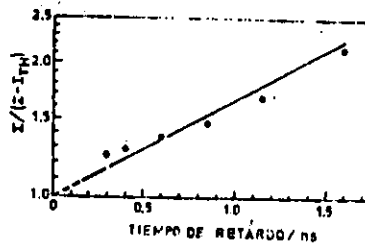
I_u corriente de umbral.



MODULACION DIGITAL

La modulación digital del diodo Láser puede realizarse a velocidades muy altas, del orden de 1 Gbit/seg, sin embargo aparecen varios problemas significativos, el retraso en tiempo t_d entre los pulsos de luz y corriente esta dado por:

$$T_0 = T_s \ln \left[\frac{I}{I - I_u} \right]$$



y es típicamente de unos cuantos nanosegundos. Además de este retardo se presenta una oscilación amortiguada (aproximadamente en 100 Mhz). Este comportamiento es llamado oscilación por relajación y son producidos por interacción entre los portadores y los fotones, otro tipo de pulsación que ha sido observada es la autopulsación de aproximadamente 0.2 a 2 GHz que se caracteriza por su amplitud constante. Para evitar los problemas de oscilación, de relajación, autopulsaciones y rizos se han propuesto diodos con diversas estructuras basadas en la geometría de franja.



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

CURSOS ABIERTOS

" TELECOMUNICACIONES VIA FIBRAS OPTICAS "

3 TRANSMISORES OPTICOS

ING. DANIEL SANCHEZ D.

MAYO 1992

SISTEMAS DE REGULACION DE EMISORES
LASER DE SEMICONDUCTOR PARA
TRANSMISION DIGITAL

Primeramente, se establecen los requerimientos sobre el punto de operación de un láser y sobre su regulación. A continuación se presentan los efectos causados por la variación del umbral de emisión y las técnicas de regulación del valor promedio de la potencia generada por el dispositivo. Los efectos de la variación de la eficiencia del láser, así como los del cambio en el ciclo de trabajo de la señal de modulación son discutidos posteriormente, introduciendo las técnicas de regulación de la tasa de extinción de la señal óptica. Finalmente se mencionan técnicas de regulación de otros parámetros del láser.

IV-1 NECESIDAD DE UN SISTEMA DE REGULACION.

El emisor debe proporcionar una salida de potencia óptica constante, sin grandes variaciones en comparación con la señal de modulación, independientemente de las condiciones a las que esté sometido (temperatura,....) y del tiempo acumulado de funcionamiento.

IV-1-1 OPERACION POR ENCIMA DEL UMBRAL.

Para sistemas de baja velocidad (cuando la duración del bit es muy superior al tiempo de encendido del láser) se puede prescindir de la corriente de polarización I_{pol} ; sin embargo, para sistemas de alta velocidad es conveniente mantener al láser en operación por encima del umbral por las siguientes razones:

- a) Evitar el retardo entre la señal óptica y la señal de modulación (c.f. sección II.9).
- b) Evitar el ensanchamiento espectral producido al modular desde abajo del umbral (c.f. sección II.9).

Para la operación monomodo longitudinal, es necesario mantener al láser arriba del umbral.

- c) Reducir las oscilaciones de relajación en la potencia ópti-

ca (cf. sección II.7).

- d) Reducir los efectos ligados a la capacitancia (eléctrica) del láser.
- e) Reducir los efectos ligados al calentamiento de la unión dependiente del ciclo de trabajo de la señal de modulación puesto que la corriente del láser "encendido" $I_{pol} + I_{mod}$ es muy próxima de la del láser apagado I_{pol} (cf. sección II.9).

Todos estos aspectos son dependientes del patrón de modulación.

La desventaja de este tipo de operación es la degradación (disminución) de la tasa de extinción $E = P_{max}/P_{min}$. PERSONICK [8] ha calculado la pérdida en potencia en el receptor de un sistema trabajando a 850 nm. a 2.5×10^7 bits/s usando un FET como amplificador, con pulsos ópticos de forma rectangular con ciclo de trabajo del 50% (figura IV-1).

IV-1-2 REGULACION DE LA POTENCIA OPTICA.

Tanto la potencia óptica promedio P_{av} de la señal digital como las potencias máxima P_{max} y mínima P_{min} deben ser reguladas contra variaciones en las características de la fuente óptica; además dado que la potencia de salida del fotoemisor está limitada es necesario operar con bajos valores de P_{min} para con-

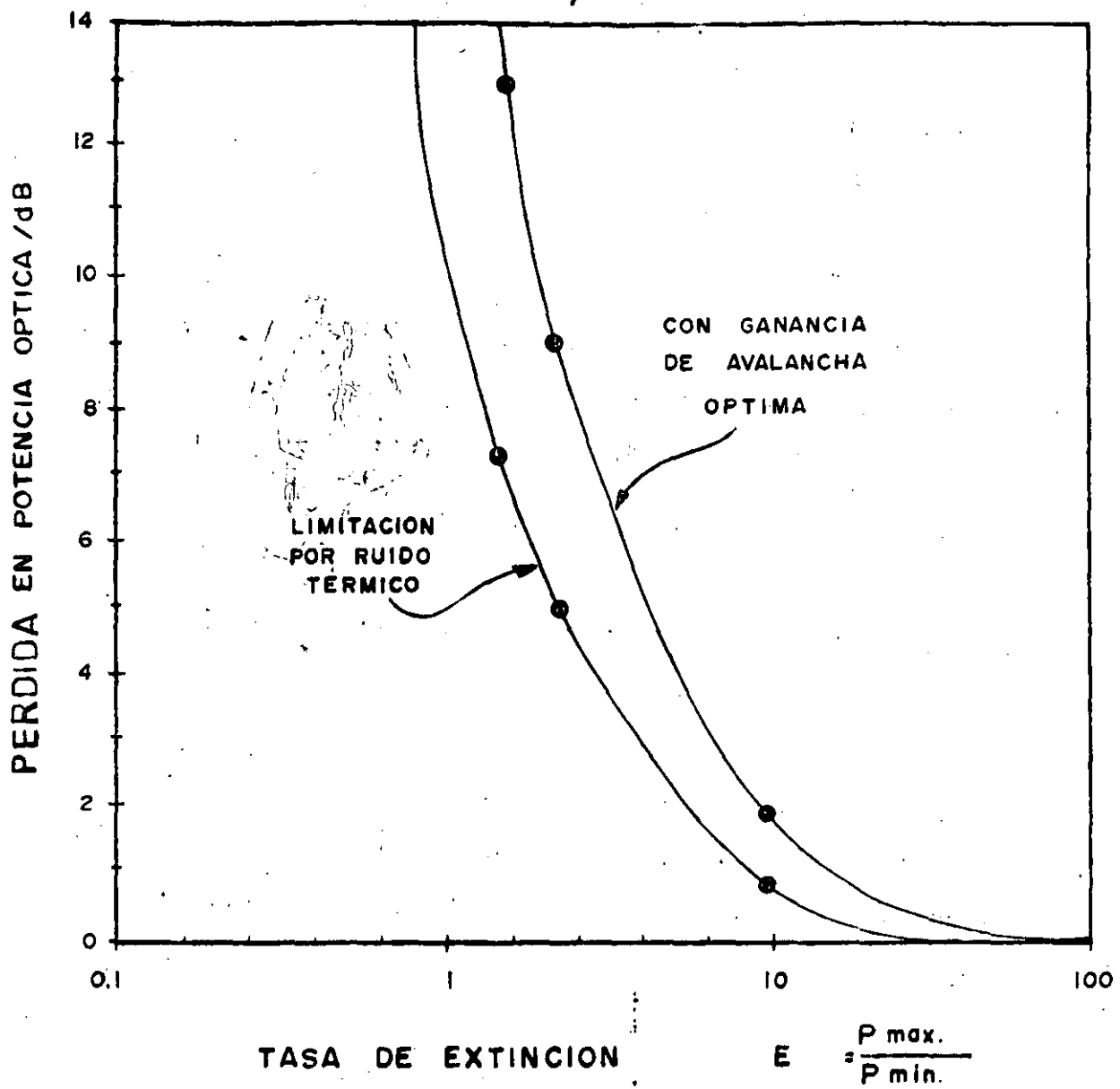


Figura IV-1. perdida en potencia óptica por degradación de la tasa de extinción [8].

servar una tasa de extinción grande.

Otra función del sistema de regulación es la prevención de sobrepasos transitorios de la señal emitida, por ejemplo: cuando la fuente de alimentación es encendida o apagada.

IV-2 EFECTOS DE LA VARIACION DEL UMBRAL DE EMISION Y SU COMPENSACION.

IV-2-1 VARIACION DE LA POTENCIA OPTICA.

La figura IV-2 muestra los efectos de la variación de la corriente de umbral I_{th} suponiendo a) la potencia óptica es nula si $I < I_{th}$, b) que la eficiencia del dispositivo es constante para toda $I > I_{th}$, y c) que el láser se encuentra polarizado prealablemente con una corriente I_{pol} .

Al variar I_{th} , se produce una variación en:

- a) La potencia promedio de la señal óptica P_{av} .
- b) La potencia máxima de la señal óptica P_{max} .
- c) La potencia mínima de la señal óptica P_{min} .

Si $I_{pol} \geq I_{th}$ la diferencia $P_{max} - P_{min}$ se mantiene invariable; pero si I_{pol} no alcanza a exceder a I_{th} , esta diferencia disminuirá.

IV-2-2 REGULACION DE LA TEMPERATURA.

La potencia emitida por el láser puede ser regulada manteniendo constante su temperatura utilizando un elemento termoeléct-

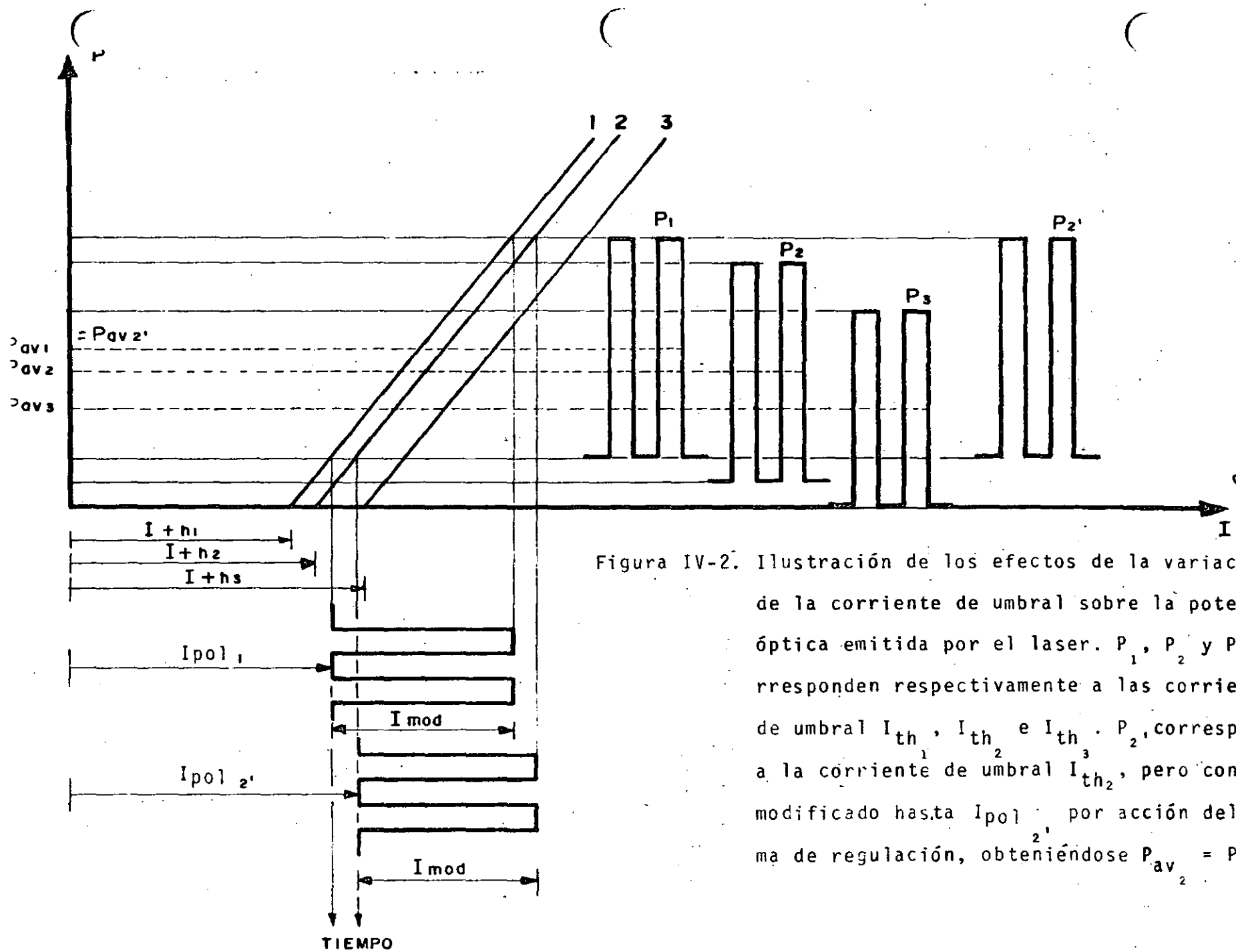


Figura IV-2. Ilustración de los efectos de la variación de la corriente de umbral sobre la potencia óptica emitida por el laser. P_1 , P_2 y P_3 corresponden respectivamente a las corrientes de umbral I_{th1} , I_{th2} e I_{th3} . $P_{2'}$ corresponde a la corriente de umbral I_{th2} , pero con I_{po} modificado hasta I_{pol1} por acción del sistema de regulación, obteniéndose $P_{av2} = P_{av1}$.

trico (figura IV-3) [12] , con un termistor como monitor en el disipador del dispositivo.

IV-2-3 CONTROL DE LA TEMPERATURA.

Si la temperatura del laser es controlada usando la potencia óptica como parámetro a ser regulado (figura IV-4), se obtendría corrección contra efectos de envejecimiento y contra cambios en la temperatura ambiente; sin embargo T tendría que disminuir continuamente a lo largo de la vida del dispositivo (c.f. sección II.2) lo que sería impráctico e ineficiente.

IV-2-4 COMPENSACION EN TEMPERATURA.

Los efectos de la variación de temperatura del láser pueden ser compensados al conectarlo al colector de un transistor bipolar y usando la dependencia del voltaje base-emisor con la temperatura [13] .

IV-3 REGULACION DE LA POTENCIA OPTICA PROMEDIO CON UN SISTEMA OPTOELECTRICO.

En este sistema de regulación se dispone de una muestra de la potencia emitida, que es suministrada a un monitor consisten-

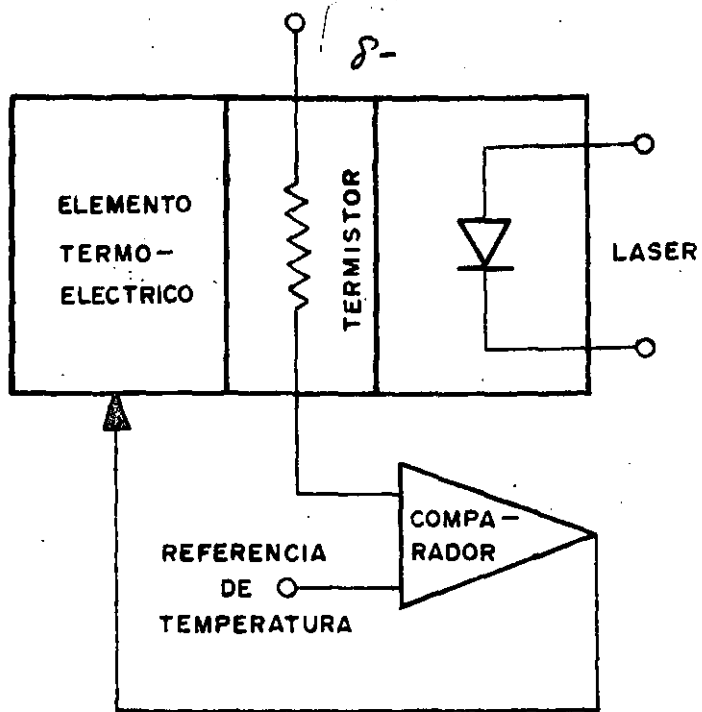


Figura IV-3. Circuito de estabilización de la temperatura [12] .

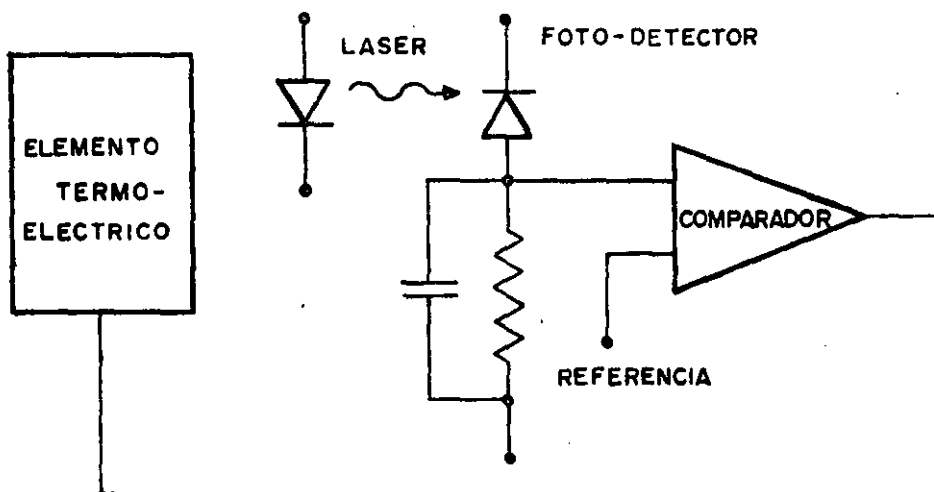


Figura IV-4. Dispositivo de control de la temperatura del láser

te de un fotodetector. En general se utilizan fotodiodos PIN, dado que sus características son poco dependientes de la temperatura y que presentan buena estabilidad a largo plazo.

IV-3-1 SENSADO DE LA POTENCIA OPTICA.

En sistemas prácticos, el sensado de la potencia óptica se realiza con:

- a) La utilización del haz emitido por la cara posterior del láser, sin embargo el láser puede presentar no linealidades (c.f. sección II.2) debidas a la aparición de modos transversos de orden superior, causada por el envejecimiento o por variaciones en la temperatura ; conduciendo a variaciones en el cociente entre la potencia emitida por la cara posterior y la de la cara anterior [9] .
- b) Una derivación de la luz que viaja por la fibra óptica como se indica en la figura IV-5 [10] ; este esquema puede mantener constante la potencia inyectada en la fibra aun cuando se deteriore su acoplamiento con el láser.

El problema de este método reside en la inestabilidad de la fibra y en el hecho de que en fibras multimodo, la derivación puede ser selectiva al modo y que, en fibras monomodo, ésta puede ser selectiva a la polarización.

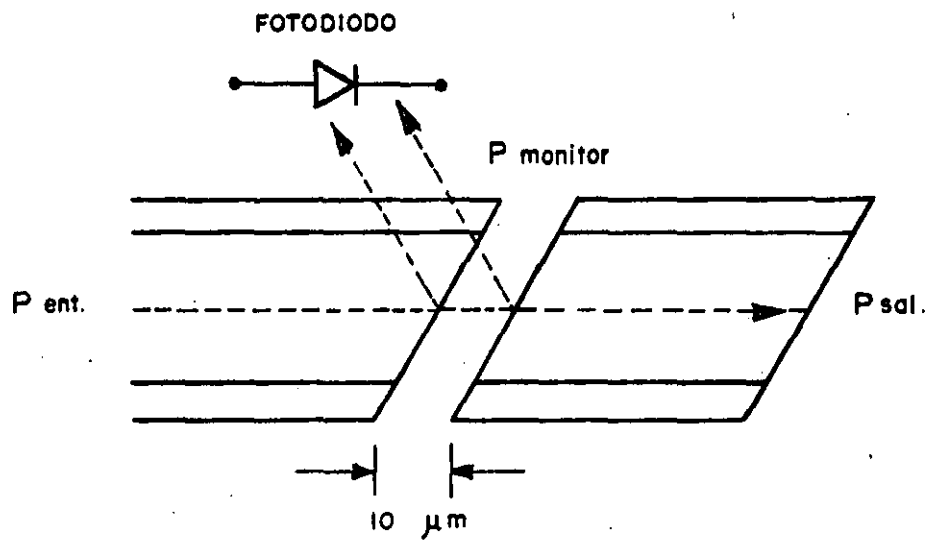


Figura IV-5. Derivación de la luz que viaja en la fibra óptica hacia el fotodetector monitor [10].

IV-3-2 SISTEMA DE RETROALIMENTACION.

Este esquema utiliza un fotodiodo monitor seguido de un filtro paso-bajas, cuya salida es proporcional a la potencia óptica promedio P_{av} . Esta señal es comparada con una referencia, utilizando el resultado para establecer la corriente de polarización (I_0) necesaria.

El diagrama a bloques se muestra en la figura IV-6.

Sistemas de este tipo han sido propuestos por diversos autores: CHEN [2], RONDAN [3], EPWORTH [4], KARR [9], SALTER [16], SVACEK [1]; el circuito presentado por éste último se esquematiza en la figura IV-7.

IV-3-3 VENTAJAS E INCONVENIENTES.

Las ventajas de estos sistemas son:

- a) Requieren de un sólo lazo de retroalimentación.
- b) Requieren de un fotodetector de respuesta lenta.
- c) El lazo de retroalimentación es corriente directa.
- d) Mantienen el coeficiente de extinción constante cuando no varía la eficiencia del laser.

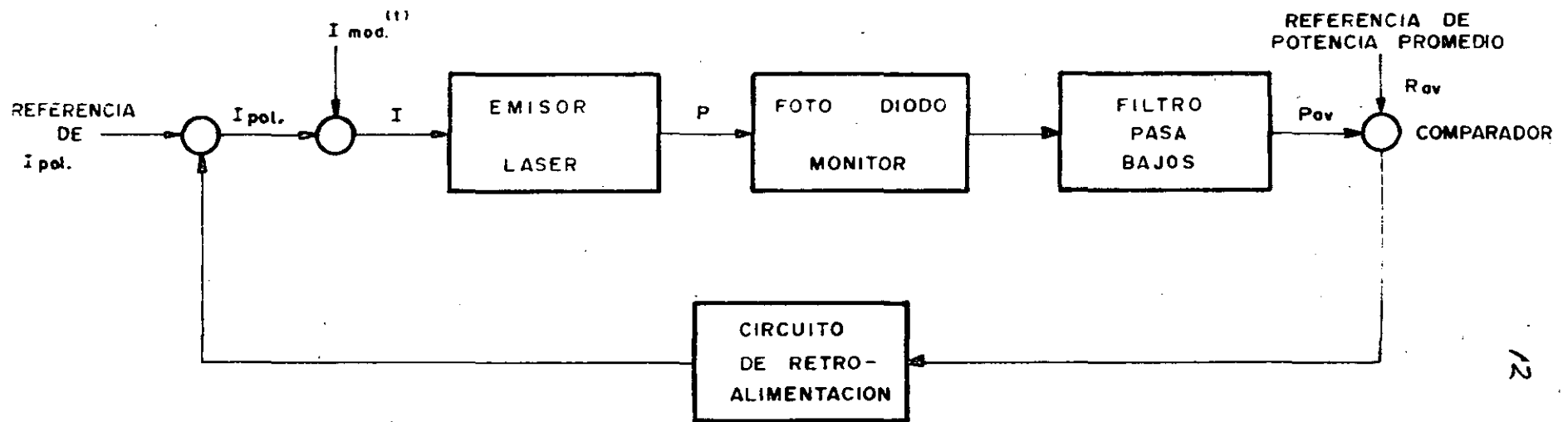


Figura IV-6. Diagrama a bloques del esquema de regulación de la potencia promedio P_{av} , actuando sobre la corriente de polarización I

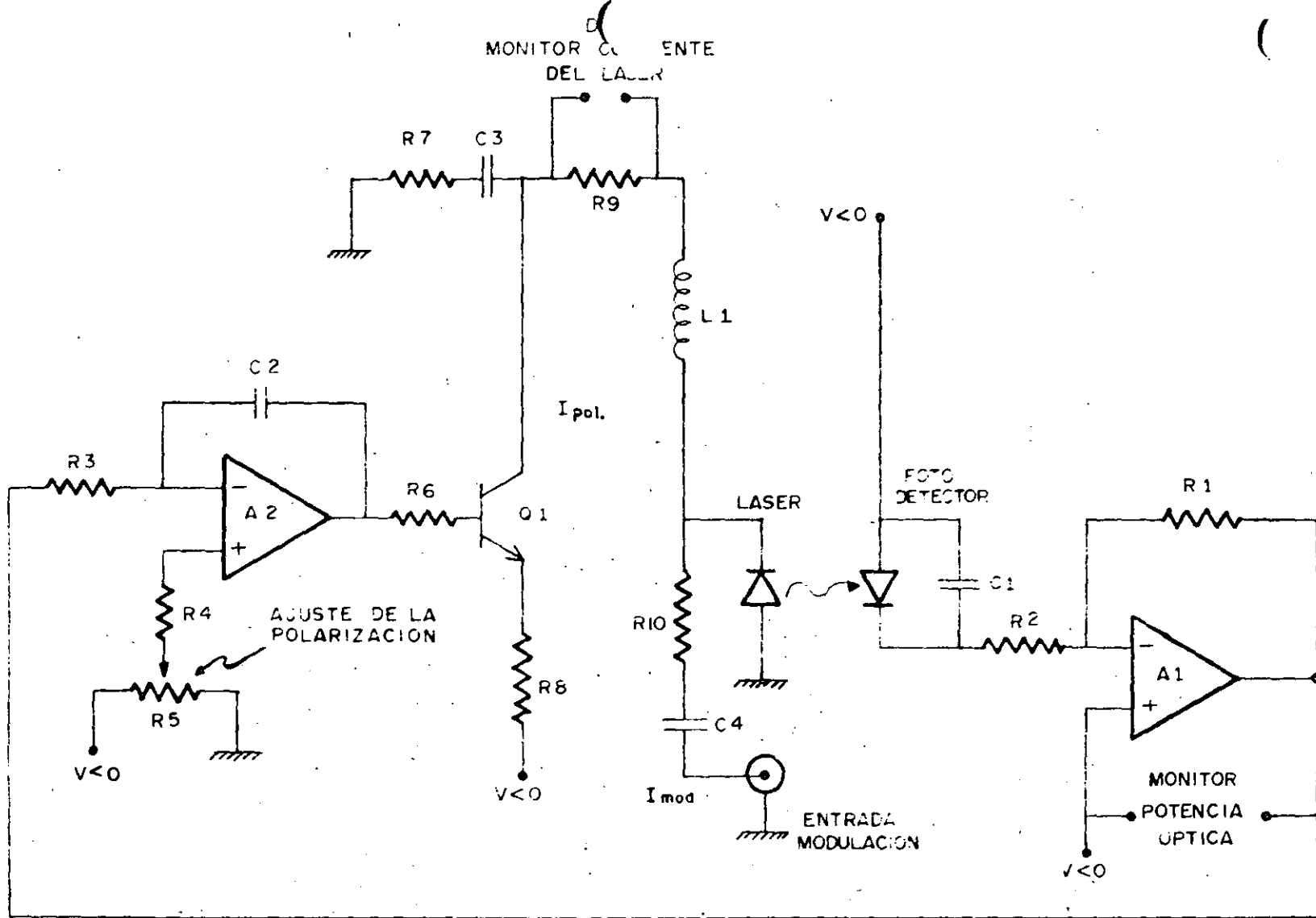


Figura IV-7. Circuito de regulación de la potencia promedio de un láser, empleando como monitor un fotodetector cuya fotocorriente amplificada por A₁ es comparada en A₂ con un voltaje de referencia, utilizando el resultado para actuar sobre la corriente de polarización por medio de Q [1].

Las desventajas de estos sistemas son:

- a) La regulación se efectúa sólo para la potencia óptica promedio, de modo que las variaciones en el valor promedio de la señal de modulación (ciclo de trabajo no constante) implicarán modificaciones indeseables en la corriente de polarización.

De aquí que este esquema de regulación sea utilizable sólo en presencia de señales modulantes con potencia promedio constante (por ejemplo: señales digitales con ciclo de trabajo constante o señales analógicas sinusoidales, para éstas últimas el láser se polariza en un punto tal que el valor mínimo negativo de la corriente de modulación no alcance a bajar del umbral).

- b) La regulación se efectúa sólo contra variaciones en la corriente de umbral; sin embargo existen también variaciones en la eficiencia del dispositivo (sección 11.2), las que, además de variaciones en la potencia óptica promedio, producen variaciones en el cociente de extinción:

$E = P_{\max}/P_{\min}$ como se ilustra en la figura IV-8, de manera que, si se presenta una variación en la eficiencia desde η_1 hasta η_2 , el nuevo cociente de extinción es (apéndice IV-2):

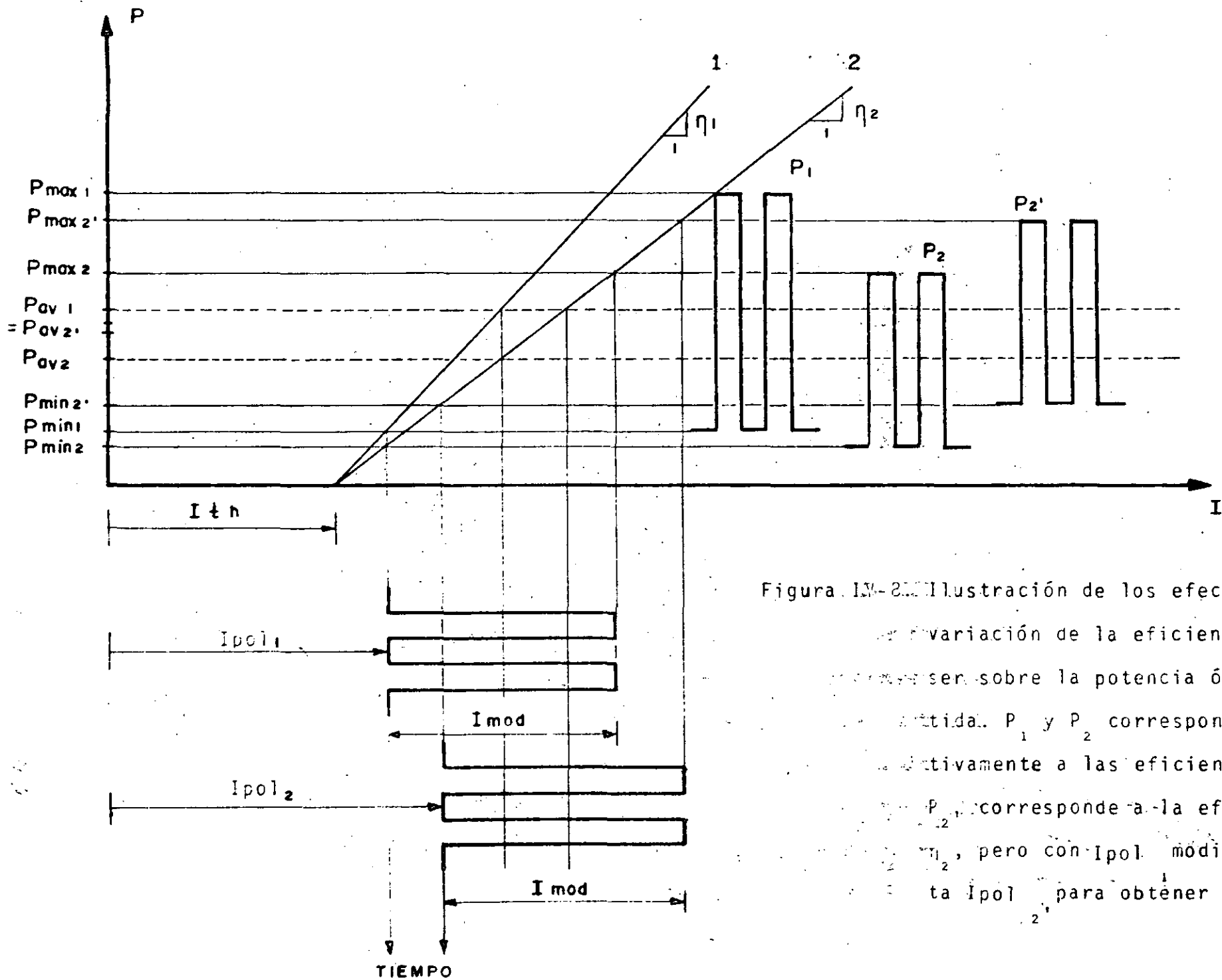


Figura IM-2. Ilustración de los efectos de la variación de la eficiencia en el proceso de conversión de la potencia eléctrica en potencia óptica en un láser. P_1 y P_2 corresponden respectivamente a las eficiencias η_1 y η_2 . P_2' corresponde a la eficiencia η_2 , pero con I_{pol} modificada para obtener $P_{av 2'} = P_{av 1}$.

$$E = \frac{E_1 \left(1 + \frac{\eta_2}{\eta_1} \right) + 1 - \frac{\eta_2}{\eta_1}}{E_1 \left(1 - \frac{\eta_2}{\eta_1} \right) + 1 + \frac{\eta_2}{\eta_1}} < E_1 \quad \text{si } \eta_2 < \eta_1 \quad (IV-3-3-1)$$

Cuando se utiliza un código NRZ con probabilidades de ocurrencia de un "1" y un "0" de 0.5 respectivamente.

IV-4 SIMULACION EN COMPUTADORA ANALOGICA DE LA OPERACION DEL SISTEMA DE REGULACION DE LA POTENCIA PROMEDIO.

La operación de un circuito de regulación similar al mostrado en la figura IV-7 [11] ha sido simulada en una computadora analógica (Electronics Associated Inc. LAI-2000). En la figura IV-9 se esquematiza el alambrado utilizado, incluyendo una parte destinada a producir la característica de umbral del láser (figura IV-10).

Los efectos de la variación de la corriente de umbral causada por cambios en la temperatura se muestran en la figura IV-11, donde se presenta un caso extremo de fluctuaciones de esta última, así como el valor de la corriente de excitación del láser y su potencia promedio emitida al ser regulada por el sistema.

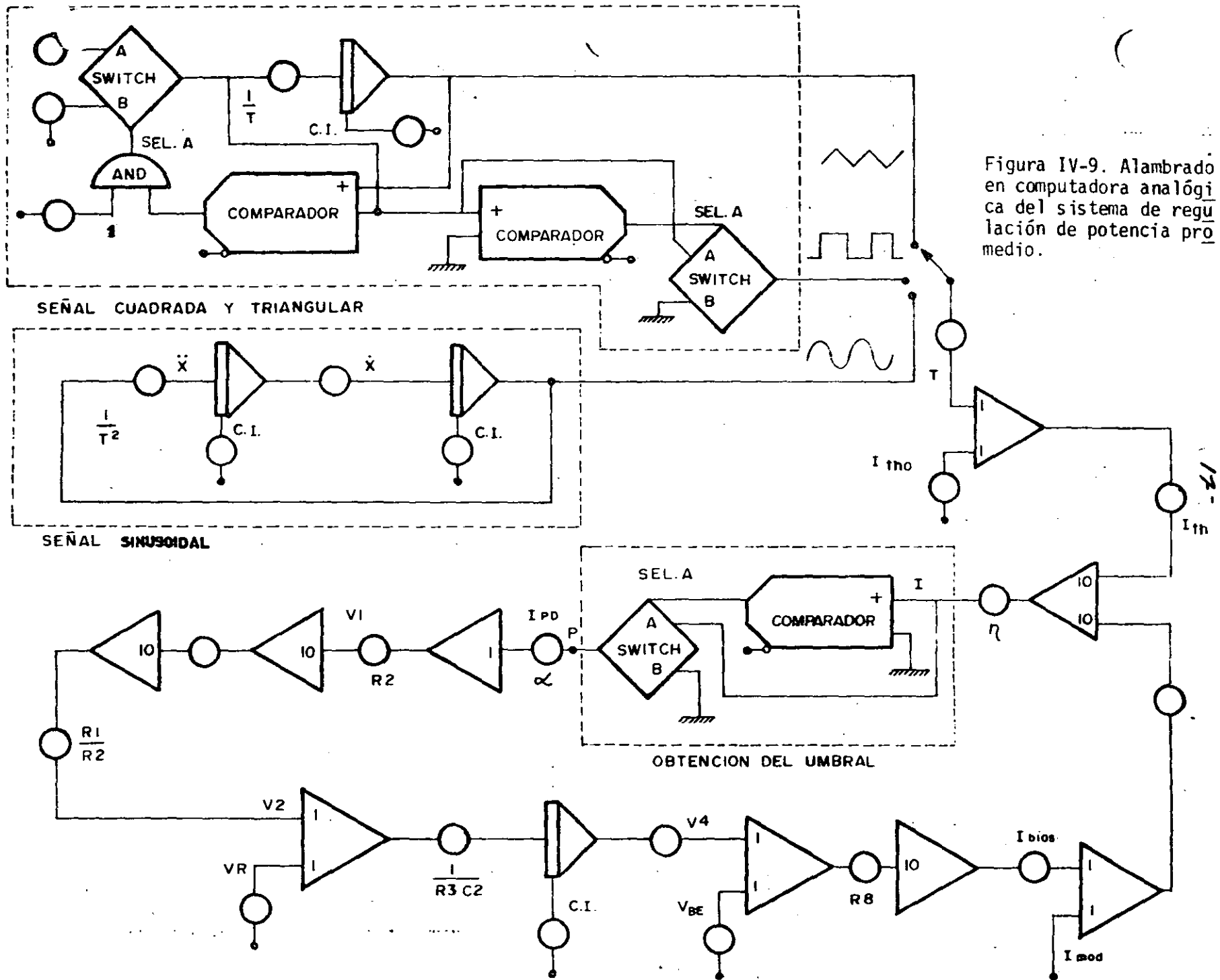


Figura IV-9. Alambrado en computadora analógica del sistema de regulación de potencia promedio.

TEMPERATURA -40.0°C a $+40.0^{\circ}\text{C}$

18-

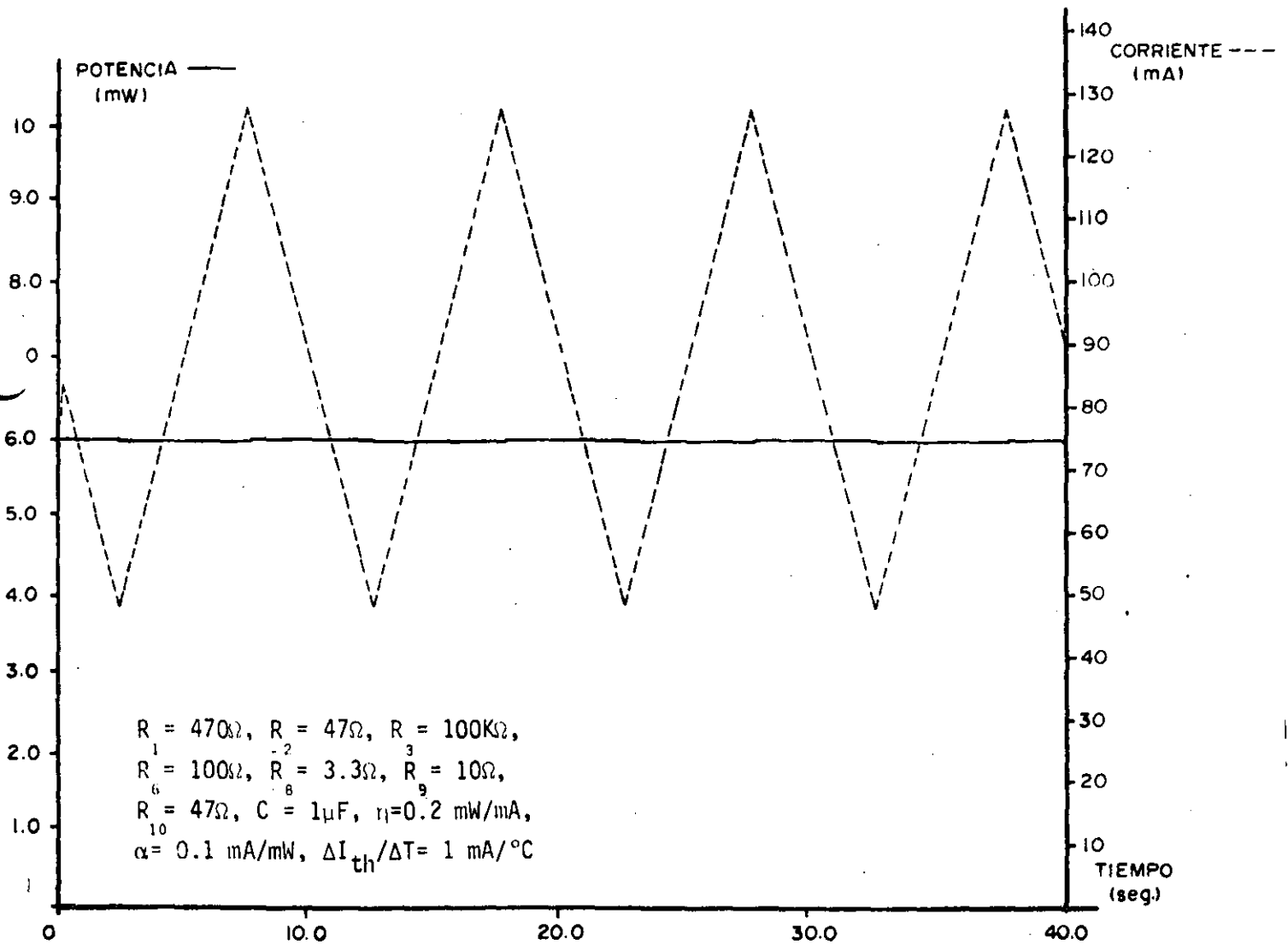
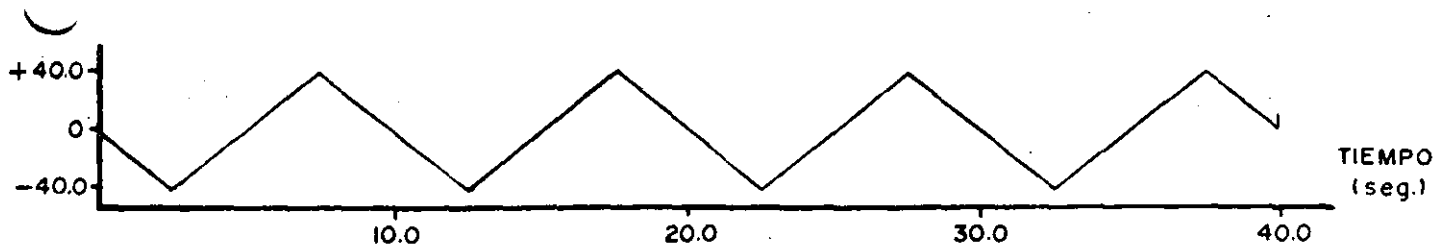


Figura IV-11. Variaciones en la temperatura del láser y sus efectos sobre la corriente de excitación y la potencia óptica promedio.

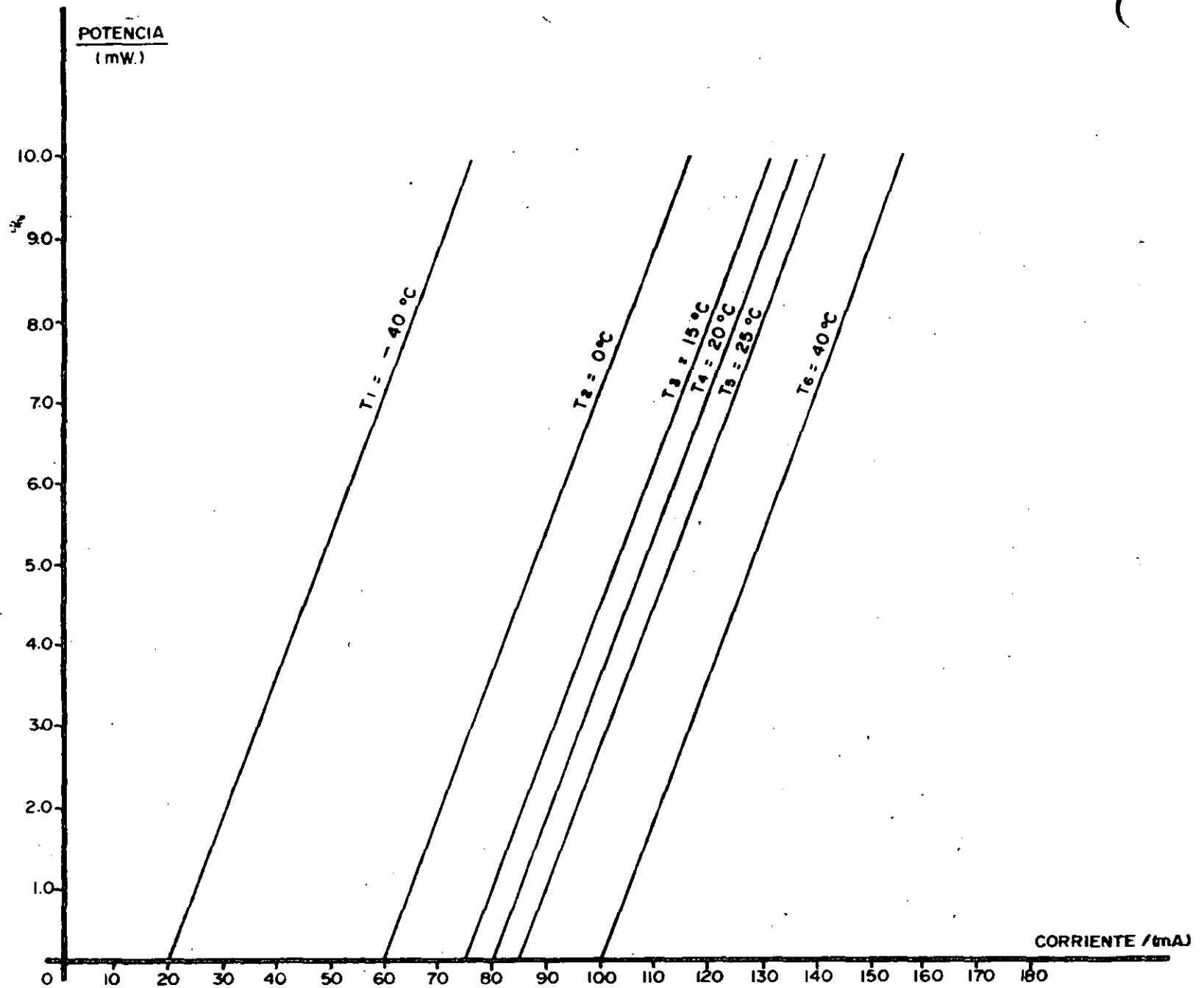


Figura IV-10. Característica P-I del láser, utilizada en la simulación del sistema de regulación.

IV-5 EFECTOS DE LA VARIACION DE LA EFICIENCIA DEL LASER.

El sistema de regulación en potencia promedio no necesariamente conserva constante el cociente de extinción al variar la eficiencia; para conservar constantes las potencias ópticas máxima y mínima contra cambios en I_{th} y en η , es necesario disponer de circuitos de monitoreo para ambas y efectuar su regulación de manera separada (por ejemplo, con un lazo de retroalimentación para cada una). La regulación de P_{min} se logra actuando sobre I_{pol} , y la de P_{max} , sobre la amplitud de la señal de modulación I_{mod} (fig. IV-12).

Estos sistemas presentan la ventaja de que no necesitan ajuste para compensar por variaciones en la corriente de umbral y en la eficiencia de diferentes laser .

IV-5-1 DETECCION DIRECTA DE LOS VALORES PICO DE LA POTENCIA OPTICA.

- a) EPWORTH [4] presenta el sistema retroalimentado de la figura IV-13 que ajusta la corriente de polarización I_{pol} y la corriente de modulación I_{mod} . La señal de fotodetector es amplificada y sus valores pico positivo P_{max} y negativo P_{min} son detectados y, posteriormente, sustraídos para suministrar el valor pico a pico de la potencia óptica;

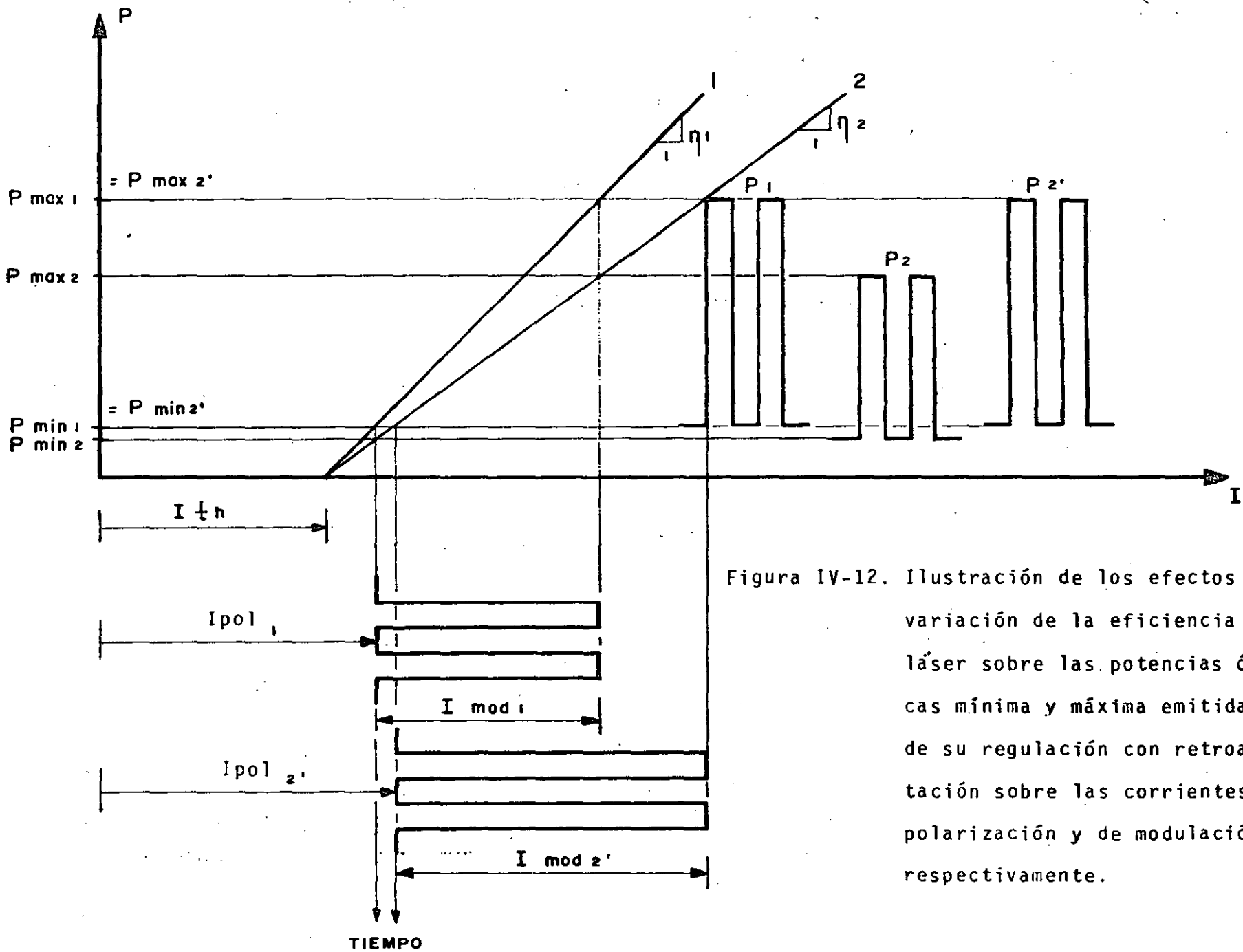


Figura IV-12. Ilustración de los efectos de la variación de la eficiencia del láser sobre las potencias ópticas mínima y máxima emitidas y de su regulación con retroalimentación sobre las corrientes de polarización y de modulación, respectivamente.

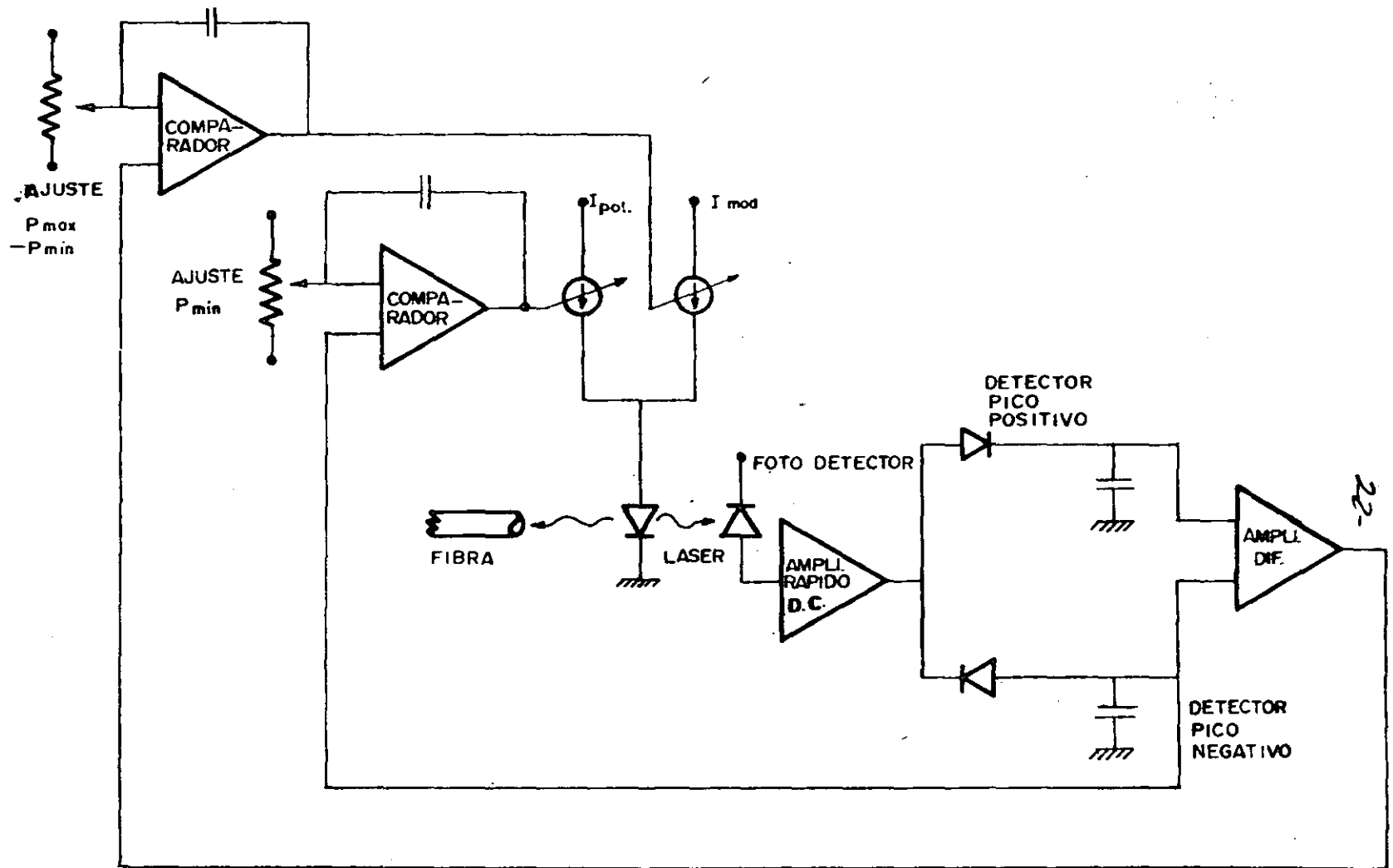


Figura IV-13. Diagrama de un sistema de regulación tanto de la potencia óptica mínima como de la máxima, por medio de la detección de los valores pico negativo y positivo de la fotocorriente del monitor y de la realimentación sobre las corrientes de polarización y de modulación respectivamente [4].

éste último y P_{\min} pasan por comparadores cuyas salidas son retroalimentadas para optimizar I_{mod} e I_{pol} .

- b) EPWORTH [4] también propone una técnica más compleja, que reemplaza los detectores de pico con compuertas de muestreo conmutadas por la señal de datos de modo tal que los valores de P_{\max} y P_{\min} son demodulados sincronamente.

Este método puede extenderse a señales multinivel añadiendo compuertas, permitiendo corregir las no-linealidades del láser.

IV-5-2 DETECCIÓN DE LOS VALORES PROMEDIO Y PICO DE LA POTENCIA OPTICA.

El problema principal de los métodos de detección de valores pico mencionados consiste en la necesidad de que el fotodetector, el amplificador y los detectores de pico (o compuertas de muestreo) posean un ancho de banda elevado (al menos tan alto como el del receptor óptico). Una manera de evitar el uso de un amplificador de banda ancha acoplado en D.C. es la utilización de un amplificador lento acoplado en D.C. dando el valor promedio de la potencia P_{av} , junto con un amplificador adicional de banda ancha acoplado en A.C.

La detección de los valores pico positivo y negativo de la sa

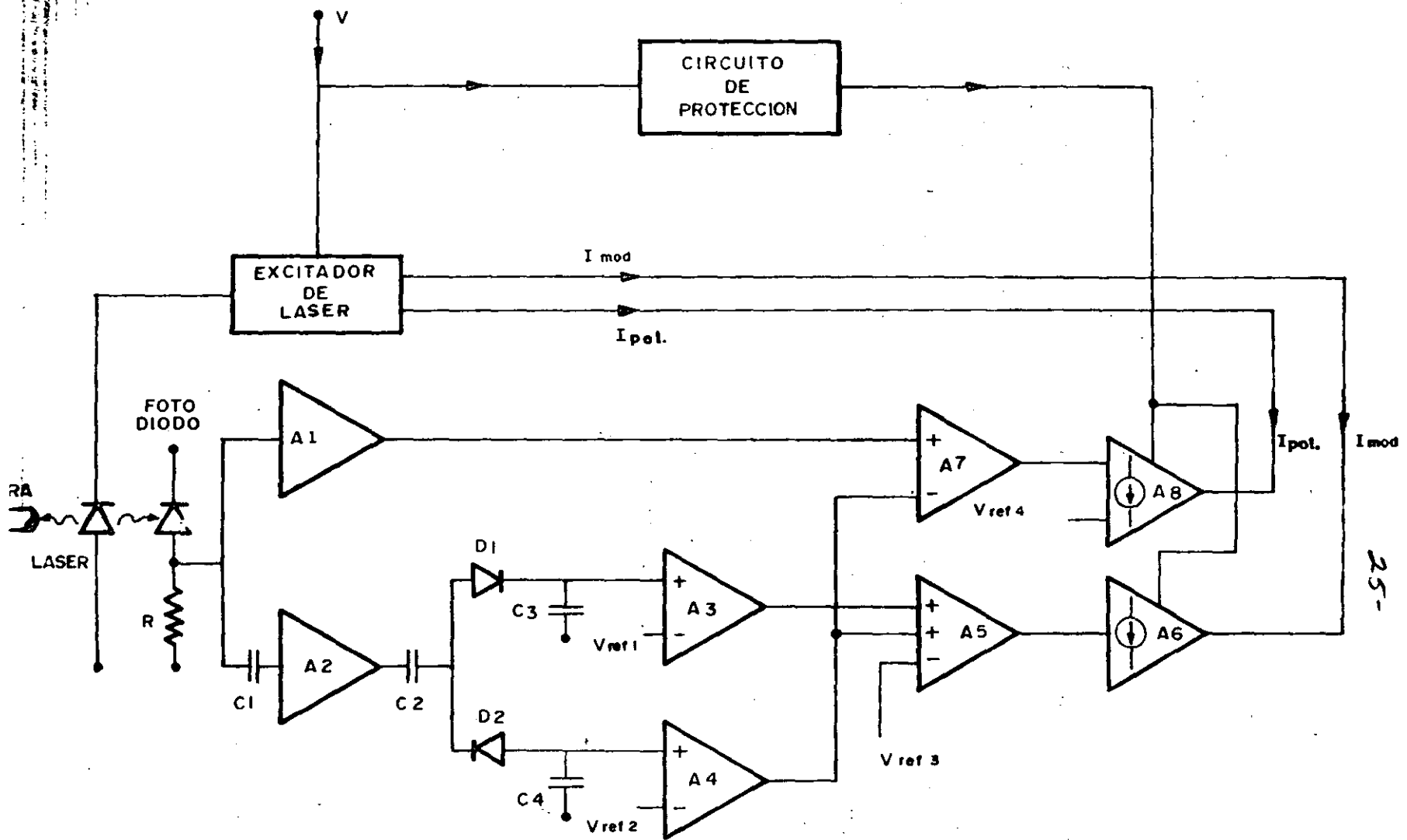
lida de éste último suministrará información sobre $P_{\max} - P_{\text{av}}$ y $P_{\text{av}} - P_{\min}$.

Sistemas de este tipo han sido presentados por SALTER [16], EPWORTH [4], GRUBER [5]. Este último presenta el sistema de la figura IV-14. La señal entregada por el fotodiodo pasa por el amplificador de respuesta lenta A1, obteniéndose un valor proporcional a la potencia promedio P_{av} . La salida del amplificador rápido acoplado en A.C. A2 pasa por el detector de pico D1, C3, dando un valor proporcional a $P_{\max} - P_{\text{av}}$; el detector de pico negativo D2, C4, entrega un valor proporcional a $P_{\text{av}} - P_{\min}$.

Los voltajes V_{ref1} y V_{ref2} provienen de redes divisoras que compensan las variaciones en temperatura de D1, D2, A3 y A4.

La señal de adición (proporcional a $P_{\max} - P_{\min}$) se obtiene con A5, y su valor deseado es fijado con V_{ref3} . A6 posee una salida de fuente de corriente y controla la corriente I_{mod} del excitador del laser.

La diferencia entre las señales de salida de A1 y A4 se forma en el amplificador A7, cuya salida es proporcional a P_{\min} , la que es comparada con V_{ref4} en A8, que posee una fuente de corriente para el control de I_{pol} .



25-

Figura IV-14 Diagrama del circuito de control del láser actuando sobre I_{pot} e I_{mod} para la regulación de P_{min} y de $P_{max} - P_{min}$, respectivamente [5].

IV-5-3 VENTAJAS E INCONVENIENTES

Estos sistemas compensan las variaciones tanto del umbral como de la eficiencia del láser, pudiendo utilizar amplificadores de B.F.* acoplados en D.C. y amplificadores de A.F.* acoplados en A.C.; sin embargo presentan las desventajas siguientes:

- a) P_{min} es obtenida a partir de la diferencia entre dos términos de valor casi igual: por ejemplo $P_{av} - (P_{av} - P_{min})$ en el sistema de GRUBER [5], de modo que es relativamente insensible a cambios en P_{av} , sobre todo cuando se tienen tasas de extinción elevadas.
- b) Si I_{th} aumenta, P_{av} inicialmente decrece e I_{po1} podría permanecer invariable mientras I_{mod} aumenta para restablecer $P_{max} - P_{min}$; lo que ocasionaría que el laser operara desde abajo del umbral (sección II.7), con los problemas inherentes.
- c) Estos circuitos operan sólo con señales de modulación con ciclo de trabajo constante (i.e. con disparidad promedio constante); las variaciones en éste se traducirían en la variación de la potencia promedio P_{av} .

*B.F. baja frecuencia

*A.F. alta frecuencia

IV-6 COMPENSACION DE LOS EFECTOS DEL PATRON DIGITAL SOBRE EL SISTEMA DE REGULACION.

Si el ciclo de trabajo de la señal modulante no es constante, entonces una señal conteniendo la información sobre el ciclo de trabajo deber ser introducida a la entrada de los circuitos que controlan I_{pol} e I_{mod} .

En el circuito de CHEN [7] (figura IV-15), la información sobre el ciclo de trabajo es tomada de la señal de entrada regenerada, lo que permite regular P_{av} a través del control de I_{pol} y $P_{max} - P_{min}$ a través del control de I_{mod} , independientemente del ciclo de trabajo.

La señal de entrada es regenerada por Q5 y Q6 e integrada para suministrar el voltaje de referencia V_{ref} y su complemento \bar{V}_{ref} ; estos voltajes son aplicados a los amplificadores diferenciales A1 y A2 para proveer información sobre el ciclo de trabajo de la señal. $V(I_{pol-0})$ y $V(I_{mod-0})$ ajustan las corrientes de polarización de modulación iniciales, respectivamente. La constante de tiempo de A1 (≈ 30 ms) es inferior a la de A2 (≈ 800 ms) de modo que I_{pol} responde más rápidamente que I_{mod} .

Otros sistemas trabajando bajo este principio han sido propuestos: SHUMATE [6], MILLER [14].

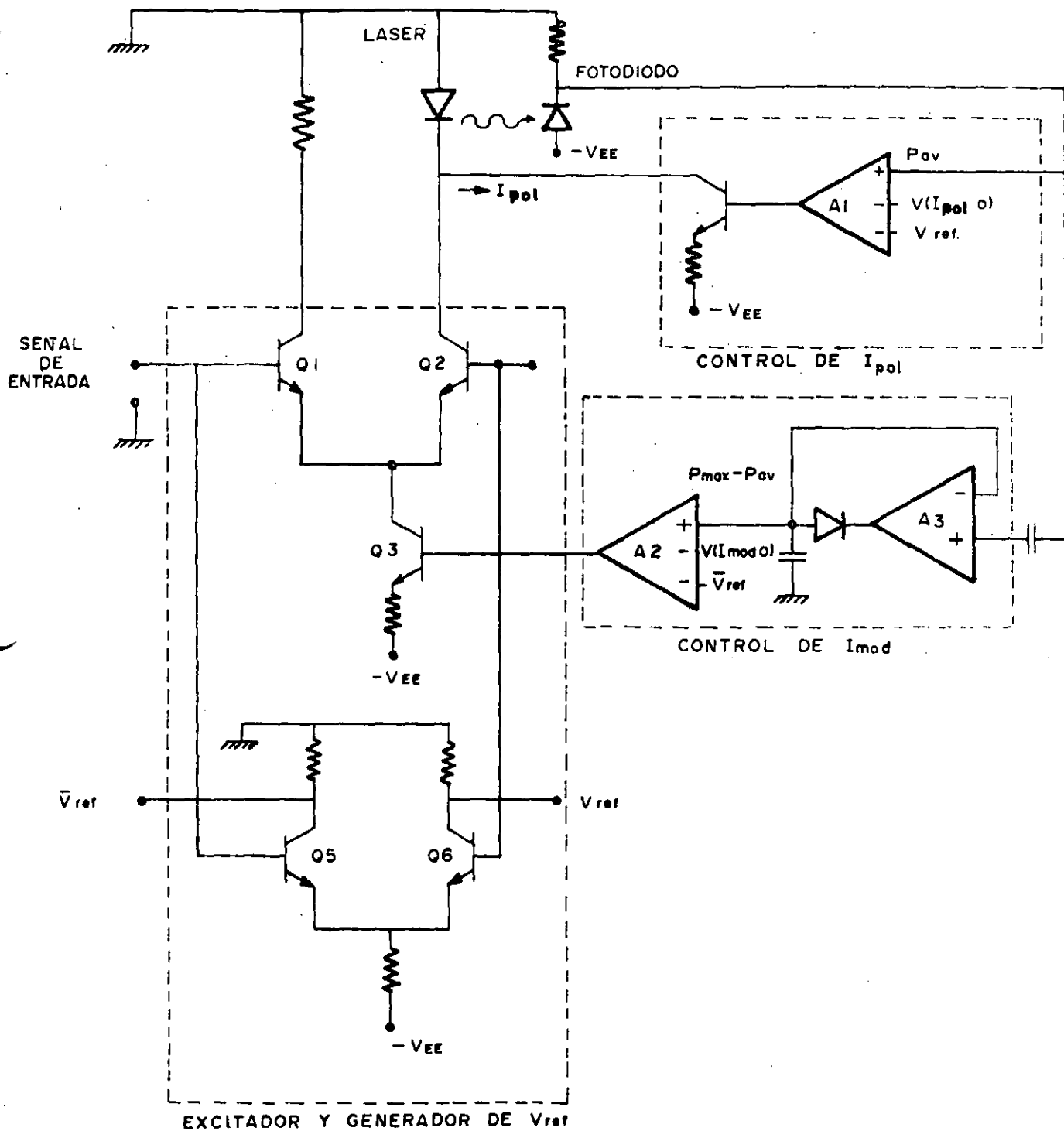


Figura IV-15 Circuito de retroalimentación conteniendo información sobre el ciclo de trabajo, suministrando estabilización del valor pro

IV-7 DETECTORES DE LA PENDIENTE DE LA CARACTERÍSTICA POTENCIA-CORRIENTE.

Estos sistemas utilizan una estrategia consistente en la detección del cambio en la pendiente de la característica potencia-corriente del láser para fijar el nivel de potencia mínima con gran precisión. SMITH [17], [19] presenta un circuito que detecta este cambio en $\Delta P/\Delta I$ cerca del umbral:

Una señal de baja frecuencia (1Khz) y de baja amplitud (2% de I_{mod}) se superpone a la corriente de excitación por medio de una compuerta consistente en un diodo Schottky para modular sólo el nivel mínimo (figura IV-16 [17]). El circuito de control detecta el valor de $[dP/dI]_{I_{th}}$ y lo mantiene constante. El valor medio de la salida del fotodiodo es usado para controlar I_{pol} para la regulación de P_{max} .

La salida del monitor es amplificada en A.C. y rectificadas e integrada para ajustar la ganancia del driver, a modo de fijar P_{min} .

Las ventajas son:

- a) Requiere de un fotodiodo de respuesta lenta (algunos KHz).
- b) No se ve afectado por la elección del código en línea.
- c) No se ve afectado por la correlación entre las propiedades

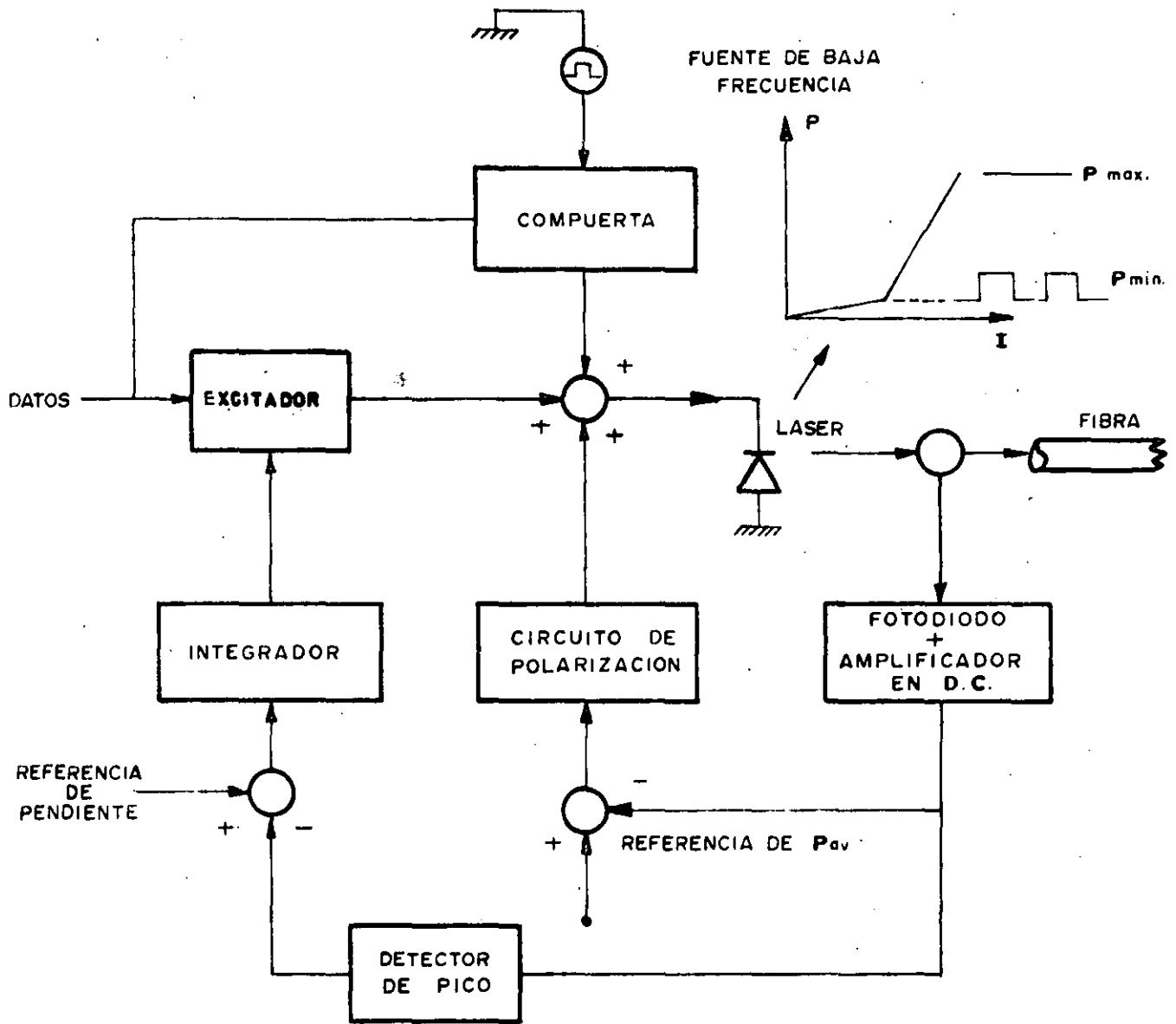


Figura IV-16. Diagrama del sistema de control de potencia usando un detector de pendiente [17].

eléctricas del láser y el tiempo de establecimiento de la luz.

IV-8 OTROS SISTEMAS DE REGULACION

IV-8-1 REGULACION DEL TIEMPO DE RETARDO EN LA EMISION DEL LASER

SALTER [16] presenta el sistema de la figura IV-17, que regula el tiempo de retardo entre la corriente de modulación y la potencia óptica: la salida del fotodiodo es amplificada y comparada con la señal de datos por medio de una compuerta OR exclusiva que, en presencia de retardo de encendido, produce un tren de pulsos cuyo ancho es proporcional al retardo y cuyo valor promedio se obtiene por integración; la dependencia de este valor respecto al espaciamiento entre pulsos es eliminado con la comparación con un voltaje derivado de pulsos de duración fija. La salida del comparador controla la corriente de polarización.

IV-8-2 CONTROL AUTOMATICO DE LA POLARIZACION.

Este sistema trabaja con retroalimentación totalmente electrónica utiliza el principio de la saturación de la tensión en la unión de láser V_j al iniciarse la emisión estimulada, para

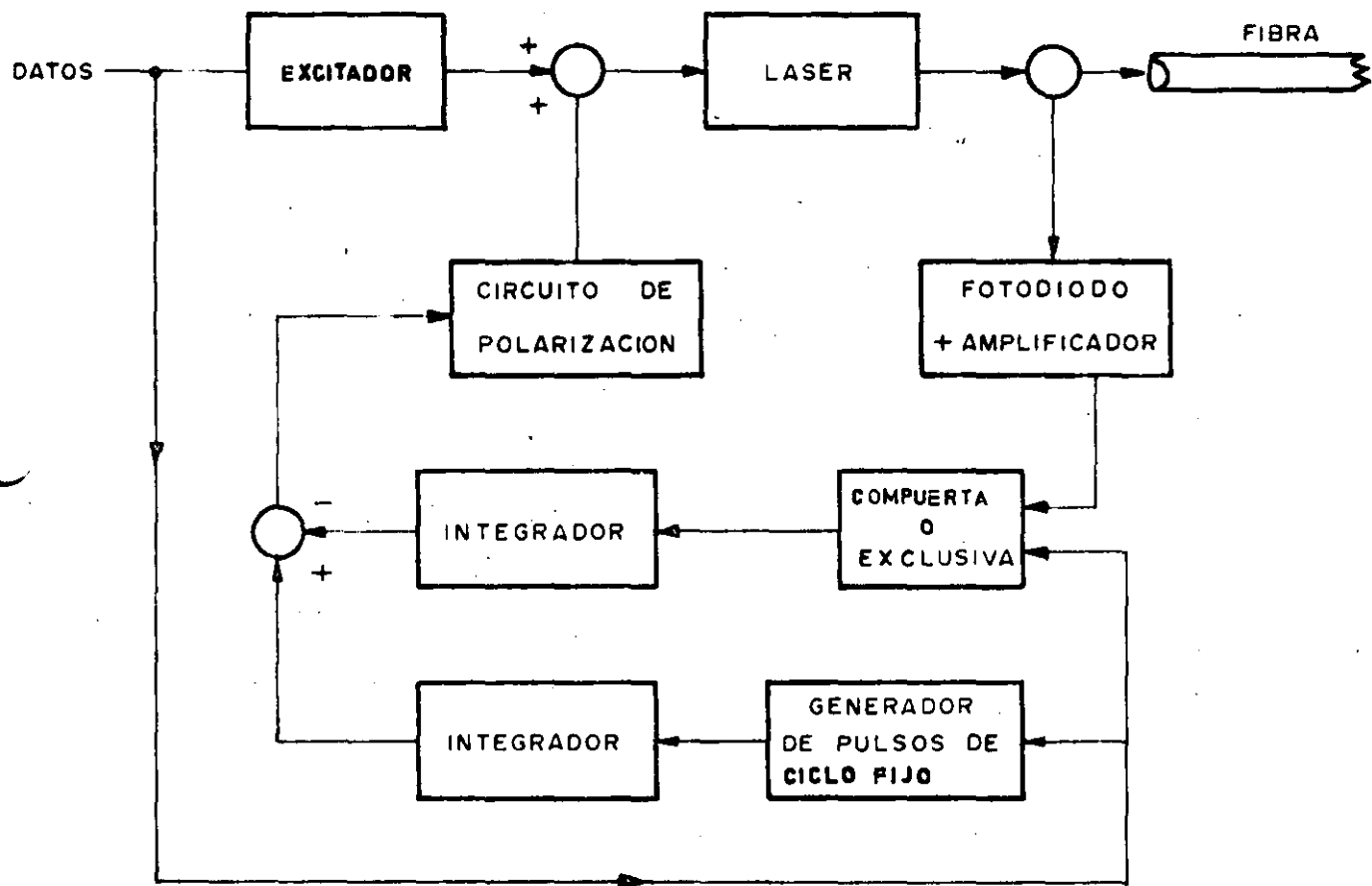


Figura IV-17. Circuito de retroalimentación en base al tiempo de encendido del láser [16].

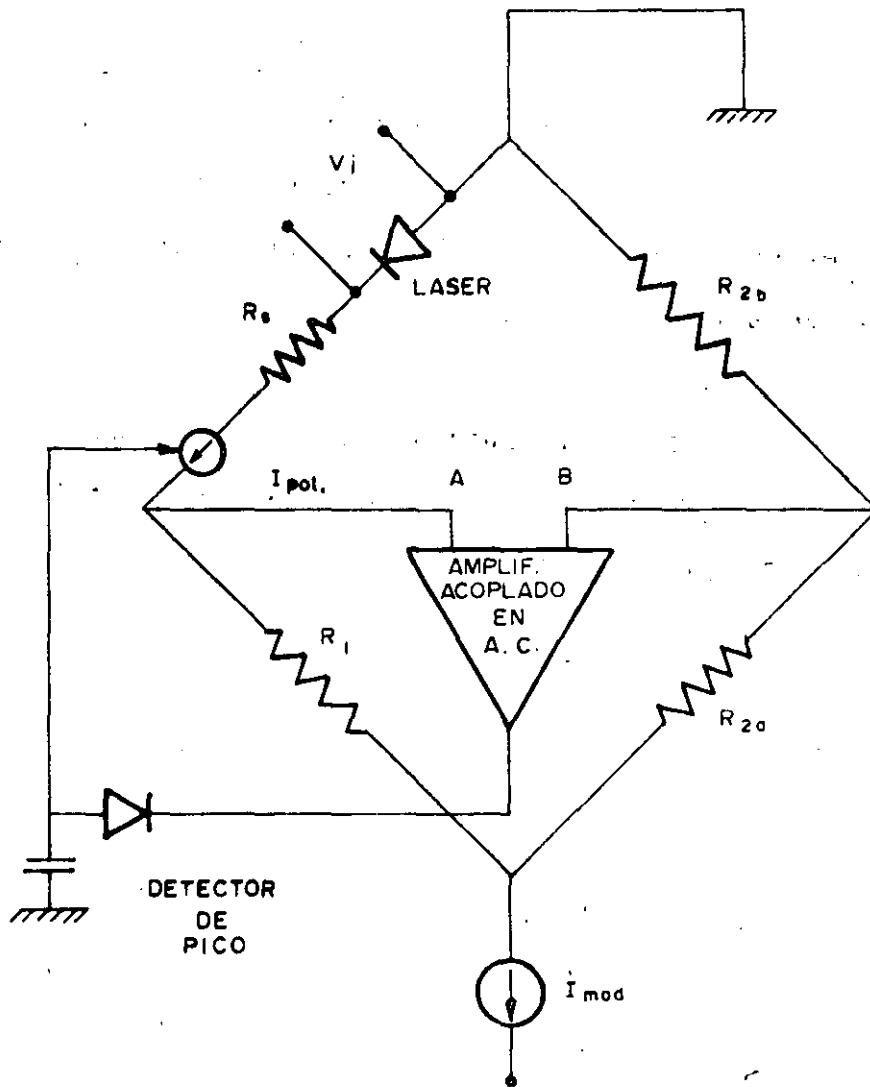


Figura IV-18. Esquema del sistema de control automático de polarización [11]. R_s es la resistencia serie del láser.

controlar la corriente de umbral contra cambios de temperatura o contra el envejecimiento.

La figura IV-18 [11] ilustra la detección del grado de saturación de V_j .

Al variar V_j con I_{mod} la diferencia A-B cambia y la salida transitoria del amplificador representando una señal de error es almacenada en un detector de pico, cuya salida controla I_{pol} para minimizar la señal de error.

La ganancia del circuito es lo suficientemente baja para que una señal de error siempre persista a modo de mantener la polarización justo abajo del umbral.

APENDICE IV-1. ALGUNOS SISTEMAS DE REGULACION
OPTOELECTRICA PARA TRANSMISION
DIGITAL.

SISTEMA DE REGULACION	VELOCIDAD	PARAMETRO REGULADO	PARAMETRO DE CONTROL	LASER UTILIZADO	TASA DE EXTINCION	REGULACION	REFERENCIA
Amplificación del valor promedio	$44.7 \frac{\text{Mb}}{\text{s}}$	P_{av}	I_{pol}	Ga Al As stripe geometry	> 10	$P_{av} : \pm 2\% (+0.1\text{dB})$ $0^\circ\text{C} < T < 50^\circ\text{C}$ durante 1000 h	KARR et al. [9]
Amplificación separada en DC y AC, detección de pico		P_{min}	I_{pol}	Ga As			EPWORTH [4]
		$P_{max} - P_{av}$	I_{mod}				
Amplificación separada en DC y AC, detección de picos negativo y positivo.	$280 \frac{\text{Mb}}{\text{s}}$	P_{min}	I_{pol}	Ga Al As MESA	≈ 18	3% $10^\circ\text{C} < T < 40^\circ\text{C}$	GRUBER et al. [5]
		$P_{max} - P_{min}$	I_{mod}				
Amplificación en AC, detección de picos negativo y positivo	$8 \frac{\text{Mb}}{\text{s}}$	$P_{av} - P_{min}$	I_{pol}		10	$P_{min} : 0.2 \text{ dB}$ $P_{max} : 0.3 \text{ dB}$ $0^\circ\text{C} < T < 50^\circ\text{C}$	SALTER et al. [16]
		$P_{max} - P_{av}$	I_{mod}				
Amplificación del valor promedio y comparación con datos	$44.7 \frac{\text{Mb}}{\text{s}}$	P_{av}	I_{pol}	Ga Al As	18	$P_{av} : 1\%$ $25^\circ\text{C} < T < 50^\circ\text{C}$ $P_{av} : 10\%$ durante 20000 h	SHUMATE et al. [6]
Amplificación del valor promedio y comparación con datos		P_{av}	I_{pol}	Ga Al As		Tolerable $10^\circ\text{C} < T < 40^\circ\text{C}$	MILLER et al. [14]
Amplificación en AC y del valor promedio, detección de pico y comparación con datos	$20 \frac{\text{Kb}}{\text{s}}$	P_{av}	I_{pol}	cf. referencia [15]	37	$P_{max} : < 3\%$	CHEN [7]
		$P_{max} - P_{av}$	I_{mod}				

SISTEMA DE REGULACION	VELOCIDAD	PARAMETRO REGULADO	PARAMETRO DE CONTROL	LASER UTILIZADO	TASA DE EXTINCION	REGULACION	REFERENCIA
Ipol modulada a baja frecuencia, amplificación en AC (baja frecuencia) y en valor promedio.	$160 \frac{\text{Mb}}{\text{s}}$	P_{min}	I_{mod}	D.H. Stripe Geometry			SMITH [17] , [19]
		P_{av}	I_{pol}				
Ipol e I_{mod} moduladas a baja frecuencia, amplificación en AC (baja frecuencia) y en valor promedio.	$160 \frac{\text{Mb}}{\text{s}}$	P_{min}	I_{mod}	Ga Al As Stripe		$P_{\text{max}}/P_{\text{min}}: \pm 2\%$ $5^{\circ}\text{C} < T < 55^{\circ}\text{C}$	SMITH et al. [18]
		P_{av}	I_{pol}				
Amplificación en DC y comparación con pulsos de ancho fijo	$140 \frac{\text{Mb}}{\text{s}}$	Retardo de encendido	I_{pol}		14		SALTER et al. [16]
Amplificación del valor promedio y comparación con datos	$45 \frac{\text{Mb}}{\text{s}}$	P_{av}	I_{pol}	Ga Al As	≈ 15	$P_{\text{max}}: < 8\%$ $25^{\circ}\text{C} < T < 60^{\circ}\text{C}$	MAIONE et al. [20]
Amplificación del valor promedio y, selectivamente, en AC. Comparación con señal de reloj.	$140 \frac{\text{Mb}}{\text{s}}$	$\frac{P_{\text{av}}}{P_{\text{max}} - P_{\text{min}}}$	$\frac{I_{\text{pol}}}{I_{\text{mod}}}$	Ga Al As		$P_{\text{av}}: 0.5 \text{ dB}$ $P_{\text{max}} - P_{\text{min}}: 0.08 \text{ dB}$ $18^{\circ}\text{C} < T < 36^{\circ}\text{C}$	BROSIO et al. [21]
Amplificación en AC y del valor promedio, detección de pico y comparación con datos	$68 \frac{\text{Mb}}{\text{s}}$	P_{av}	I_{pol}	DH Ga Al As	20	$P_{\text{av}}: \pm 2\%$ $P_{\text{p-p}}: \pm 7\%$ $17^{\circ}\text{C} \leq T \leq 47^{\circ}\text{C}$	Este trabajo
		$P_{\text{max}} - P_{\text{av}}$	I_{mod}				

APENDICE IV-2 MODIFICACION DE LA TASA DE EXTINCION CON LA REGULACION UNICAMENTE DE LA POTENCIA PROMEDIO, AL VARIAR LA EFICIENCIA.

Con referencia a la figura IV-8, al variar la eficiencia de η_1 a η_2 , la tasa de extinción

$$E_1 = \frac{P_{\max_1}}{P_{\min_1}} \quad (\text{IV-A2-1})$$

se modifica a

$$E_2 = \frac{P_{\max_2}}{P_{\min_2}} = \frac{\eta_2 (I_{\text{pol}_2} - I_{\text{th}} + I_{\text{mod}})}{\eta_2 (I_{\text{pol}_2} - I_{\text{th}})} \quad (\text{IV-A2-2})$$

considerando los valores promedio:

$$P_{\text{av}_1} = P_{\min_1} + \eta_1 D_{\text{av}} \quad (\text{IV-A2-3})$$

y

$$P_{\text{av}_2} = \eta_2 (I_{\text{pol}_2} - I_{\text{th}} + D_{\text{av}}) \quad (\text{IV-A2-4})$$

donde D_{av} es el valor promedio de la señal de datos de modulación. El valor pico a pico de ésta última es:

$$I_{\text{mod}} = \frac{P_{\max_1} - P_{\min_1}}{\eta_1} = \frac{P_{\max_2} - P_{\min_2}}{\eta_2} \quad (\text{IV-A2-5})$$

De las ecuaciones (IV-A2-1) a (IV-A2-5) se obtiene

$$E = \frac{\frac{1}{\eta_2} + \frac{D_{av}}{P_{min_1}} \left(\frac{\eta_1}{\eta_2} - 1 \right) + \frac{E_1}{\eta_1} - \frac{1}{\eta_1}}{\frac{1}{\eta_2} + \frac{D_{av}}{P_{min_1}} \left(\frac{\eta_1}{\eta_2} - 1 \right)} \quad (IV-A2-6)$$

$$\text{si } D_{av} = \frac{P_{max_1} - P_{min_1}}{2 \eta_1} \quad (IV-A2-7)$$

que corresponde a un código NRZ con probabilidad de ocurrencia de uno y cero de 0.5 respectivamente, resulta

$$E_2 = \frac{E_1 \left(1 + \frac{\eta_2}{\eta_1} \right) + 1 - \frac{\eta_2}{\eta_1}}{E_1 \left(1 - \frac{\eta_2}{\eta_1} \right) + 1 + \frac{\eta_2}{\eta_1}} \quad (IV-A2-8)$$

APENDICE IV-3 CONSERVACION DE LA TASA DE EXTINCION AL REGULAR LAS POTENCIAS PROMEDIO Y MAXIMA.

Si la característica potencia corriente es lineal arriba del umbral (figura IV-12), al variar la eficiencia de η_1 a η_2 , el sistema de retroalimentación modifica la corriente de modulación I_{mod_1} a I_{mod_2} y, por ende, su valor promedio de D_{av_1} a D_{av_2} .

Por simplicidad se supone que el ciclo de trabajo es constante para que:

$$D_{av_1} = a I_{mod_1} = a \frac{P_{max_1} - P_{min_1}}{\eta_1} \quad (IV-A3-1)$$

$$D_{av_2} = a I_{mod_2} = a \frac{P_{max_2} - P_{min_2}}{\eta_2} \quad (IV-A3-2)$$

donde $0 \leq a \leq 1$.

Las potencias promedio

$$P_{av_1} = P_{min_1} + \eta_1 D_{av_1} \quad (IV-A3-3)$$

$$P_{av_2} = P_{min_2} + \eta_2 D_{av_2} \quad (IV-A3-4)$$

son iguales, así como las potencias máximas:

$$P_{max_2} = P_{max_1} \quad (IV-A3-5)$$

De las ecuaciones (IV-A3-1) a (IV-A3-4) se obtiene

$$P_{min_2} = P_{max_2} \quad (IV-A3-6)$$

para todo a ; entonces, junto con (IV-A3-5), la tasa de extinción se conserva para todo a .

R E F E R E N C I A S

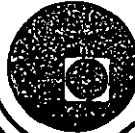
CAPITULO IV

1. J.F. Svacek, "Transmitter feedback techniques stabilize laser-diode output" EDN, pp. 107-110, (March 1980).
2. F.S. Chen, M.A. Karr, P.W. Shumate, "Laser transmitters for 70MHz entrance links" Bell Syst. Tech. J., vol. 58, No. 7, pp. 1617-1629 (September 1979).
3. B.F. Rondán
"Sistemas de comunicaciones por fibras ópticas, criterios de diseño y optimización"
Mundo Electrónico, No. 99, pp. 71-78 (1980).
4. R.E. Epworth, " Subsystems for high speed optical links", Proc. 2nd Europ. Conf. Optical Fiber Communication, Paris, pp. 377-382, (Sept. 1976).
5. J. Gruber, P. Marten, R. Petschacher, P. Russer, "Electronic circuits for high bit rate digital fiber optic communication systems", IEEE Trans. Comm., vol. COM-26, No. 7, pp. 1038-1098 (July 1978).
6. P.W. Shumate Jr., F.S. Chen, P.W. Dorman, "GaAlAs laser transmitter for lightwave transmission systems", Bell Syst.

- Tech. J., vol 57, No. , pp. 1823-1836 (July-August 1978).
7. F.S. Chen, "Simultaneous feedback control of bias and modulation currents for injection lasers", Electron. Lett., vol. 16, No. 1, pp. 7-8, (January 1980).
 8. S.D. Personick, "Receiver design for digital fiber optic communication systems, II", Bell Syst. Tech. J., vol. 52, No. 6, pp.875-886 (July-August 1973).
 9. M.A. Karr, F.S. Chen, P.W. Shumate, "Output power stability of GaAlAs laser transmitters using an optical tap for feedback control", Appl. Opt. vol. 18, No. 8, pp. 1262-1265 (April 1979).
 10. M.A. Karr, T.C. Rich, M. DiDomenico Jr., "Lightwave fiber tap", Appl. Opt., vol 17, No. 14, pp. 2215-2218, (August 1978).
 11. A. Albanese, "An automatic bias control (ABC) circuit for injection lasers", Bell Syst. Tech. J., vol. 57, No. 5, pp. 1533-1544, (May-June 1978).
 12. H. Kressel, J.K. Butler, "Semiconductor lasers and hetero-junction leds", Academic Press, N.Y., 1977, chapter 14.

13. M. Ettenberg, D.R. Patterson, E. Denlinger, "Temperature-compensated laser module for optical communications"
14. R.D. Miller, J.T. O'Brien, "A high speed temperature compensated laser diode transmitter for digital applications".
15. G. Moy, "Simulation of light versus current characteristic of an injection laser using an Optoisolator", IEEE J. Quantum Electron., vol. QE-14, No. 11, pp. 865-867 (November 1978).
16. S.R. Salter, D.R. Smith, B.R. White, R.P. Webb, "Laser automatic level control circuits for optical communications systems", Proc. 3rd Europ. Conf. Opt. Comm. Munich, 14-16, Sept. 1977, pp. 208-210.
17. D.W. Smith, "Laser level control circuit for high-bit-rate systems using a slope detector", Electron. Lett., vol. 14, No. , pp. 775-776 (1978).
18. D.W. Smith, T.G. Hodgkinson, "Laser level control for high bit rate optical fibre systems", 13th Intl. Symp. Circuits Syst. Houston, Texas, 1980, pp. 926-930.

19. D.W. Smith, M.R. Matthews, "Laser transmitter design for optical fiber systems", IEEE Journal Selected Areas in Communications, vol. SAC-1, No. 3, pp. 515-523 (April 1983).
20. T.L. Maione, D.D. Sell, D.H. Wolaver, "Practical 45-Mb/s regenerator for lightwave transmission", Bell Syst. Tech. J., Vol. 57, No. 6, July-August 1978, pp.1837-1856.
21. A. Brosio, P.L. Carni, A. Moncalvo, V. Seano, "Level control circuit for injection laser transmitters", 4th European Conference on Optical Communication, Geneva, Italy, pp.438-448, September 1978.



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

CURSOS ABIERTOS

" TELECOMUNICACIONES VIA FIBRAS OPTICAS "

**4 EMPALME, CONEXION Y MEDICION DE ATENUACION
EN FIBRAS OPTICAS**

ING. FERNANDO NAVARRETE MONTES DE OCA

MAYO 1992

7. INTERCONEXION OPTICA.

La conexión de los elementos que integran un sistema de comunicación por fibra óptica; es una de las consideraciones fundamentales para una realización teórico-práctico adecuada. La conexión se puede realizar a dos niveles:

- 1.- Entre fibras, siendo de dos tipos: a) empalme, que es una unión fija, b) conector, la cual es una unión móvil.
- 2.- Entre cables, se usa lo que se conoce como cierre o caja de empalmes.

El empalme encuentra su mayor aplicación en la planta externa y en menor grado en el equipo de oficina. El empalme puede ser de dos tipos: 1) Mecánico, el alineamiento y sujeción de la fibra se realiza por medios mecánicos, térmicos y adhesivos 2) Por fusión, se aplica a las fibras una elevada temperatura que las funde, al normalizar la temperatura las fibras quedan unidas permanentemente es el que se emplea mayormente y se realiza por microflama o arco eléctrico, siendo esta última técnica la que ha dado mejores resultados. El conector se usa más en el equipo de oficina que en la planta externa. El cierre de empalmes se usa básicamente en la planta externa.

La conexión óptica no es tan sencilla como la conexión eléctrica; donde solo se requiere contacto eléctrico que se obtiene torciendo y soldando los conductores metálicos. La unión óptica requiere alineamiento y conexión preciosa del núcleo de la fibra, lo cual se dificulta por las dimensiones

reducidas. Todos los tipos de conexión óptica deben tener las siguientes características: pérdida reducida y estable a las condiciones ambientales, confiabilidad en el plazo largo, sencillez de realizar y con tiempo y costos reducidos.

7.1 Pérdidas en el Empalme

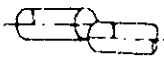
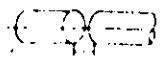

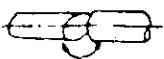
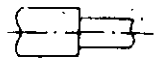
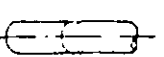
El objetivo de la conexión óptica es acoplar o transferir potencia óptica de un punto a otro. Sin embargo, en la transferencia de potencia existe pérdida causada en el elemento de conexión, estas pérdidas se clasifican en.

- 1.- Intrínsecas, se deben a las variaciones de las características propias de la fibra como son: diámetro del núcleo, apertura numérica, índice de refracción, concentración etc. Estas propiedades dependen del proceso de fabricación pudiendo variar entre fibras aún del mismo fabricante.
2. Extrínsecas, son función de la técnica de unión empleada, se producen por terminaciones defectuosas en el extremo de la fibra, reflexiones de Fresnel y por desalineamientos del núcleo. Los desalineamientos pueden ser de 3 tipos, longitudinal, transversal y angular. Los desalineamientos y las reflexiones de Fresnel, introducen pérdidas que son acumulativas. Aunque estas fuentes de pérdida son algo interdependientes, para el mejor entendimiento de su efecto, se pueden considerar independientes.

En la tabla 7.1 se resumen los factores de pérdida que afectan la conexión en fibras multimodo de índice gradual --

(GI) y en fibras unimodo (SM). Los efectos de imperfecciones afectan más a la fibra SM que a la fibra GI, esto se debe a que la fibra unimodo tiene un núcleo con dimensiones menores

TABLA 7.1 FACTORES DE PERDIDA EN LA CONEXION DE LA FIBRA.

FACTORES	CONFIGURACION
DESALINEAMIENTO DEL EJE DEL NUCLEO	
SEPARACION	
ANGULO	
INCLINACION EN EL EXTREMO DE LA FIBRA	
DIFERENCIA EN EL DIAMETRO DEL NUCLEO	
DIFERENCIA EN EL ANGULO DE REFLEXION	

Tabal 7.1 Factores de pérdida que afectan la conexión para fibras GI y SM.

7.1.1 Desalineamiento Transversal

En las figuras (7.1) y (7.2) se muestra la pérdida experimental en empalme que produce el desalineamiento transversal entre núcleos, este desalineamiento es el factor que más afecta la pérdida en el empalme. En la figura (7.1) se presentan las pérdidas para una fibra de índice gradual con 50 μm de diámetro en el núcleo. Para este caso cuando el radio

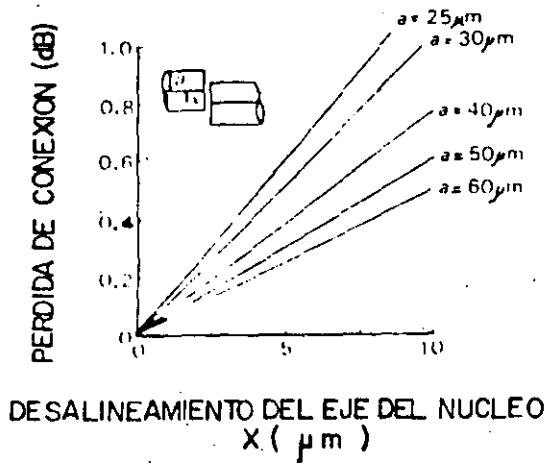


FIG. 7.1 PERDIDA POR DESALINEAMIENTO DEL EJE DEL NUCLEO GI

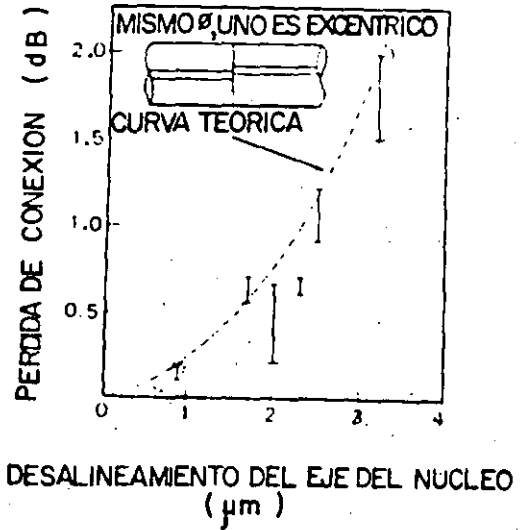


FIG. 7.2 PERDIDA POR DESALINEAMIENTO DEL EJE DEL NUCLEO SM

del núcleo a tiene un desplazamiento $x=5\mu\text{m}$, la pérdida que se produce en el empalme es de 0.6 dB. Cuando se tiene una fibra unimodo de $11\mu\text{m}$ de diámetro, como se muestra en la figura (7.2), un desalineamiento de $2\mu\text{m}$ origina una pérdida en el empalme de 0.5 dB. Esto significa que el efecto del desalineamiento transversal sobre la pérdida de conexión, es mayor para una fibra unimodo que para una de índice gradual. Así que la conexión de una fibra unimodo necesita un alineamiento transversal más preciso.

7.1.2 Desalineamiento por inclinación en el extremo de la fibra

Cuando uno de los extremos de la fibra que se han de empalmar, tiene un ángulo de inclinación causado por un mal

corde, se producen pérdidas que se incrementan con los aumentos del ángulo de inclinación. Para la fibra de índice gradual se aprecian tales pérdidas en la figura 7.3, comunmente el ángulo máximo que se tolera es de 3°. En la figura 7.4 se muestran las pérdidas en el empalme causados por inclinación angular en el extremo de una fibra unimodo, el ángulo que se permite es de 1°, debido a que al aumentar el ángulo rápidamente aumenta la pérdida. Para reducir las pérdidas es importante que el ángulo de inclinación sea lo más pequeño posible.

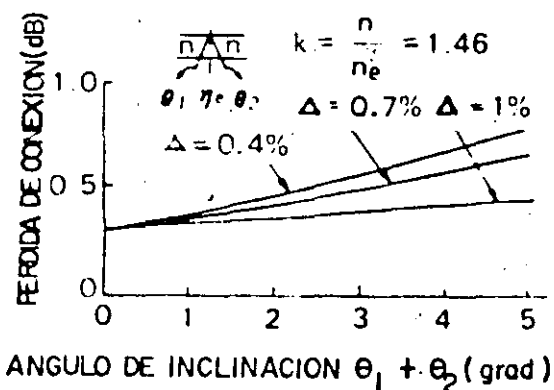


FIG. 7.3 PERDIDA POR ANGULO DE INCLINACION GI

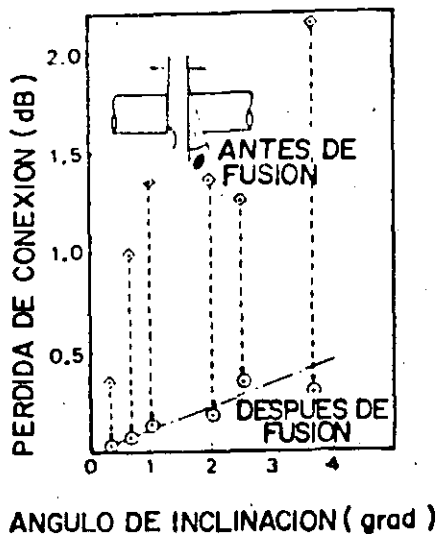


FIG. 7.4 PERDIDA POR ANGULO DE INCLINACION SM

Fig. 7.4

7.1.3 Pérdidas Intrínsecas

A pesar que la fabricación de la fibra óptica (núcleo y revestimiento) sigue normas precisas, existen variaciones en

la producción aun siendo del mismo lote. Como dos ejemplos importantes se tiene la variación en el diámetro del núcleo y en los parámetros del índice de refracción relativo.

En la fibra de índice gradual cuando la diferencia entre núcleos se presenta con la fibra transmisora con un diámetro a_1 , que es mayor al diámetro a_2 de la fibra receptora, se produce en el empalme una pérdida severa. Así, como se observa en la figura (7.5) cuando la fibra transmisora tiene $50\mu\text{m}$ de diámetro y la receptora $47.5\mu\text{m}$, es decir 5% menor, produce en el empalme una pérdida cercana a 0.5 dB. El efecto de las diferencias entre características del índice de refrac-

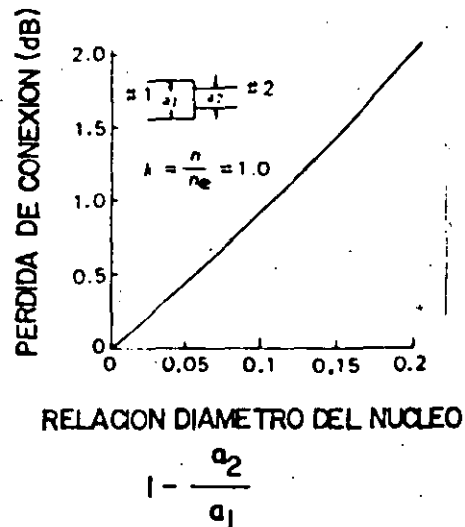


FIG. 7.5 PERDIDA POR DIFERENCIA DE NUCLEOS G I

ción es menos perjudicial que las variaciones entre diámetros del núcleo. Por ejemplo una diferencia de 10% entre los parámetros del índice de refracción relativo, causa una

pérdida en el empalme aproximada a 0.2 dB.

Para la fibra unimodo la diferencia entre parámetros de diámetro del núcleo e índice de refracción, causa pérdida - pequeñas que son despreciables con otro tipo de pérdidas. El desalineamiento transversal es la fuente pérdidas mayor para las fibras de índice gradual y unimodo

7.2 Empalme de fibras por fusión

Por razones de facilidad en la instalación, el cable de fibra óptica de vidrio se fabrica normalmente en tramos aproximados a 2 Km. Un alto porcentaje de aplicación de la fibra óptica requiere enlaces mayores a 2 Km., por lo cual es necesario unir el número de tramos necesario en el enlace. Esto se logra por medio del empalme entre fibras, empleando comúnmente el método de fusión por arco eléctrico.

Para empalmar fibras ópticas de vidrio individualmente por fusión se sugiere el procedimiento de la figura 7.6

Descubrimiento de la fibra

Es el procedimiento para preparar los extremos de la fibras que han de cortarse. Inicialmente se remueven todas las cubiertas y envolturas del cable hasta dejar solamente la fibra recubierta, es decir, la fibra con su recubierta primaria, aislante y secundaria, estas 3 recubiertas envuelven a la fibra (núcleo y revestimiento) en el orden mencionado.

Posteriormente se quitan las 3 recubiertas, lo cual se realiza en dos pasos. El primer paso consiste en remover -

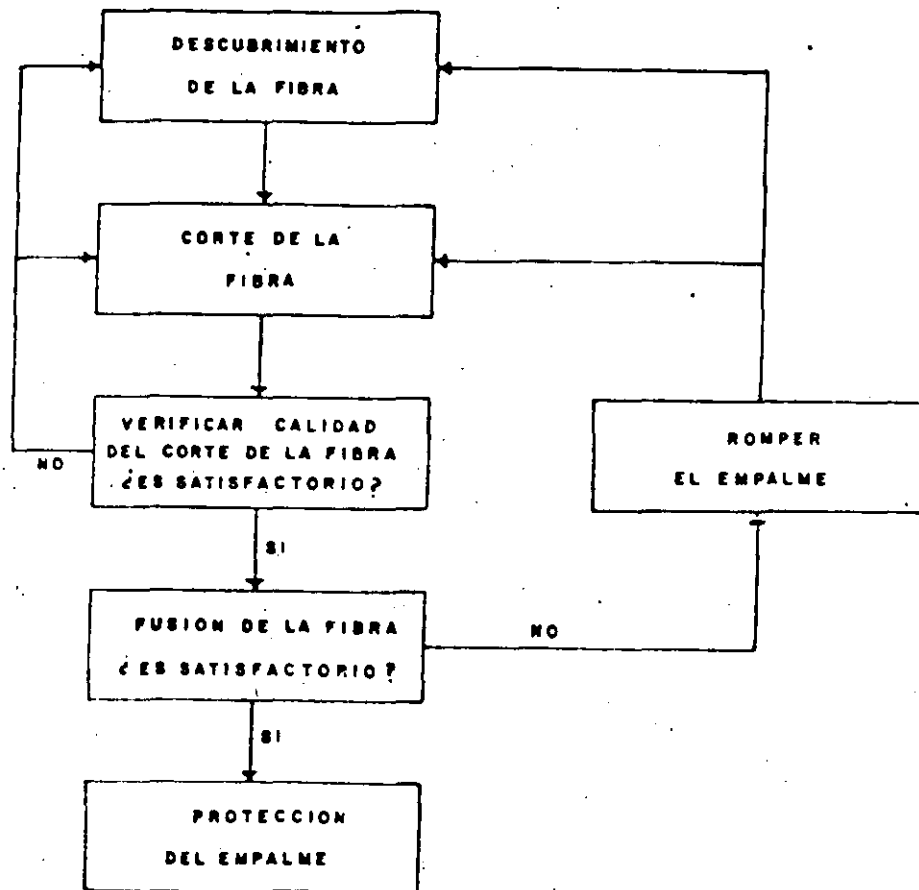


FIG. 7.6- PROCEDIMIENTO PARA EMPALMAR FIBRAS OPTICAS POR FUSION DE ARCO.

la recubierta secundaria y en el segundo se quitan la recubierta aislante y primaria: Cualquier método que se use para remover los 3 recubrimientos, debe evitar fracturar la fibra que causa reducción en su resistencia y aumenta la probabilidad de falla.

El recubrimiento secundario se quita en diversas formas, una de ellas es por medio de una pinza para remover recubrimientos, similar a la pinza usada con conductores metálicos delgados, en la figura (7.7) se tiene una muestra. --

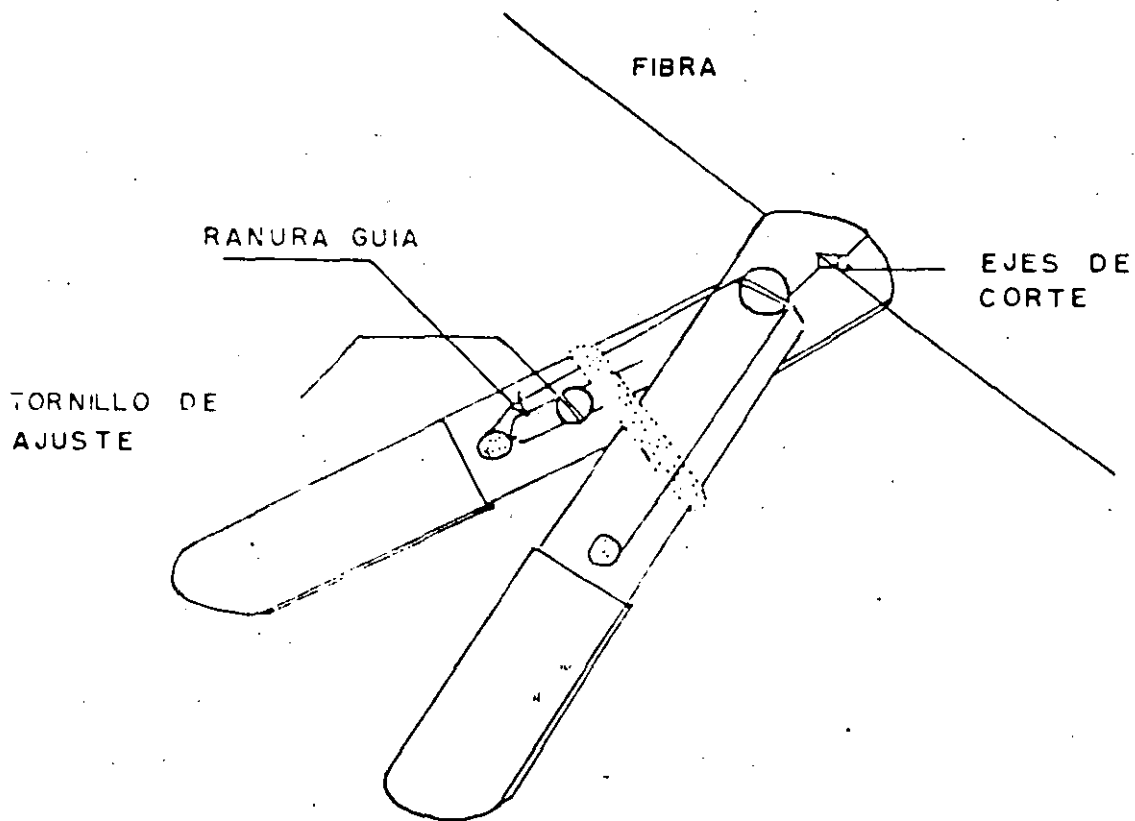


FIG. 7.7 PINZAS PARA DESCUBRIR LA FIBRA

Otras de las herramientas simples para remover mecánicamente el recubrimiento secundario, desarrollado por dos fabricantes Japoneses se muestran en la figura 7.8.

Con los dos métodos mecánicos descritos, resulta difícil quitar el recubrimiento primario, por esta razón se emplea comunmente un papel humedecido con alcohol, con el cual se ejerce un cepillado sobre la fibra que logra remover con limpieza la recubierta primaria. Un inconveniente del cepillado es que puede originar fisuras en la fibra que reducen su resistencia. Por ejemplo la resistencia promedio de una

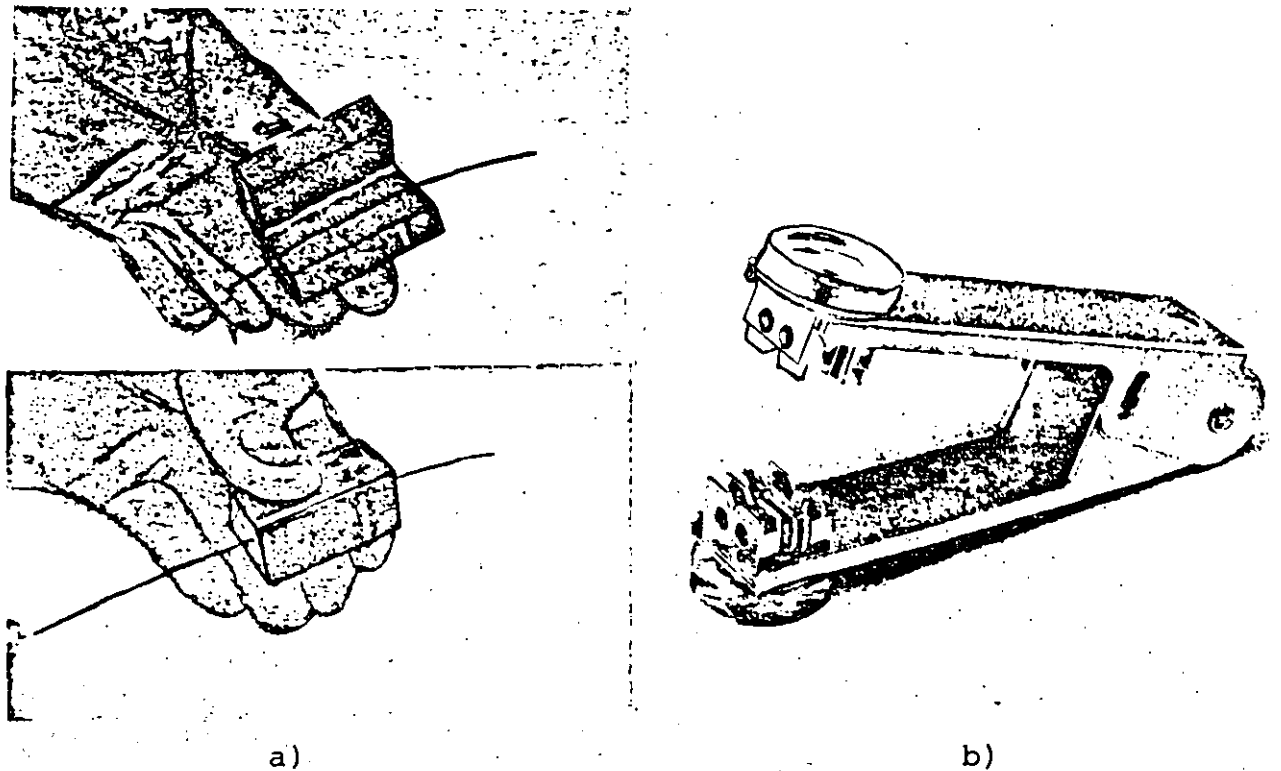


Fig. 7.6 Herramientas para remover la cubierta secundaria en una fibra óptica: a) Tipo Furukawa, b) Tipo Sumitomo.

fibra con recubierta primaria y secundaria es aproximadamente 6 kg. y 7 Kg. respectivamente. Después de quitar el recubrimiento primario la resistencia puede disminuir de 0.7 a 1 kg. Para prevenir la disminución de resistencia se hace una prueba de resistencia en el empalme.

Para quitar el recubrimiento primario existen otros métodos que evitan las fisuras en la fibra. En estos métodos se reduce la adhesión del recubrimiento primario por calor, solventes orgánicos como el benceno, un gel de clorido de metileno etc.

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 al 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 vidrio se tienden a romper formando una zona de fractura compuesta de 3 regiones, que se conoce como las zonas de espejo, opaca y fragmentada, figura 7.9.

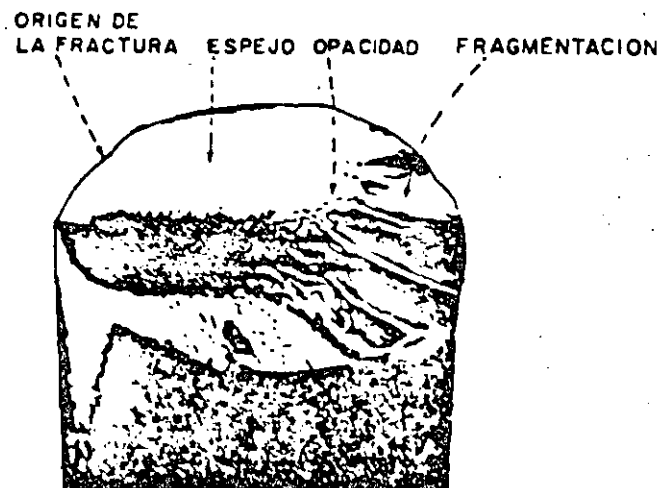


Fig. 7.9 Fractura típica en una fibra.

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.

Para efectuar el rayado y corte de la fibra, los fabricantes han desarrollado diferentes modelos, uno que ha dado buenos resultados en la práctica de campo es el fabricado por Sumitomo mostrado en la figura (7.10). En la parte a) de la figura, se observa la forma de ejercer la tensión que cor-

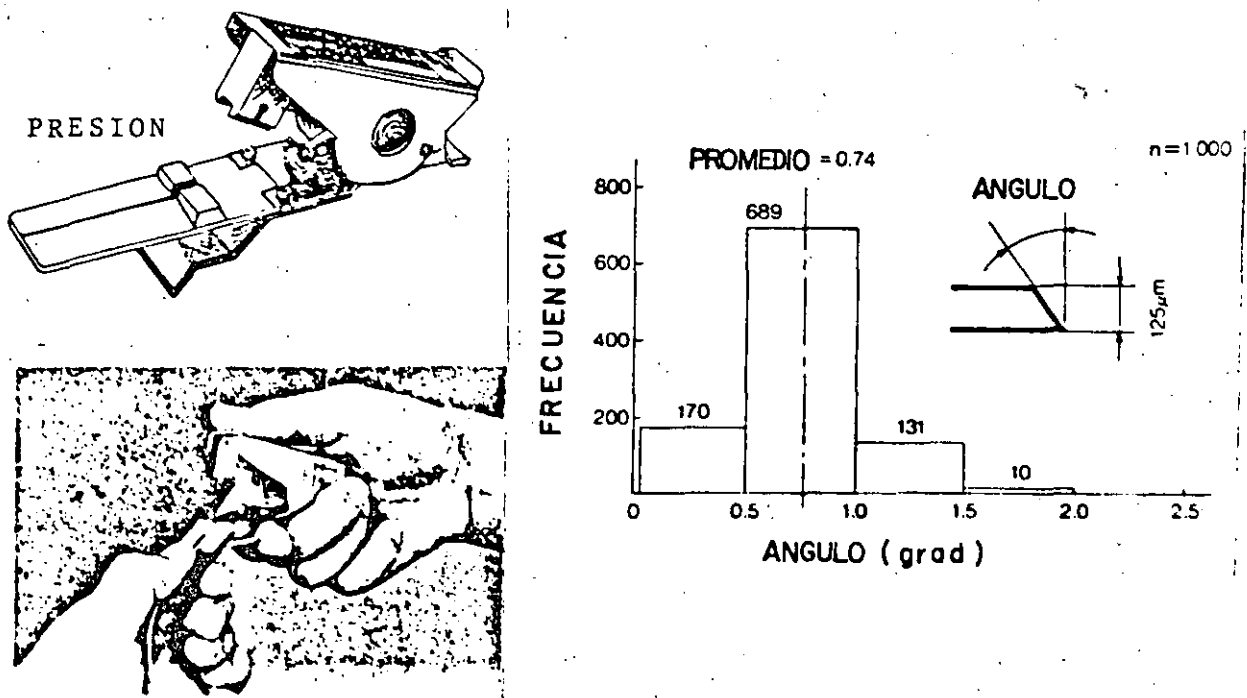


Fig. 7.10 Herramienta para efectuar el rayado y corte de la fibra, así como los ángulos de corte logrados.

tará a la fibra previa operación de rayado. y en la parte -- (b) el histograma de los ángulos de corte obtenidos, de ---

acuerdo al fabricante el corte se logra con una calidad que el 93% está libre de defectos.

La calidad de corte en los dos extremos de las fibras - por empalmar, se verifica colocando las fibras sobre una ranura en V, al rotar las fibras se puede apreciar la calidad del corte por medio de un microscopio. En la figura (7.11) se da una guía en este punto. En los últimos años se han -- puesto en el mercado, empalmadores que en forma automática - evalúan la calidad del corte para aceptarlo ó rechazarlo. En algunos modelos el dispositivo de corte se integra en la empalmadora y se reporta que para fibra unimodo se obtienen -- cortes con ángulos $< 1^\circ$.

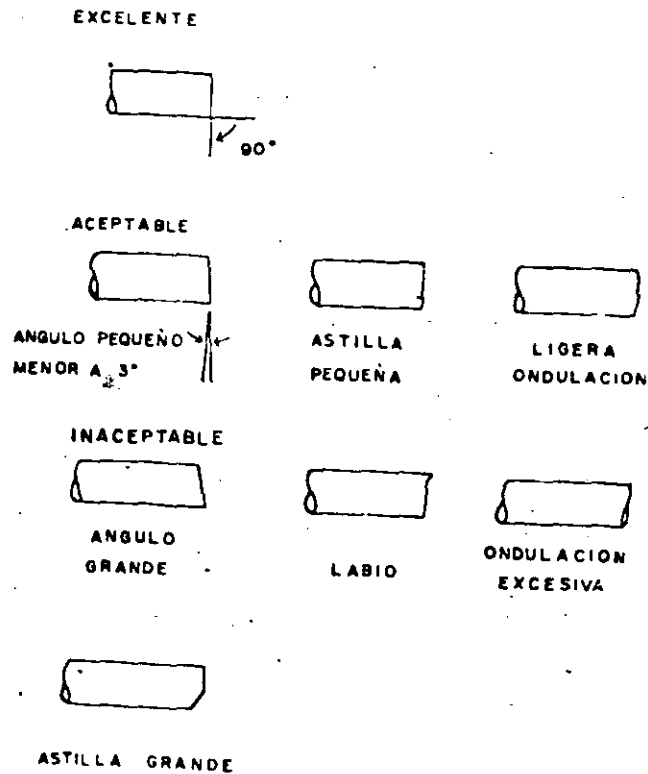


Fig. 7.11 Guía para la calidad del corte en una fibra.

Independientemente del tipo de cortadora usada se aconseja usar alcohol puro para limpiar los extremos de las fibras antes y después de la operación de corte. Esto es necesario realizarlo antes del alineamiento al que se someten -- las fibras en la empalmadora.

7.3 *Diferentes tipos de fusión para la fibra óptica.*

Después de haber realizado el corte en los dos extremos de la fibra por empalmar, se colocan las fibras sobre una ranura en V que sirve para alinear y unir los extremos. Por medio de una fuente térmica se aplican temperaturas cercanas a 1800°C a la unión, el vidrio se funde y al cesar la temperatura elevada el núcleo y revestimiento de los extremos queda - unido permanentemente.

El empalme por fusión bien hecho, probado a resistencia y protegido adecuadamente, es bastante fuerte para usarse en interiores y en las condiciones habituales de la planta externa. Existen diferentes métodos para fundir el cuarzo de la fibra individual. A la fecha los que han tenido mayor utilidad son el de arco eléctrico y después el de microflama. - Para empalmar fibras multimodo individuales, se han fundido con un laser de CO₂ como fuente térmica; logrando un mejor control del calor que con la microflama. Las pérdidas que se obtienen en el empalme son de 0.1 dB para fibras identificadas. Sin embargo la complejidad del equipo con fuente laser, restringe su uso al laboratorio.

La técnica de fusión por microflama se presenta en la figura 7.12, los gases que se emplean para la combustión son oxígeno e hidrógeno de alta pureza, los cuales se introducen en un quemador miniatura que produce una microflama que calienta la unión de las fibras. Al parecer el buen control y

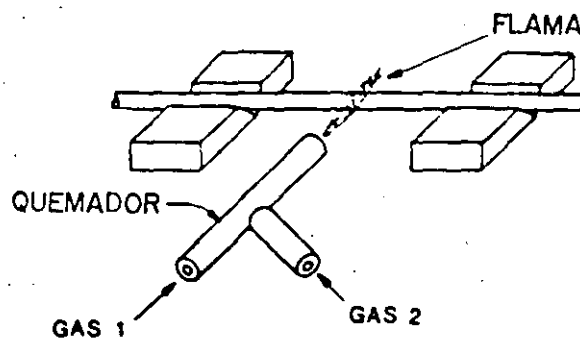


FIG. 7.12 FUSION DE LA FIBRA POR MICROFLAMA

distribución del calor, produce empalmes más resistentes que con arco eléctrico, esto es especialmente cierto cuando se usa una microflama con clorino. Los inconvenientes que tiene la fusión por microflama comparado con el arco eléctrico, es que el equipo es más complicado y la automatización menor. Los dos métodos producen en el empalme pérdidas bajas alrededor de 0.1 dB.

7.3.1 Fusión por arco eléctrico

El equipo para alinear y fundir la fibra óptica de vidrio multimodo y unimodo, usa como fuente térmica un arco eléctrico cuyo esquema básico se presenta en la figura 7.13 El arco eléctrico se produce generalmente con una corriente alterna de alto voltaje y corriente reducida, el cual se inicia entre los electrodos por lo común de fugsteno. La co

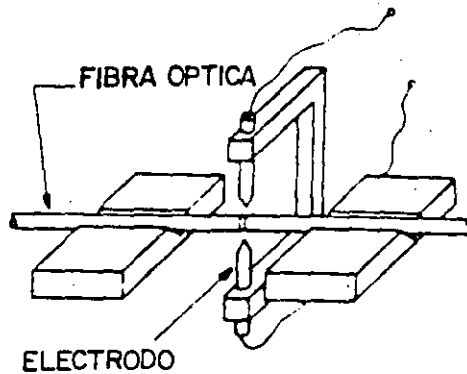


FIG. 7.13 FUSION DE LA FIBRA POR ARCO ELECTRICO

riente se controla para ajustar la temperatura en la región del arco, y de este modo fundir solo los extremos de la fibra.

A fin de tener un empalme de pérdida baja y buena calidad, se deben evitar: imperfecciones en los extremos de la fibra, variación en la presión de la unión y variaciones en la energía al calentar. Los inconvenientes anteriores ocasionalmente llevan a la formación de burbujas y corvaturas; para reducir estos efectos se recurre a la prefusión, la cual consiste en un calentamiento ligero sobre los extremos de la fibra previo a la fusión. Con la prefusión se disminuyen las imperfecciones en los extremos, posibilitando la obtención de un empalme más confiable y con una pérdida promedio baja inferior a 0.1 dB. Estas características se pueden lograr en las aplicaciones de campo como pozos de trabajo y postes telefónicos.

a) Prefusión de fibras individuales.

En la figura 7.14 se tiene el procedimiento de prefusión, se observa la pérdida en el empalme en función al tiempo de descarga. En la parte A se presenta el estado inicial con pérdidas por desalineamiento, por reflexión de Fresnel e imperfecciones de extremo. En el punto B se aplica la prefusión y se aumenta la pérdida. Cuando se unen a presión las fibras disminuye la pérdida como se ve en C. Finalmente en D se calientan y alizan las fibras obteniendo reducción de

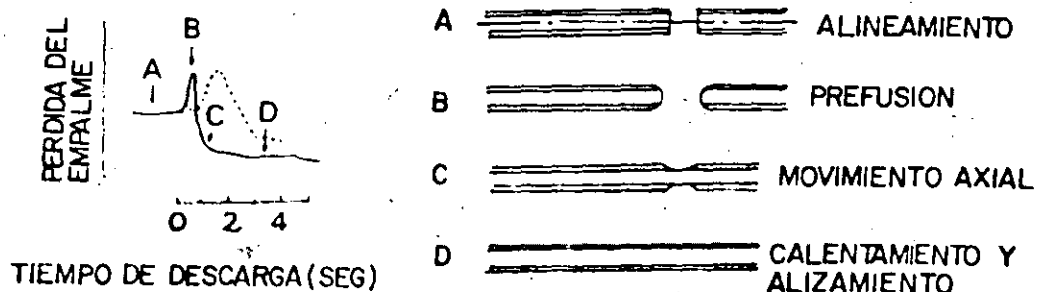


FIG. 7.14 PROCEDIMIENTO DE PREFUSION

pérdidas. Las condiciones de prefusión deben controlarse, de lo contrario se pueden incrementar las pérdidas como se observa en la curva punteada.

b). *Empalme individual de fibras multimodo.*

Para empalmar fibras multimodo de 50/125 μ m se han usado en el campo empalmadoras semiautomáticas como la que se muestra en la figura 7.15. Inicialmente la fibra ya cortada se coloca en la ranura en V para su alineamiento. Al apretar el interruptor de inicio las fibras son alineadas longitudinalmente en forma automática. Por medio del microscopio desde dos direcciones en ángulo recto se observa el corte (que ha de ser en ángulo $<3^\circ$) y también el alineamiento de los extremos. Finalmente al activar el interruptor de descarga, automáticamente se realiza la prefusión y finalmente la fusión con lo cual queda terminado el empalme. Cuando la fibra se funde la tensión superficial del vidrio, alinea en forma na-

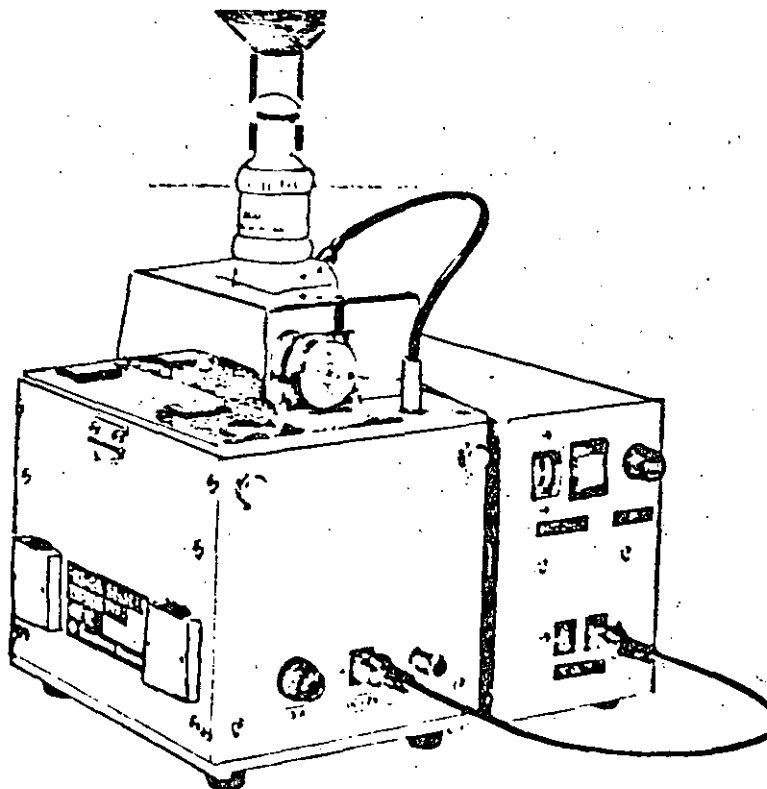


Fig. 7.15 Empalmadora semiautomática para fibra multimodo.

tural el núcleo y revestimiento de la fibra, lo cual compensa desplazamientos de pocas micras y reduce la pérdida en el empalme. La calidad del empalme se puede determinar por la precisión en el alineamiento y comprobando la ausencia de burbujas, zonas ennegrecidas y reducción de diámetro en el punto de empalme. De acuerdo al fabricante con este tipo de empalmadora para fibras de índice gradual, se obtienen pérdidas promedio de 0.07 dB para aplicaciones de campo. En función a la tolerancia en las dimensiones de las fibras, la pérdida en el empalme por lo general oscila entre 0.1 y 0.2 dB.

c) Empalme individual de fibras unimodo:

Las empalmadoras semiautomáticas de índice gradual, realizan el alineamiento de la fibra en base a la dimensión externa del revestimiento y con la ayuda de la ranura en V se logra el centrado de los núcleos por lo general de 50 μm . En la fibra unimodo cuyo diámetro del núcleo varía de 8-10 μm , y la excentricidad de sus núcleos es común, se requiere un alineamiento mucho más preciso que con el conductor de índice gradual. Para esto, se han desarrollado diversos métodos de alineamiento activo que permiten el ajuste rápido y con alta precisión de fibras de índice gradual y unimodo. En la figura 7.16 se muestra un ejemplo conocido como sistema local de inyección y detección de luz (LID). El sistema LID tiene como principio básico la inyección y extracción de luz de una fibra con radio de curvatura pequeño. En el lado transmisor un led acopla luz. (por medio del modo LP_{11}) a la fibra por empalmar en la parte curvada, la luz se propaga entre los extremos por empalmar y llegar a la fibra curvada

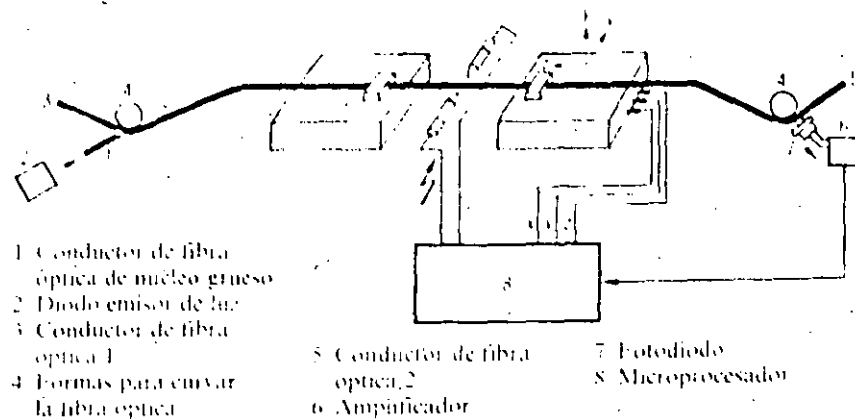


Fig. 7.16 Alineamiento automático de la fibra usando microprocesador y sistema LID.

en la parte receptora donde la luz es forzada a salir (por medio del modo LP_{11}) de la fibra, siendo captada por un fotodiodo que la convierte a señal eléctrica. Esta señal se amplifica y se aplica a un microprocesador, el cual alinea en 3 ejes a la fibra hasta lograr un máximo acoplamiento en el punto de empalme.

El efecto favorable de la tensión superficial en la fusión de las fibras de índice gradual, en las fibras unimodo es una desventaja. Esto se debe a que la fusión de los extremos de la fibra en el punto de unión, provoca movimiento de la masa líquida del vidrio que puede desalinearse los núcleos aumentando las pérdidas figura (7.17). Este efecto negativo

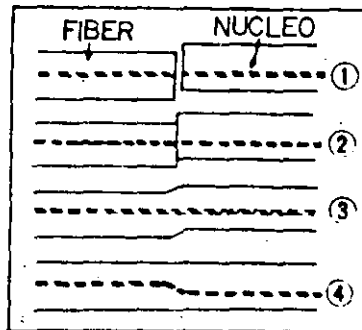


FIG. 7.17 EFECTO NEGATIVO DE LA TENSION SUPERFICIAL

es posible evitarlo con tiempos y corrientes de calentamiento pequeños, así como también con extremos con cortes en ángulo $< 1^\circ$.

Existen en el mercado diversos tipos de máquinas empalmadoras por fusión de arco eléctrico, la tendencia de desarrollo ha sido la automatización máxima de tales máquinas. - Uno de estos ejemplos es la empalmadora de Sumitomo tipo 35 que se muestra en la figura (7.18). El alineamiento del núcleo se efectúa en forma automática por medio de un monitoreo directo de potencia en el núcleo. La fusión es automática y se realiza en un tiempo de 1 minuto o menos, cuenta con un monitor de televisión donde se observa la fusión.

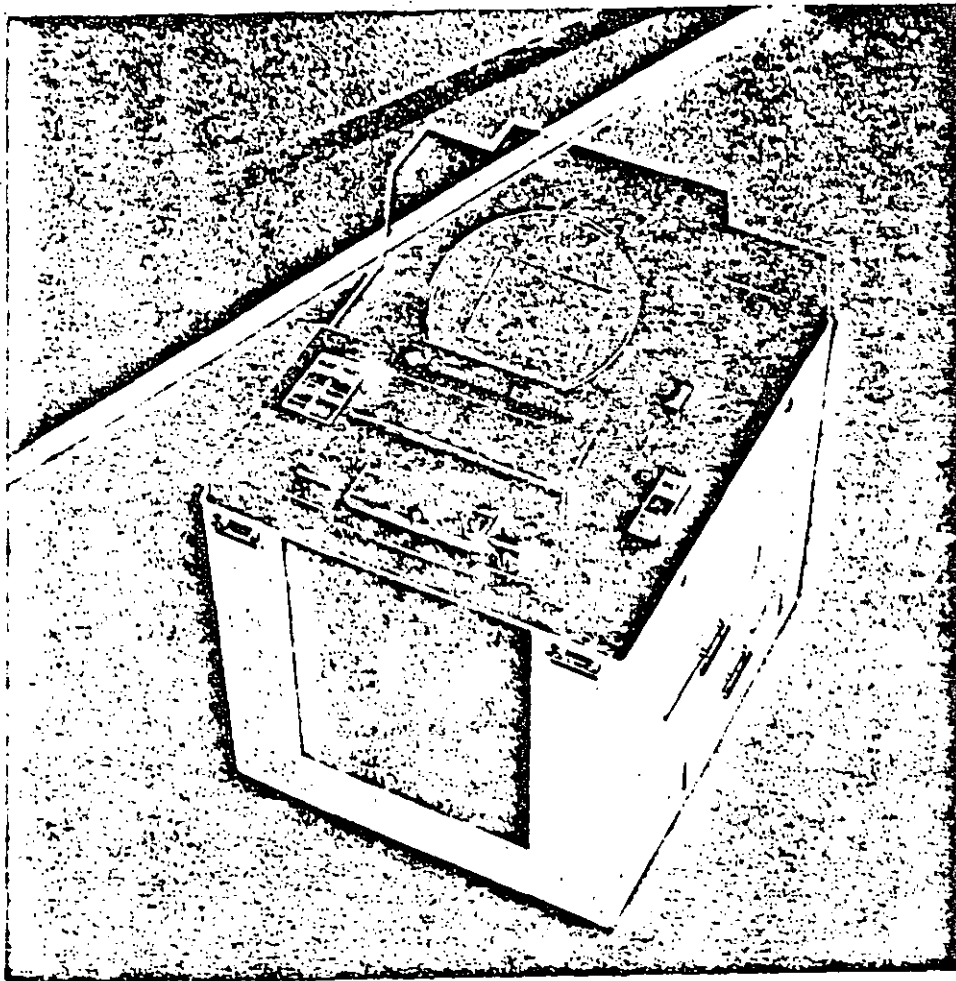


Fig. 7.18 Empalmadora automática de fusión.

En el monitor se valora la pérdida en el empalme y se estima su apariencia externa. Como opción se puede integrar en la empalmadora, el dispositivo para la protección de empalmes. Se pueden empalmar fibras multimodo y unimodo, obteniéndose pérdidas promedio de 0.03 y 0.05 dB respectivamente para fibras idénticas. En las aplicaciones de campo, la tolerancia en las dimensiones de la fibras hace que la pérdida sea mayor manteniéndose < 0.1 dB. En la figura (7.19) aparece el procedimiento de empalme de esta máquina. De acuerdo al fabricante el histograma de pérdidas que se obtienen se muestra en la figura (7.20).

PROCEDIMIENTO

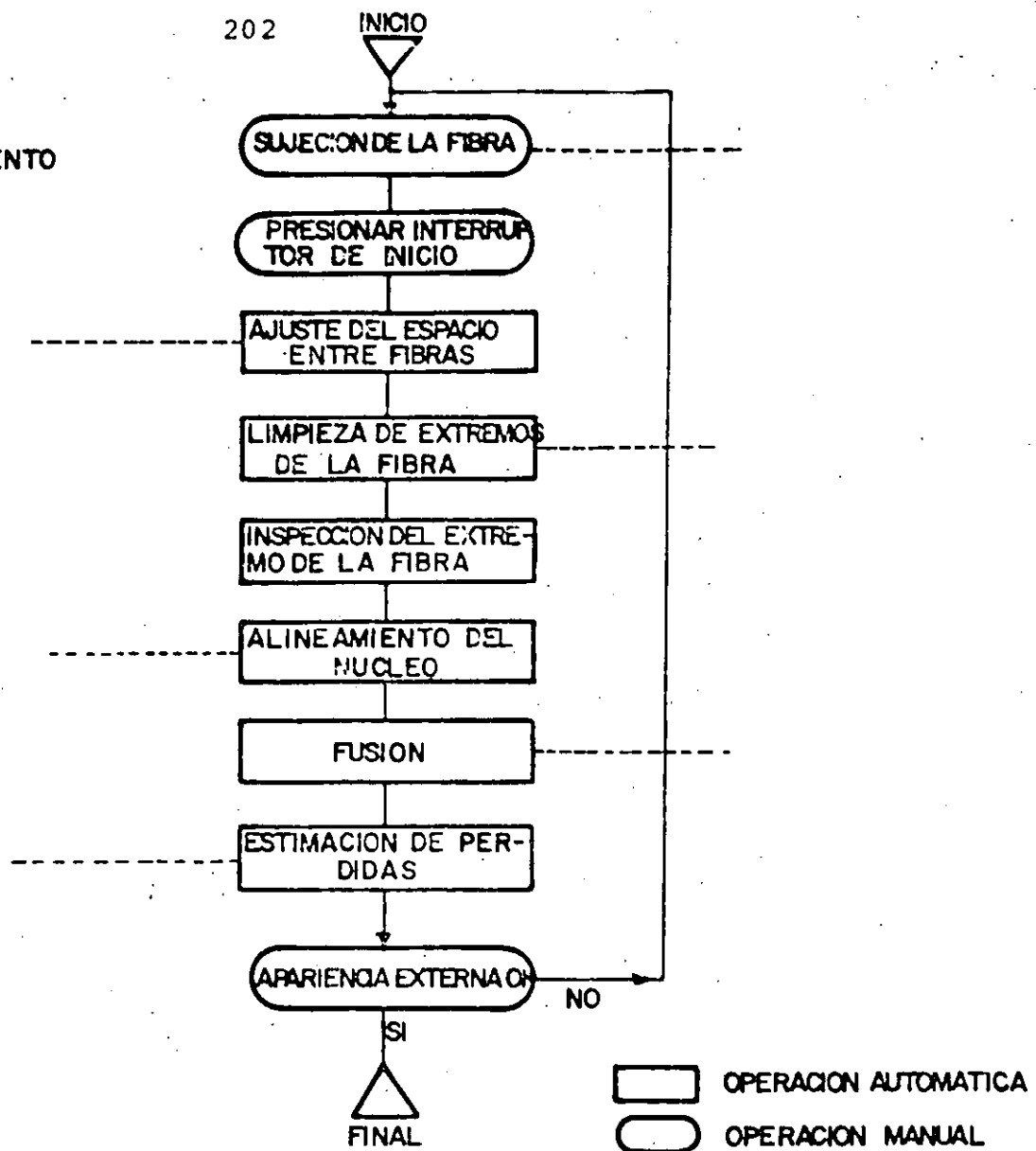


Fig. 7.19 Fusión automática de una fibra con la empalmadora Sumitomo 35.

7.4 Resistencia del empalme.

Al concluir el procedimiento de fusión la resistencia a la tensión en el empalme, se reduce a una décima parte de la que tiene la fibra original. Este efecto se produce por las fisuras que se originan por dos causas, la primera se debe al esfuerzo que significa quitar mecánicamente la cubierta primaria. La segunda causa se debe al esfuerzo térmico --

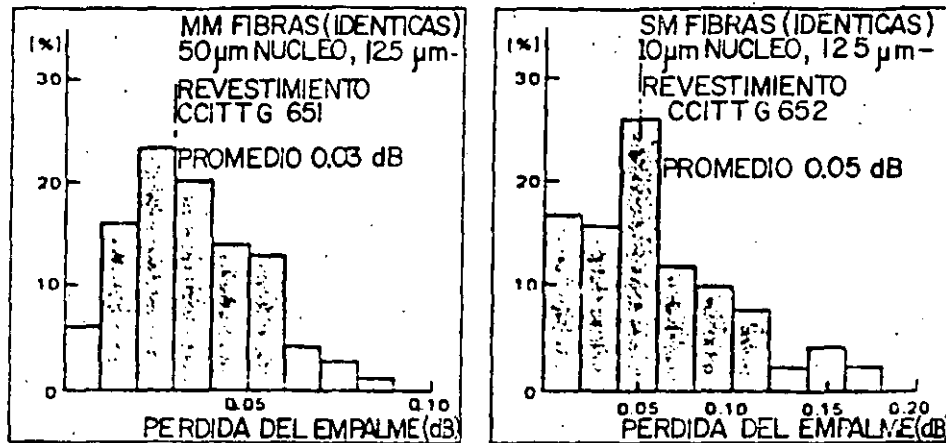


Fig. 7.20 Pérdidas de empalme con la máquina Sumitomo 35.

durante la fusión. (interacción de impurezas en el calentamiento). Para aumentar la resistencia de la fibra y mejorar su confiabilidad, se usan dos principios básicos:

- 1) Se mejora la resistencia antes de la fusión .

Un método consiste en usar fibras con recubrimiento primario fusionable (SPC). Como no es necesario quitar el recubrimiento primario, se evitan las fisuras que esto represente. Usando fibras SPC la resistencia a la tensión tiene un valor promedio de 1.2 kg.

También se quita el recubrimiento plástico por medio de ácido sulfúrico concentrado caliente. El empalme se realiza con una microflama de hidrógeno-clorino, obteniendo una re--

Tabla (7.2) Características de protectores de empalme

Refuerzo	Variación en la pérdida de empalme -20°C-60°C dB/5 emp.	Tiempo de trabajo (minutos)	Resistencia a la tensión (kg)	Características
Tubo termocontractil	0.02	4	1.7 - 2.4	Facilidad para: de terminar condiciones de refuerzo y construcción de máquinas requeridas.
Sandwich	0.18	2	1.6 - 2.3	Capacidad para automatizar la operación
Plastico moldeado	0.3	4	0.7 - 2	Protector pequeño Máquina complicada

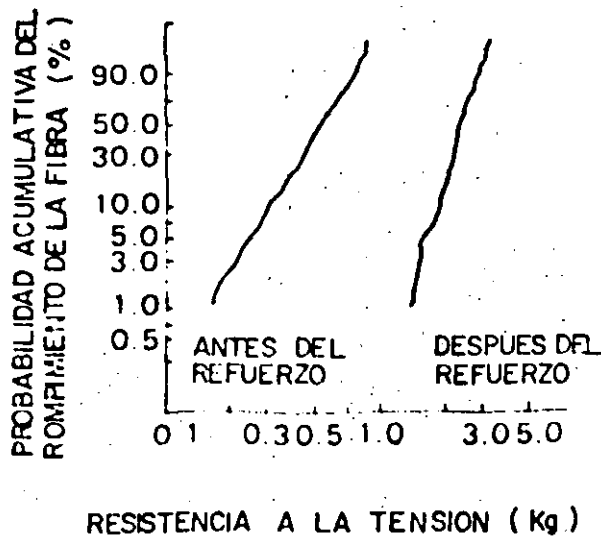


Fig. 7.22 Resistencia a la tensión del protector de tubo térmico.

Algunos modelos de empalmadores tienen integrado el dispositivo calorífico necesario para el encogimiento del protector de tubo. También existen en el mercado estos dispositivos como unidad individual, en la figura (7.23) se tiene un modelo fabricado por Sumitomo donde se realiza automáticamente el encogimiento del tubo térmico. Además realiza automáticamente la prueba de tensión en el empalme a fin de reducir la probabilidad de ruptura en el futuro y lograr más alta confiabilidad. A continuación se dan en la tabla (7.3) algunos valores que el fabricante suministra después que se ha colocado el refuerzo de tubo termocontractil.

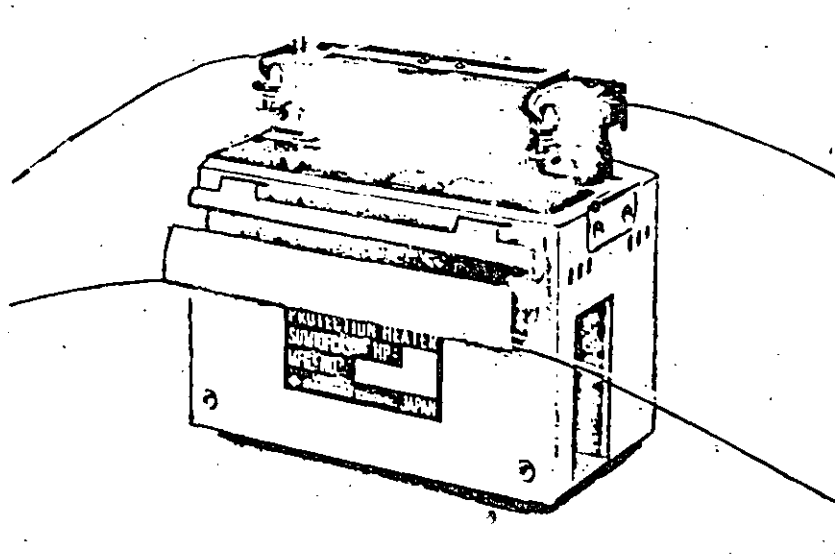


Fig. 7.23 Fuente térmica automática para el refuerzo del empalme.

Tabla 7.3 Probabilidad de ruptura en el refuerzo de empálme.

Resistencia a la tensión después del refuerzo 2.2 kg. promedio

Fuerza de tensión en HPA-3	180g	200g	230g	260g
Probabilidad de ruptura en la prueba	0.6%	0.9%	2%	3%
Probabilidad de ruptura durante 20 años	10^{-4}	10^{-5}	10^{-6}	10^{-7}

7.4.2 Cierre o Caja de Empalmes.

Para unir tramos de cable óptico, se empalman las fibras por fusión y se coloca el protector o refuerzo del empálme. Posteriormente es necesario envolver o encerrar al conjunto de fibras en una estructura que de a la unión las propiedades funcionales del cable original. Esto se obtiene, por medio de lo que se conoce como cierre o caja de empalmes

Existen una gran variedad de cierre de empalmes de acuerdo a diferentes aplicaciones, por ejemplo para uso en líneas de centrales o abonados, pudiendo ser de paso o derivación. También los tipos de instalación del cable (aéreo, bajo tierra y submarino) obligara a diseños y materiales que respondan a las características ambientales.

Así se tiene que por el factor agua o humedad, las condiciones a que se somete el cierre de empálme son diferentes para instalación aérea que para bajo tierra. Para el cable

aéreo, el agua se puede infiltrar al cierre de empalme cuando existe lluvia o neblina, sin embargo, el efecto no es muy marcado. Por el contrario el cable bajo tierra puede encontrarse dentro de agua por periodos largos. Esto se presenta en los pozos de trabajo donde suele instalarse el cierre de empalmes que puede ser muy afectado por el agua. Para evitar tal inconveniente el cable se rellena con un gel que impide la penetración de agua y el cierre de empalme debe ser hermético, y se suele colocar dentro de pequeñas bolsas de sal para absorber la humedad, así como algún tipo de papel que indica aumento de humedad al cambiar de color.

Algun tipo de cable óptico en lugares del relleno de gel, usa gas presurizado, por lo que el cierre de empalme se adapta a ello. Es importante que el cierre de empalme facilite operaciones futuras de reabrir, reempalmar, derivar etc. En las figuras 7.24 y 7.25 se muestran modelos usuales de cierre y caja de empalmes.

7.5 EMPALME MECANICO.

Para empalmar fibras por medios mecánicos existe una variedad considerable de métodos. Las operaciones que se realizan por lo general son: corte de los extremos por empalmar, alineamiento preciso del eje de las fibras y retención perdurable de la unión. En la tabla 7.4 se presentan los métodos típicos.

Con objeto de alinear las fibras la ranura en V parece ser la técnica mas simple y usual. La retención permanente, se logra con materiales adhesivos que tengan el mismo índice

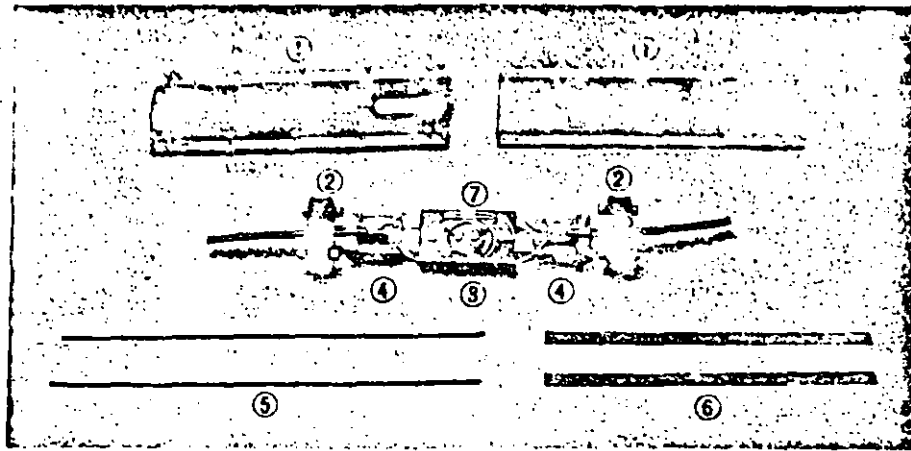
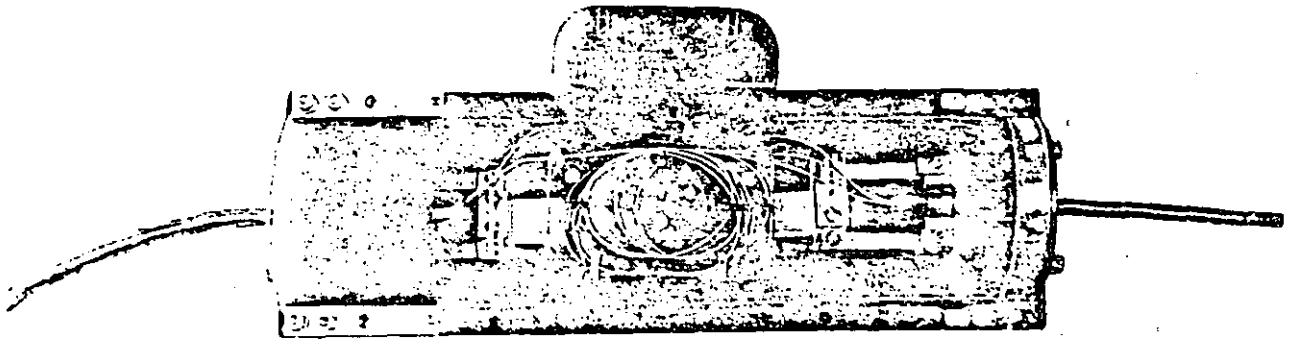


Fig. 7.24 Cierre de empalme.

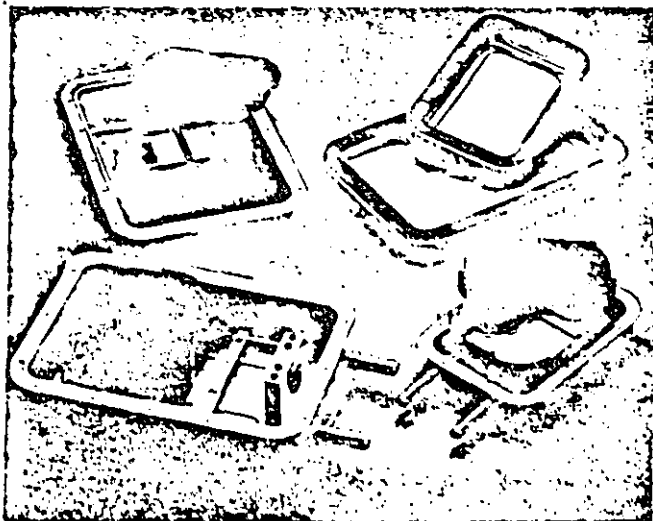


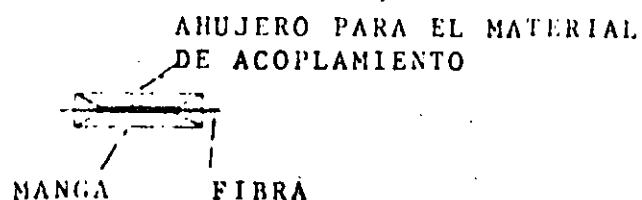
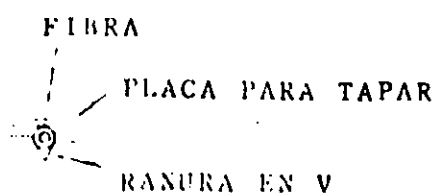
Fig. 7.25 Caja de empalme.

de refracción que la fibra, tales como cemento y expoles. Esto es necesario porque el material adhesivo se infiltra entre los extremos de la fibra. La degradación con el tiempo de los materiales adhesivos afecta las características de transmisión, lo cual constituye una limitante del empalme mecánico.

En la tabla 7.4 se dan algunas propiedades comparativamente entre dos tipos de empalmes mecánicos y el de fusión. En la figura 7.25 se muestra el costo por empalme que se obtiene comparando el empalme mecánico y por fusión.

Tabla 7.4 Propiedades de métodos de empalme.

Método	Pérdida en empalme	Dimensiones del refuerzo	Tiempo de empalme	Propiedades
Ranura en V	0.1 dB	4X6X30 mm	Grande	<ul style="list-style-type: none"> • Requiere habilidad • Variaciones potenciales de tiempo
Manga	0.3 dB	4X5X60 mm	Grande	<ul style="list-style-type: none"> • Difícil de operar • Variaciones potenciales de tiempo
Fusión	0.1 dB	3X3X60 mm	Corto	<ul style="list-style-type: none"> • Se requiere equipo sofisticado



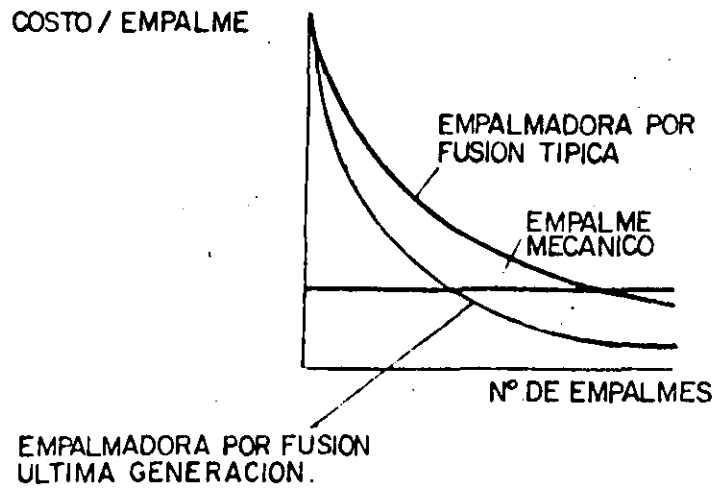


Fig. 7.26 Costo por empalme para método mecánico y por fusión.

MEDICION DE ATENUACION EN FIBRAS OPTICAS

1. INTRODUCCION.

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 necesario 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.

La atenuación se puede medir en forma manual o automática. Los métodos manuales son los que se usan en las aplicaciones comunes de campo, por lo que se describen en detalle. Los métodos automáticos, requieren de condiciones especiales para su aplicación como es el caso del fabricante de la fibra, a manera de ejemplo se presenta uno de ellos.

La potencia que originalmente se inyecta en la fibra, se propaga hacia el receptor, y se le conoce como señal directa. Las condiciones prácticas de propagación en una fibra, hacen que parte de la señal direc

ta regrese a la fuente óptica. La potencia que regresa, la componen señales de retrodispersión y reflexión. En base a lo anterior, existen dos arreglos para medir atenuación: 1) Técnica de los dos puntos, utiliza la señal directa y se conoce también como técnica directa; 2) Técnica de retrodispersión que se desarrolla en base a la señal que regresa. La técnica directa se describe en la parte inicial y la segunda técnica al final.

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 (manual o automático), se deben cumplir ciertos requisitos como son:

- a) Simple y rápido sobretodos 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 fabricante para poder contrastar ambos resultados.

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 $P(x)$ de cualquier longitud se puede expresar como:

$$P(x) = P_0 e^{-\alpha x} \quad \dots\dots (1)$$

donde P_0 es la potencia a la entrada, α 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.

Cuando la fuente de luz ilumina la fibra, tiende a excitar distintos modos y un grado diferente, dependiendo de las características de la fuente-fibra e interface de acoplamiento entre ambos. Los diferentes

modos que se excitan pueden ser de diferentes tipos por ejemplo de orden alto, de orden bajo, fugaces, etc., provocando que la luz se propague tanto en el núcleo como en el revestimiento.

2. 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 modos 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 viceversa. 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.

Quando 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 es-

tado estable, la razón de potencia de los modos con relación a la potencia de un modo de referencia, será independiente de la distancia longitudinal. En estas condiciones 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 transitorio.

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 evitar el error mencionado y con objeto de que la medición 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 con tres técnicas: 1) Natural, 2) De haz puntual, y 3) Artificial o de inducción.

Extracción de luz.

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, esto es especialmente cierto, cuando la cubierta plástica de la fibra, tiene material con un índice de refracción mayor que el del revestimiento.

3. DISTRIBUCION DE POTENCIA EN EL ESTADO ESTABLE.

La distribución de potencia que existe en la fibra, depende entre otras características de la distribución de potencia (patrón de radiación) de la fuente óptica, tal y como se muestra en la figura 1.

En la figura 2 se presente para cada una de las distribuciones de la figura 1, la atenuación en potencia que experimenta la señal óptica con la longitud de la fibra. Cuando la fibra es de longitud corta, es de notarse los errores en que se puede incurrir al interpretar la atenuación.

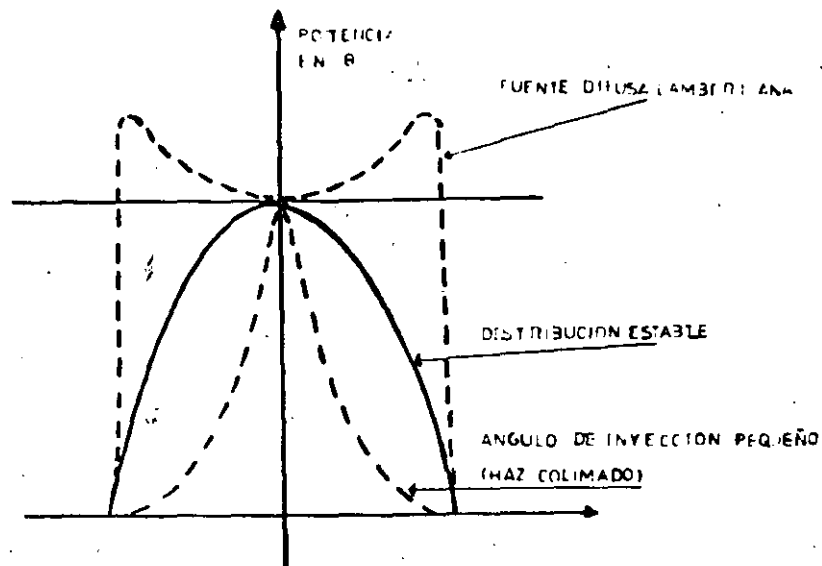


FIG. 1. DISTRIBUCIONES DE POTENCIA TÍPICA EN UNA FIBRA DE ÍNDICE DE ESCALÓN PARA SITUACIONES DIVERSAS

nuación en la fibra. Si la fibra se excita por un laser de modo único - con ángulo de inyección pequeño, las pérdidas de radiación en la fibra, serán menores que las que ocurren con una distribución estable de potencia, lo anterior se interpretaría como una fibra con atenuación menor. En el caso de excitación con una fuente Lambertiana difusa, se cubre toda la fibra, lo que provoca que se propaguen modos guiados y fugaces; - resultando al principio de la fibra una atenuación mayor que la del estado estable. Si se usara en la inyección de luz una distribución de po

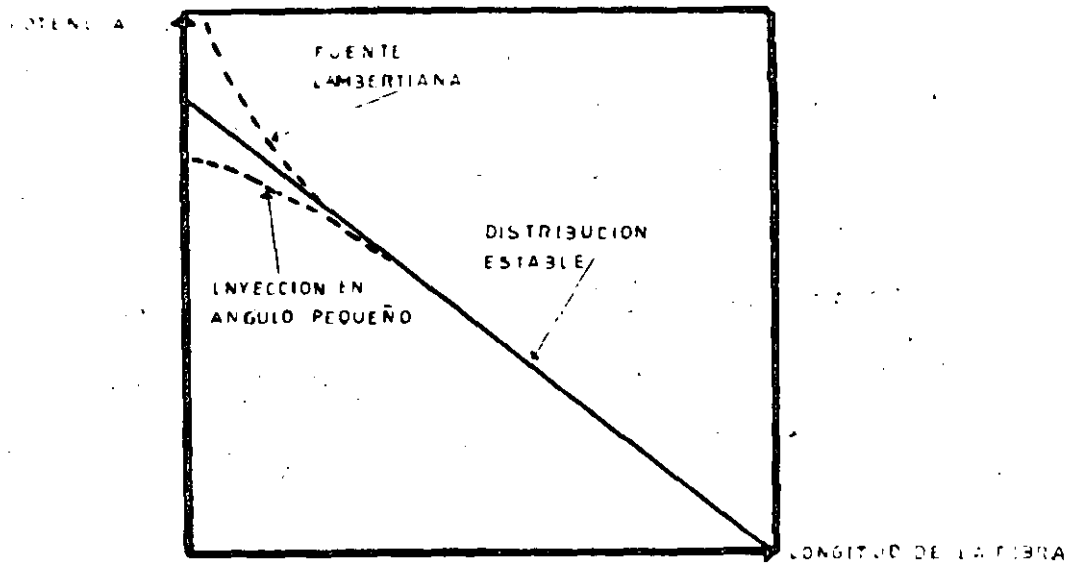


FIG 2 CURVA TÍPICA DE ATENUACION DE POTENCIA CON LA DISTANCIA PARA LAS DISTRIBUCIONES DE POTENCIA DE LA FIG. 5.)

tencia intermedia entre las dos anteriores, se obtendría una aproximación cercana a la distribución estable, lo que se puede lograr por medio de las 3 técnicas mencionadas y que a continuación se describen.

- a) Técnica Natural. Esta técnica es la forma ideal de obtener distribución estable de potencia, para lo cual se usa la propia fibra. Es decir, cuando la luz ha recorrido una distancia igual a la longitud de equilibrio se produce en forma natural el estado

estable. La longitud de equilibrio, depende del tipo de fibra empleada, y varía de centenas de metro a varios kilómetros; para la fibra multimodo de índice gradual empleada comunmente en telecomunicaciones, es alrededor de 2 km. En la figura 3 se muestran algunos resultados típicos para una fibra de índice de escalón. Cuando la distribución de potencia es simétrica respecto a $\theta = 0^\circ$, implica que la potencia es la misma en toda la sección transversal de la fibra, lo cual se da porque los distintos modos aún propagándose en diversos ángulos, tienen o han obtenido la misma potencia. Cuando la luz se inyecta con una fuente Lambertiana, las dos distribuciones de potencia obtenidas en la

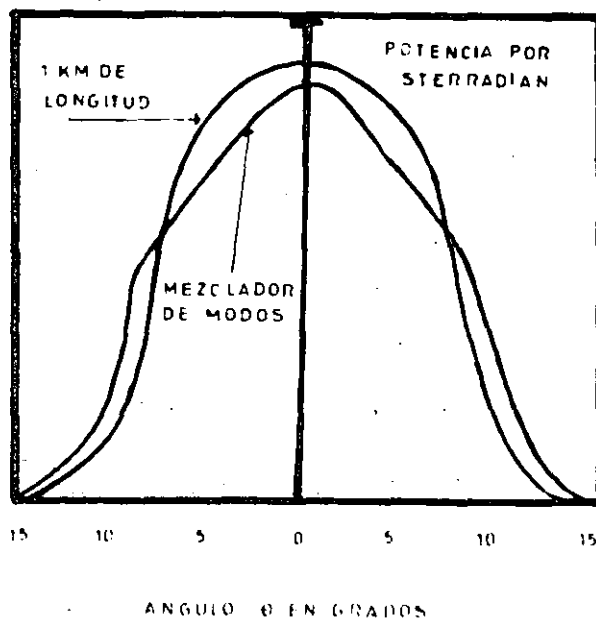


FIG. 3 DISTRIBUCIONES DE POTENCIA EN UNA FIBRA

fibra, se logran en una forma natural usando una fibra de 1 km. de longitud y la otra con técnica artificial por medio de mezclador de modos.

Al alcanzarse la distribución estable de potencia, la distribución angular de potencia en la fibra es esencialmente independiente del tipo de fuente, y de las condiciones de alineamiento en la inyección de luz. Como se observa en la figura 3, con las técnicas mencionadas se puede obtener en la fibra, una distribución de potencia que se aproxima al estado estable.

La manera práctica de realizar la técnica natural se muestra en la figura 4. La inyección de luz es a través de una fibra de longitud fija, conectada a la entrada de la fibra bajo prueba, y de longitud suficiente para asegurar que se alcanza la longitud de equilibrio.

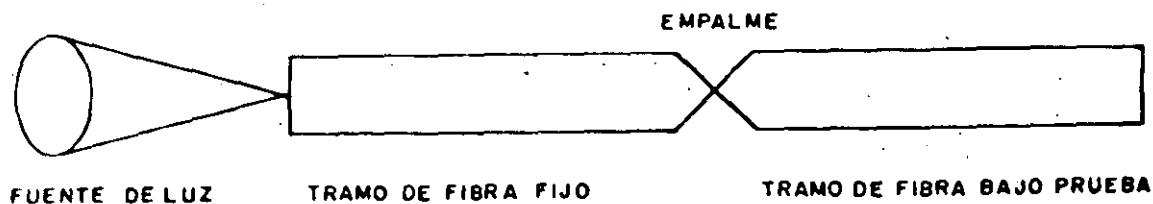


FIGURA 4.- OBTENCION DE DISTRIBUCION DE POTENCIA ESTABLE USANDO UN TRAMO DE FIBRA FIJO.

b) Técnica de Haz Puntual. A esta técnica también se le llama Espacio de Fase Limitada y se realiza con un arreglo como el de la figura 5. La luz de la fuente se enfoca al núcleo de la fibra por medio de un lente. Para que la excitación a la fibra de índice de escalón sea eficiente, el haz de inyección de luz, debe tener un tamaño y apertura numérica AN que se acoplen a la fibra. El tamaño del haz tiene que ser igual al radio del núcleo, y la apertura numérica del haz y de la fibra deben ser iguales. Los rayos de luz que inciden fuera del núcleo, se pierden. También se pierden los rayos que inciden en el núcleo en ángulos cuya AN es mayor que la AN de la fibra. En una fibra de índice gradual, la AN es función del radio, por lo tanto, para

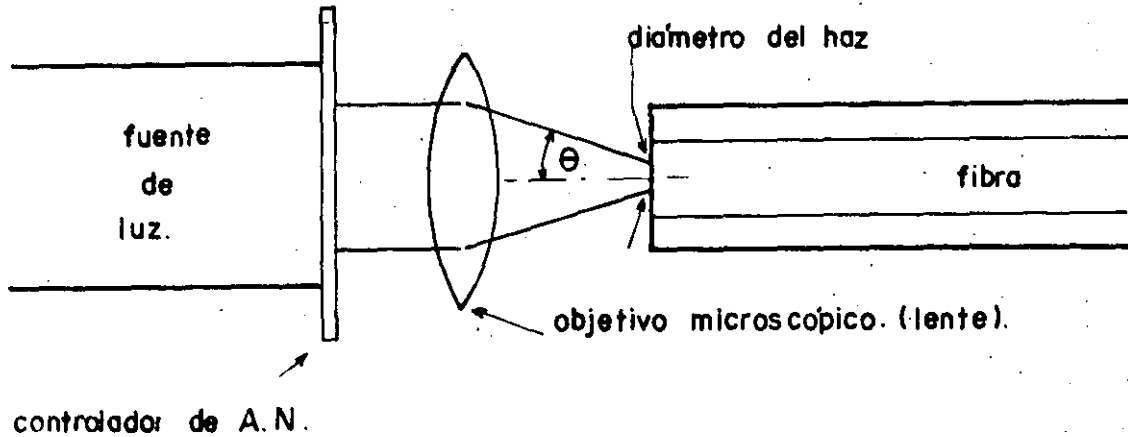


FIG.5 ARREGLO PARA LA TECNICA DE HAZ PUNTUAL.

que se acople adecuadamente, la AN del haz de inyección también debe ser función de su radio. En la práctica, es difícil lograr las condiciones anteriores, por lo que el esquema de medición - con la técnica de haz puntual, resulta un tanto complicado. De acuerdo a la Asociación de Industrias Electrónicas de Estados Unidos, el haz de inyección debe tener un diámetro y un ángulo de inyección que sean $70 \pm 5 \%$ del diámetro del núcleo de la fibra y de la apertura numérica respectivamente.

- c) Técnica Artificial o de Inducción. De las técnicas artificiales que han adquirido más popularidad se pueden mencionar: 1) Fibra Enrollada, 2) Fibra de serpentina y 3) Fibra en tramos. Las 3 técnicas usan simulador de modos equilibrado SME, que también se conoce como mezclador de modos MM. Para la obtención de las dos primeras técnicas; el SME se implementa con un tramo de fibra que se somete a perturbaciones mecánicas por medio de curvaturas. Estas deformaciones forzan el acoplamiento entre modos, y además, incrementan las pérdidas de los modos de orden alto, en esta forma se obtiene el efecto de un filtro de modos altos, produciéndose en forma rápida el estado estable. La tercer técnica se logra al introducir variaciones severas en el índice de refracción, para lo cual se empalman tramos de fibra con diferente índice de refracción.

La técnica de la fibra enrollada se obtiene como muestra la figura 6, la fibra se enrolla alrededor de un mandril liso, evi-

tando que haya traslape en las vueltas, la tensión no debe ser mayor que la que se necesita para que exista contacto entre fibras y con el mandril. Este SME, es sencillo y produce una distribución de potencia casi estable. Para lograr los mejores resultados, se debe cuidar la preparación en los extremos de la fibra y usar equipo óptico de precisión. El haz de inyección puede sobrellenar la fibra, es decir, se tolera que el diámetro del haz sea mayor que el del núcleo y que el ángulo de inyección exceda la apertura numérica de la fibra.

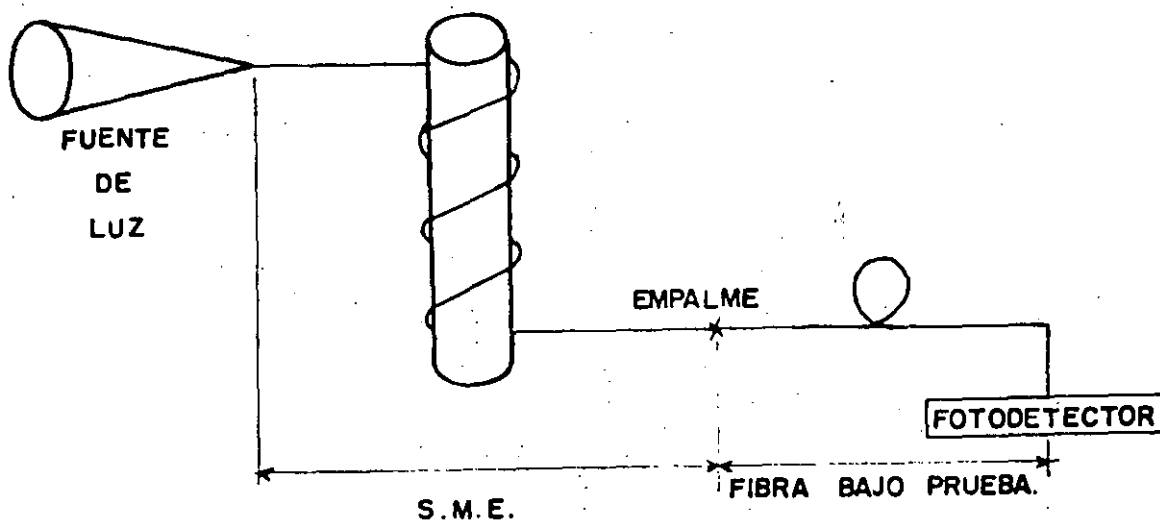


FIG.6 SIMULADOR DE MODOS EQUILIBRADOS TIPO FIBRA ENROLLADA.

En la figura 7 se presenta el arreglo de fibra en serpentina, se permite que el haz de inyección sobrellene la fibra. Esta técnica y la de fibra enrollada son aceptadas por la Asociación

de Industrias de Estados Unidos.

Técnica en Tramos Cortos, para lograr el SME Love propone un mezclador de modos como se muestra en la figura 8, se construye empalmando 3 tramos de fibra de longitud aproximada de 1 metro cada tramo. El primer y tercer tramo son de índice de escalón, el tramo intermedio es de índice gradual. Se reporta que el mezclador de modos tiene una pérdida aproximada de 1.5 dB.

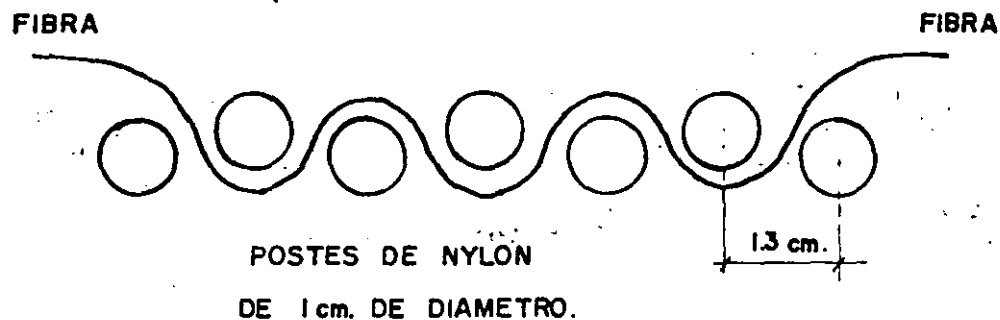


FIG.7 SIMULADOR DE MODOS EQUILIBRADOS TIPO FIBRA EN SERPENTINA.

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 escalón (figura 9). 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 8. Se sugiere que los 3 tramos de fibra empleada tengan 50 μm de diámetro en el núcleo, 125 μm de diámetro de revestimiento y 0.18 de apertura numérica.

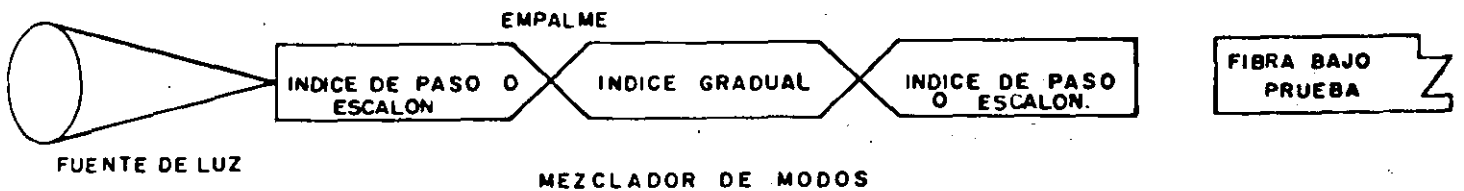


FIGURA 8 - MEZCLADOR DE MODOS FORMADO POR DOS TRAMOS DE FIBRA DE INDICE DE PASO Y UNA DE INDICE GRADUAL.

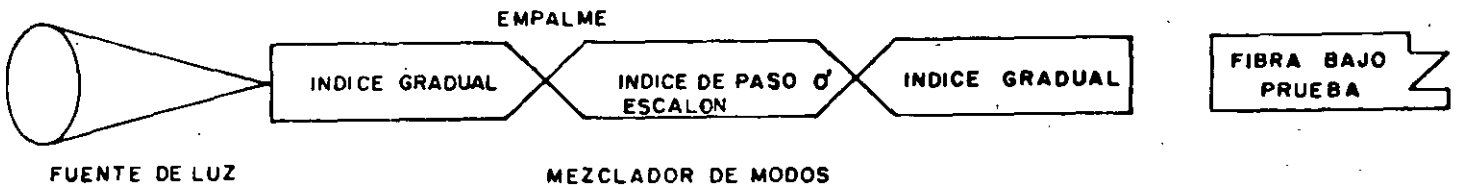


FIGURA 9 - MEZCLADOR DE MODOS DE PERDIDA BAJA FORMADO POR DOS TRAMOS DE FIBRA DE INDICE GRADUAL Y UN TRAMO DE INDICE DE PASO

Discusión de las Técnicas para lograr distribución de potencia estable.

La técnica natural es la más simple, y la que produce la distribución de potencia que más se acerca al estado estable. Tiene la desventaja, que la fibra utilizada debe alcanzar la longitud de equilibrio, que puede ser de varios kilómetros, representando un problema sobretodo cuando no hay fibra disponible. En el laboratorio es donde se puede usar con mayores ventajas, su gran longitud la hacen poco funcional para aplicaciones de campo.

Para lograr precisión en el control de modos, se debe emplear la técnica de haz puntual. Como el método se basa en condiciones estrictas de inyección de luz, el arreglo empleado es un tanto complicado y difícil de usar en el campo. Sin embargo, en el laboratorio resulta ampliamente usado.

La principal ventaja de los 3 tipos de SME que se emplean en la técnica artificial, es que usan tramos de fibra cortos. Además, la implementación del arreglo es sencilla, encontrando su aplicación ideal en el campo, aunque también es aceptable en el laboratorio. El inconveniente es que no existe un adecuado control de modos, y se ha dudado, que la distribución de potencia que produce sea aceptablemente estable. Sin embargo, al realizar mediciones de atenuación empleando la técnica de haz puntual y la de fibra enrollada, se han obtenido comúnmente diferencias menores de 0.1 dB/km.

Ya que previamente se trató lo referente a la extracción de luz del revestimiento, y a la obtención del estado estable, a continuación se analizarán dos métodos manuales para medir atenuación.

4. MEDICION MANUAL DE ATENUACION.

Para la medición manual de atenuación, generalmente se utiliza como medidor de potencia un multímetro óptico. Los valores se obtienen en decibeles dependiendo de la longitud de onda con que se transmita. A con

tinuación se describen dos métodos comunes para medir atenuación, que son el de inserción y el corte regresivo.

a) 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 10.A).

Medición en el extremo lejano. Para esta medición se abre en 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 10.B). En estas condiciones se obtiene la medición en el extremo lejano.

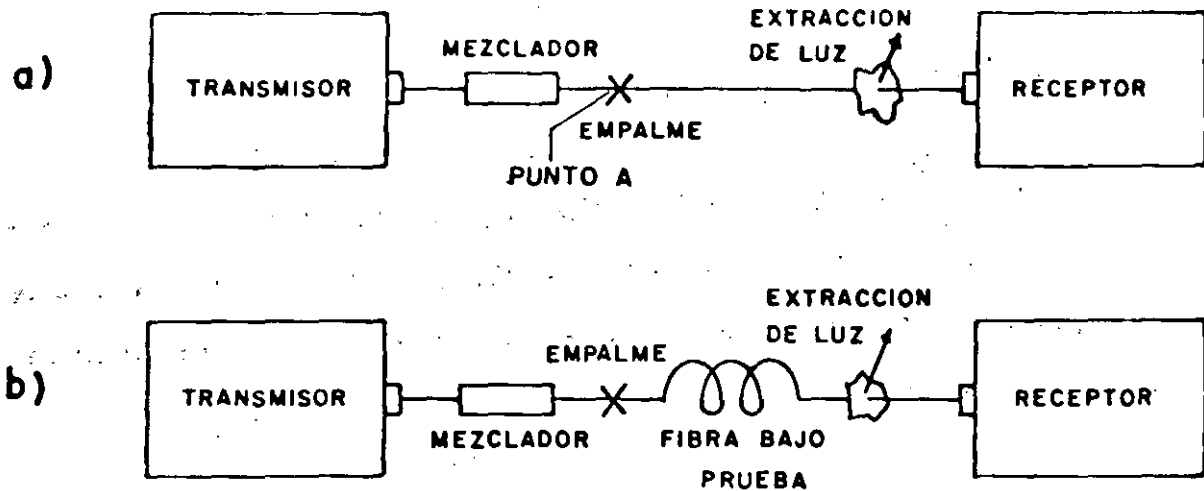


FIG. 10.- MEDICION DE ATENUACION POR EL METODO DE PERDIDA DE INSERCIÓN a) PARA EXTREMO CERCANO b) PARA EXTREMO LEJANO

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 décima de dB.

En el método de pérdida por inserción, es importante tener presente que la conexión más sensible es en el transmisor y 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 me-

dición en el extremo cercano que sirve de referencia.

b) 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 11.A).

Medición en el extremo cercano. En esta 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 11.B).

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

del extremo cercano, se pierden algunos centímetros de la fibra bajo prueba, ésto puede llegar a ser un problema cuando la fibra no tiene su suficiente longitud.

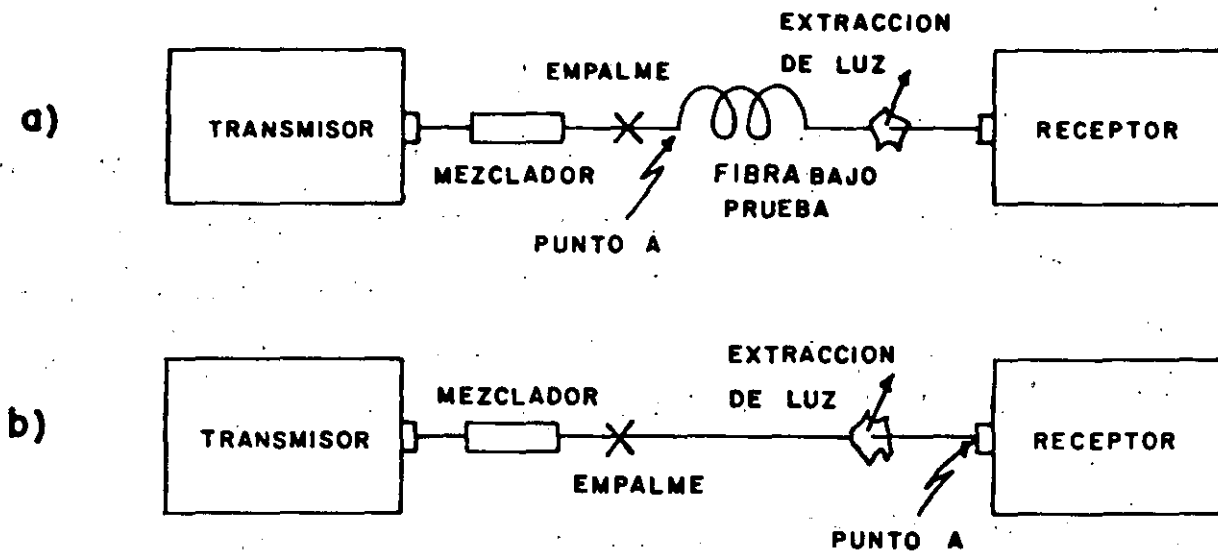


FIG. II .- MEDICION DE ATENUACION POR EL METODO DE CORTE REGRESIVO a) PARA EXTREMO LEJANO b) PARA EXTREMO CERCANO

Discusión de los métodos de Inserción y Corte Regresivo.

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 décimas 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 ventajas 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 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.

5. MEDICION DE ATENUACION EN FORMA AUTOMATICA

Los métodos automatizados para medir atenuación, se desarrollan cuando es necesario medir la atenuación de un gran número de fibras en poco tiempo. Esta situación se presenta generalmente en las empresas que manufacturan el cable de fibras ópticas, quienes implementan métodos, que se adapten a los requerimientos del tipo de cable y fibras que fabrican. A continuación se describe uno de tales métodos.

Existe un tipo de cable de fibras, que consiste de un cable principal, el cual está formado por 12 cables de cinta, cada uno con 12 fibras haciendo un total de 144 fibras, las cintas terminan en ambos extremos en conectores chip de silicón. El método es no destructivo y se basa en pérdidas por inserción, en la figura 12 se muestra el arreglo empleado.

La fuente óptica, es un laser de $G_a A \lambda_s$ estabilizado con realimentación que opera en $0.82 \mu m$, conectado a un tramo de fibra de inyección que mantiene una posición fija; cerca de cuyo extremo, se coloca un microposicionador $x - y$ sirve para que se monte un conector múltiple de dos salida, cada uno de las cuales con terminales para 12 cables de cinta. El microposicionador es controlado por una microcomputadora, para alinear el tramo de fibra de inyección con cada una de las fibras de las cintas. Una de las dos salidas del conector múltiple, sirve para monitorear el corrimiento del laser y la circuitería de recepción. La otra salida del conector múltiple pasa a través de un simulador de modos equilibrado SME tipo fibra enrollada, en ésta salida es donde se colocan las fibras que se requiere medir.

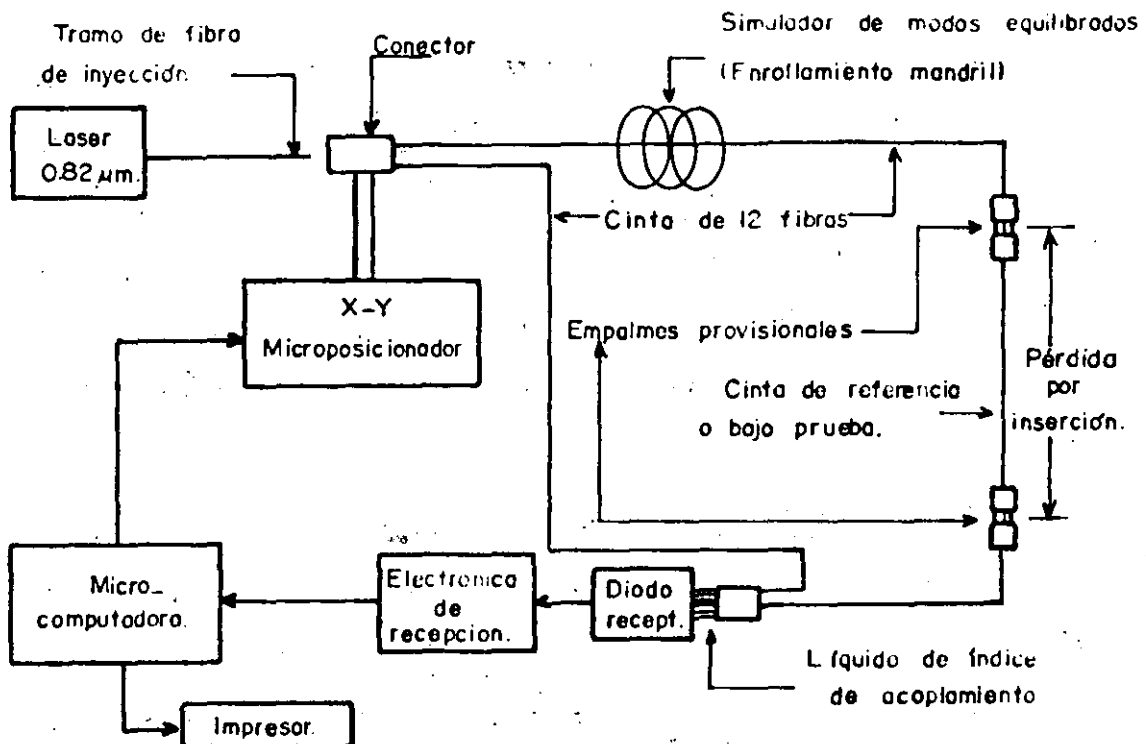


FIG.12 MEDICION DE ATENUACION EN FORMA AUTOMATICA.

Para la medición de la atenuación se realizan dos pasos:

1. Inicialmente se toma una medición de potencia de referencia, lo que se obtiene insertando un metro de cable de cinta. Esta medición se realiza para cada una de las fibras, registrando los resultados correspondientes.

2. El cable de cinta por medir se inserta en lugar del cable de referencia, y se mide la potencia de recepción asociada a cada fibra. La diferencia en dB entre la lectura 2 y la 1 de la atenuación en la fibra.

Para comprobar la exactitud del método, se midió la atenuación de

una misma fibra 10 veces, obteniéndose una desviación standard de 0.04 dB. Comparando el método automatizado con el método manual de dos puntos, en el primero resulta una atenuación mayor con valor promedio de 0.14 dB. Con el método automatizado expuesto, se pueden medir un cable con 144 fibras en una hora con una precisión de ± 0.4 dB. Para medir el mismo cable con el método manual de dos puntos, se requiere aproximadamente 24 horas.

6. MEDICION DE ATENUACION POR MEDIO DE REFLECTOMETRIA

Usando principios de reflectometría se puede medir la atenuación en una fibra óptica, también se pueden localizar fallas, así como medir la pérdida que introducen discontinuidades como conectores, empalmes, fisuras, etc. La medición de atenuación se realiza con un Reflectómetro Óptico en el Dominio del Tiempo RODT, con el que se determinan indirectamente las pérdidas como una función de la longitud de la fibra, la cual se calcula por medio de mediciones de la diferencia temporal en el recorrido de la señal directa y la reflejada compuesta. La señal reflejada compuesta está formada de las señales de reflexión y retrodispersión.

a) Reflectómetro Óptico.

El principio de operación del RODT es semejante al del radar. Como se observa en la figura 13 consiste de un fotomisor (láser) que envían pulsos periódicos de corta duración < 20 nseg a uno de los extremos de la fibra bajo prueba. Parte de la ener

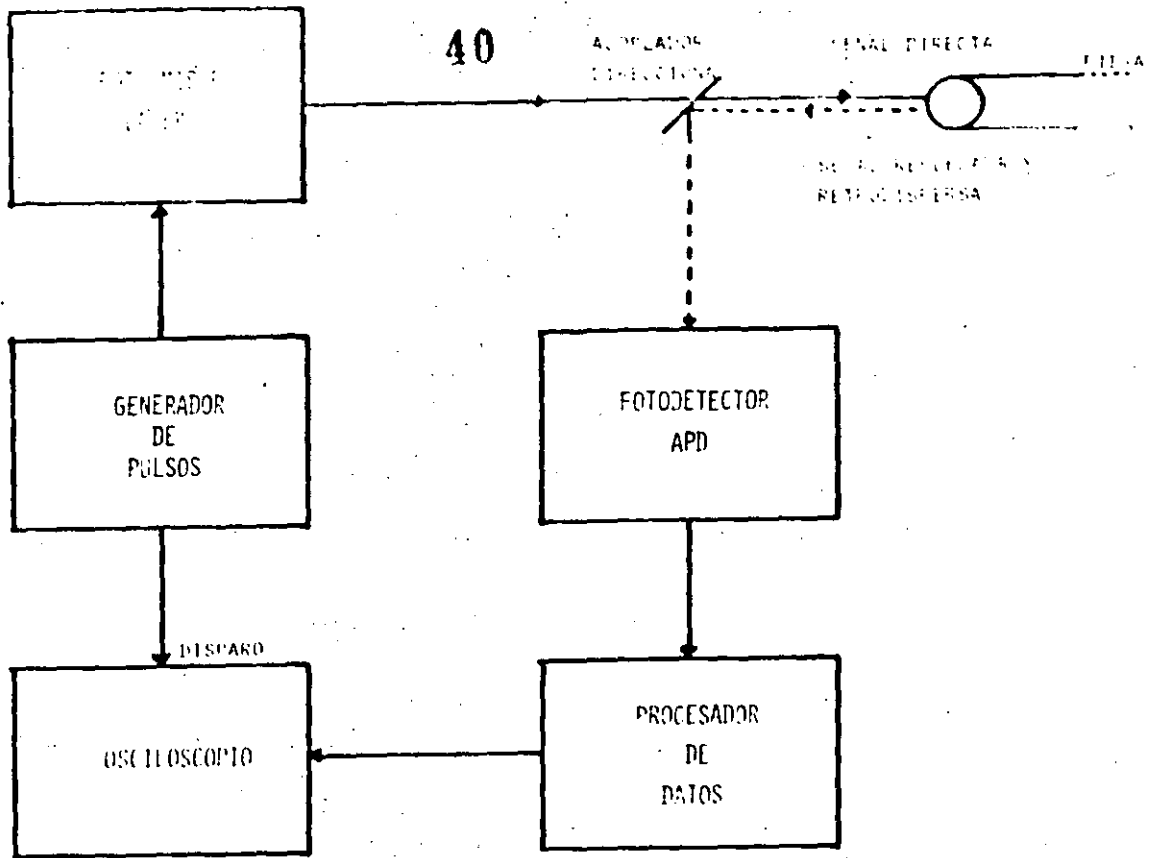


FIG. 15. DIAGRAMA BASICO DE UN ROFT

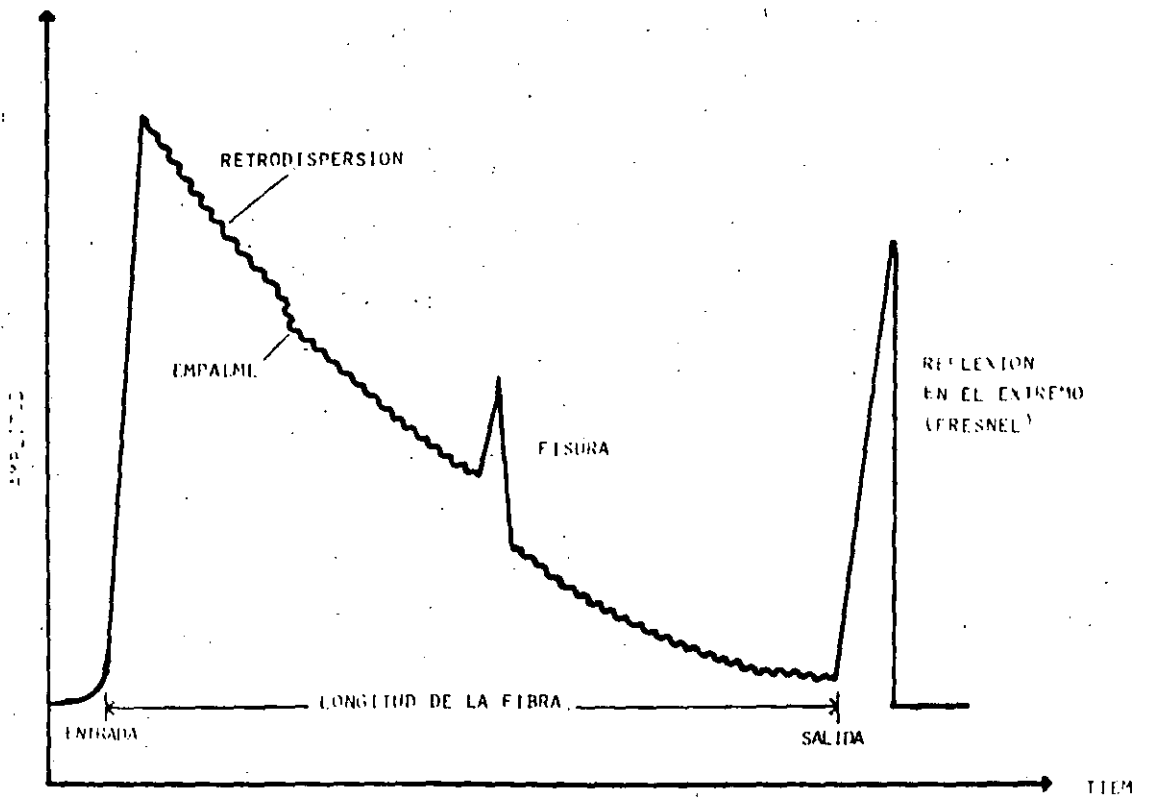


FIG. 16. SEÑAL QUE REGRESA COMO SE OBSERVA EN UN ROFT

gía de los pulsos regresa al mismo punto de entrada, con la ayuda de un acoplador direccional, la señal que regresa se detecta y se muestra en una pantalla de osciloscopio figura 14. La amplitud de la señal de reflexión compuesta depende de la pérdida de la señal como se observa en el eje vertical, en el eje de tiempo se representa la longitud de la fibra. En este caso se ha supuesto que en la fibra existe un empalme y una fisura. Los extremos de entrada y salida de la fibra se dan por los puntos A y B respectivamente. Cuando el extremo de salida de la fibra está abierta, se obtiene una fuerte reflexión que se caracteriza porque la señal de reflexión compuesta cae a la línea base del osciloscopio, como sucede también en el caso de una rotura total en la fibra.

Cuando la luz de la señal directa se propaga en la fibra, encuentra fluctuaciones microscópicas del índice de refracción que se deben a impurezas moleculares del proceso de fabricación de la fibra. Esto provoca dispersión de la luz en todas direcciones, resultando que una pequeña cantidad de la luz dispersa se propaga hacia atrás, es decir en dirección del fotoemisor. Esta señal se atenúa en la misma forma que la señal directa, por lo tanto, la señal de retrodispersión que aparece en el osciloscopio sirve para determinar atenuación en la fibra, además de localización de fallas y pérdidas por discontinuidades.

En las fibras de atenuación reducida que se fabrican actualmente, se ha demostrado que la función de retrodispersión es constante y

aproximadamente igual a:

$$\delta(z) = \frac{\alpha_d (AN)^2}{2n^2} \quad \dots (2)$$

donde α_d es el coeficiente de dispersión, AN es la apertura numérica, n es el índice de refracción del núcleo y z es la coordenada longitudinal. Suponiendo que el coeficiente de atenuación es constante e independiente tanto de la coordenada longitudinal como del sentido de propagación se tiene:

$$\alpha_{it}(x) = \alpha_{rt}(x) = \alpha_t \quad \dots (3)$$

donde $\alpha_{it}(x)$ y $\alpha_{rt}(x)$ son los coeficientes de atenuación total de los pulsos incidente y retrodisperso; $\alpha_t = \alpha_d + \alpha_a$ siendo α_a el coeficiente de absorción. En este caso, la potencia de retrodispersión $P(z)$ que llega a la entrada de la fibra, se reduce a la Ley de Beer que se puede expresar:

$$P(z) = \alpha_d b \frac{(AN)^2}{2n^2} e^{-\alpha_t z} \quad \dots (4)$$

La ecuación (4) determina la forma de la señal que se observa en el osciloscopio del RODT, es una curva cuya amplitud decrece exponencialmente de acuerdo a la longitud de la fibra, tal como se observa en la figura 15.

b) Medición de atenuación en la fibra.

Con un arreglo como el de la figura 1, se obtiene en el osciloscopio la figura 3 y con referencia a la línea base se determinan las amplitudes de voltaje V_1 y V_2 que corresponden a la entrada y a la salida de la fibra. La figura del osciloscopio es el resultado de la operación del fotodetector, el cual es un dispositivo de ley cuadrática; por lo tanto, la diferencia entre los niveles de voltaje se puede expresar en decibeles por

$$dB = 10 \log \frac{V_2}{V_1}$$

Considerando que la medición usa la señal de retrodispersión que es una señal tipo eco, que recorre el doble de distancia, por lo tanto, en la ecuación anterior se debe sustituir el 10 por 5 para compensar la atenuación doble. Entonces la pérdida que introduce la fibra estará dada por

$$dB = 5 \log \frac{V_2}{V_1} \quad \dots\dots (5)$$

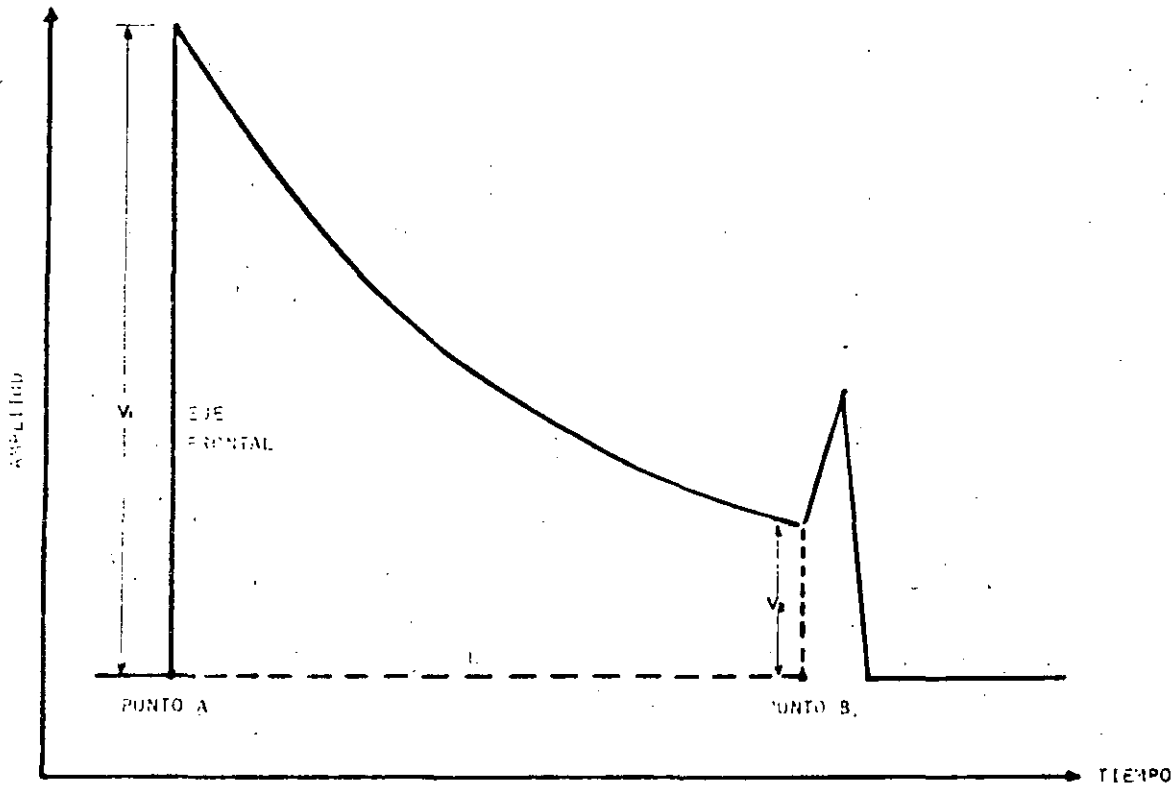


FIG. 15 MEDICION DE LONGITUD EN UNA FIBRA

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. Iowa, "Novel Mode Scrambler for use in optical fiber bandwidth measurements", Conf. Opt. Fiber Commun. Washington, D.F., March 6-8, 1979. Conf. Digest p. 188 paper THG2.
5. John E. Mcwintter, "Optical Fiber for transmission", John Wiley & Sons, New York, 1979.

6. L.C. Hotchkiss, "Automated loss measurement set for optical cable", Hewlett Packard Application Note.
7. R.L. Gallawa and D.L. Franzen, "Progress in Fiber Test Standards", Communication Spectra April, 1983.
8. P.R. Reitz, "Predicting Fiber Performance" Fiber Optics, February 1983.
9. F. Navarrete Montes de Oca, "Consideraciones para la localización de fallas en enlaces de Fibra Optica" Memoria de la Conferencia.
LAPINCON 84.

fibra óptica se pueden ver con claridad considerando las características particulares de los diferentes medios de transmisión.

Espacio libre

no es necesario
un medio físico

Económico, facilidad de reconfigurar, facilidad para comunicaciones móviles, facilidad de establecer enlaces en lugares de difícil acceso o sin infraestructura, comunicación multipunto

Gran susceptibilidad a interferencias electromagnéticas, espectro electromagnético limitado, privacidad pequeña, fuerte dependencia de las condiciones ambientales, sensibilidad limitada por el ruido térmico.

Cable eléctrico

Necesidad de
medio físico

Menos económico, menor facilidad para reconfigurar, se dificulta la comunicación móvil (restringido a pequeñas áreas).

Comunicación punto a punto, menor susceptibilidad a interferencias electromagnéticas.

Conductibilidad eléctrica, facilidad de transportar energía de AC, dificultad en emplearlos en medio explosivos y corrosivos, problemas de diafonía, mayor ancho de banda, problemas de bucles de tierra, mayor privacidad, sensibilidad al medio ambiente, sensibilidad limitada por el ruido térmico.

Fibra óptica:

Necesidad de un medio físico de característica dieléctrica

característica

ventaja

Eliminación de las
interferencias
electromagnéticas

Seguridad de alta calidad de transmisión, reducción de los costos de protección contra ruido, localización cercana a cables de potencia

Aislamiento
eléctrico

Eliminación de los problemas de bucles de tierra, travesía segura en zonas peligrosas, seguridad contra rayos.

Pérdidas pequeñas	{ Espaciamiento grande entre repetidoras, confiabilidad grande gracias al número pequeño de repetidoras
Ancho de banda grande	{ Capacidad grande de transmisión, eliminación de igualadores
Diámetro y peso pequeños	{ Reducción de costos de instalación y reparación
Estabilidad en medios severos	{ Confiabilidad alta de la transmisión, reducción de la protección contra el medio ambiente.

Otras características adicionales:

- 1.- Alta privacidad.
- 2.- Sensibilidad limitada por el ruido cuántico.
- 3.- Se facilita la movilidad en áreas reducidas. (gracias a su peso y dimensiones menores en comparación con el peso y dimensiones de los conductores eléctricos.)
- 4.- Derivaciones del medio es más complicada e introduce mayor atenuación en comparación con las derivaciones con cable eléctrico.
- 5.- Gran abundancia de materia prima S_1O_2 .
- 6.- Interferencias pequeñas entre fibras.
- 7.- Cableado de muchas fibras en un solo ducto.
- 8.- Mayor economía para enlaces mayores de 2Km y velocidades mayores a 2 Mbit/s.

Limitaciones:

- 1.- Como en el caso de cables eléctricos es necesario un medio físico de transmisión.
- 2.- Movilidad reducida en comparación a los sistemas de radiocomunicación.
- 3.- Mayor dificultad en comunicaciones multipunto.
- 4.- Relativa alta no linealidad de las fuentes ópticas.

COMPATIBILIDAD DE LOS ELEMENTOS OPTICOS CON LOS SISTEMAS DE COMUNICACIONES

Los elementos ópticos que contiene cualquier sistema de comunicaciones por fibra óptica son: fuentes ópticas, medio de transmisión - fibra óptica, empalmes y conectores, detectores ópticos (ver fig. 2). Los requisitos que deben de satisfacer los elementos ópticos para que sean compatibles con los sistemas de comunicaciones son:

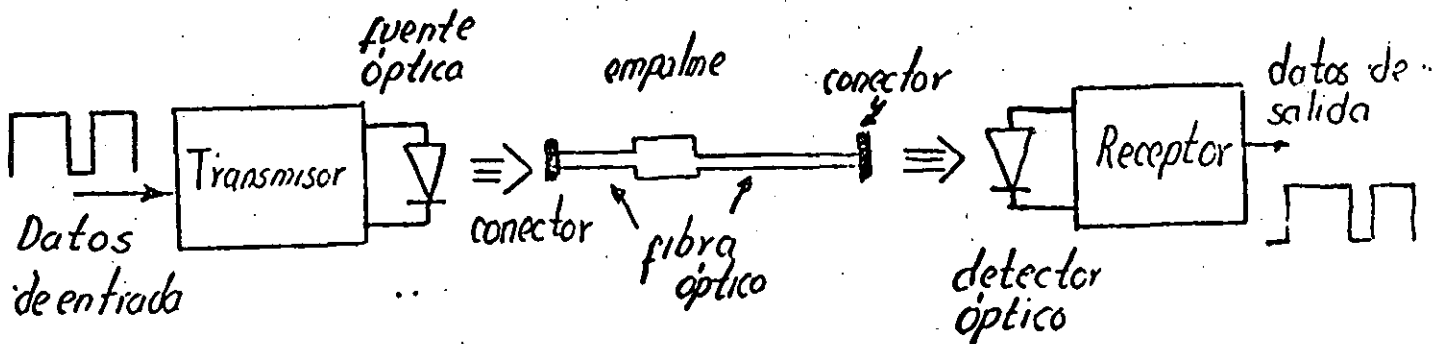


Fig. 2 Enlace por fibras ópticas

FIBRA OPTICA: MEDIO DE TRANSMISION

- 1.- Atenuación y distorsiones pequeñas
- 2.- Tamaño y peso pequeño
- 3.- Costo competitivo
- 4.- Baja sensibilidad al medio ambiente

CONECTORES Y EMPALMES OPTICOS.

- 1.- Tamaño
- 2.- Confiabilidad
- 3.- Atenuación
- 4.- Repetibilidad

FUENTES OPTICAS

- 1.- Tamaño pequeño
- 2.- Eficiencia alta

- 3.- Nivel adecuado de la potencia óptica de salida
- 4.- Vida útil larga
- 5.- Costos no excesivos
- 6.- Facilidad de modulación
- 7.- Capacidad de modulación a altas velocidades
- 8.- Ventana de las longitudes de onda compatible con las fibras ópticas y fotodetectores.
- 9.- Niveles de polarización adecuados
- 10.- Sensibilidad baja al medio ambiente

FOTODETECTORES

- 1.- Tamaño pequeño
- 2.- Robustez mecánica
- 3.- Vida útil larga
- 4.- Costos no excesivos
- 5.- Velocidad de respuesta alta
- 6.- Ventana compatible con la fibra y fuentes ópticas
- 7.- Eficiencia cuántica alta
- 8.- Sensibilidad óptica grande
- 9.- Niveles de polarización adecuado

ELEMENTOS OPTICOS

FIBRA OPTICA: Las fibras ópticas generalmente están construidas de vidrio o plástico y tienen un núcleo, a través del cual viaja el haz de luz, una cubierta óptica y uno a varios recubrimientos de protección. La geometría de la fibra óptica se muestra en la fig. 3.

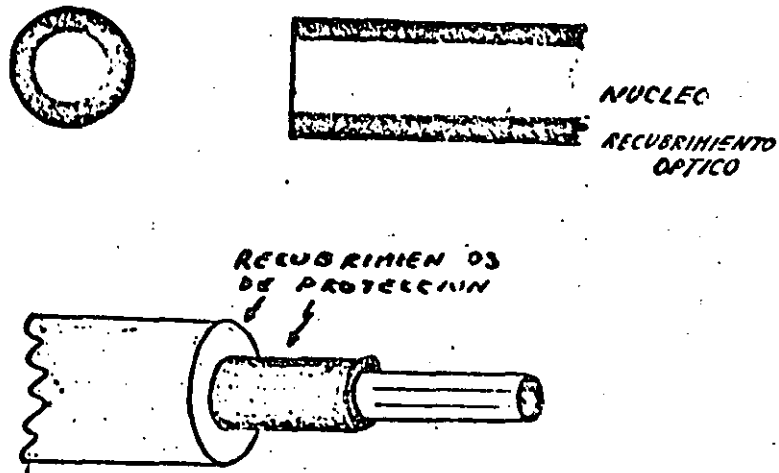


Fig. 3 Geometría de una fibra óptica

El principio de propagación de la luz en la fibra óptica es el de las reflexiones internas totales, y de una manera aproximada se puede describir con la ley de SNELL:

Un rayo de luz que viaja de un medio con índice de refracción n_1 a otro medio con índice de refracción n_2 , puede reflejarse, o refractarse o descomponerse en un rayo refractado y otro reflejado, dependiendo del ángulo de incidencia y de los índices de refracción de los medios de propagación.

$$n_1 \text{sen} \theta_1 = n_2 \text{sen} \theta_2 \text{ ----- Ley de Snell}$$

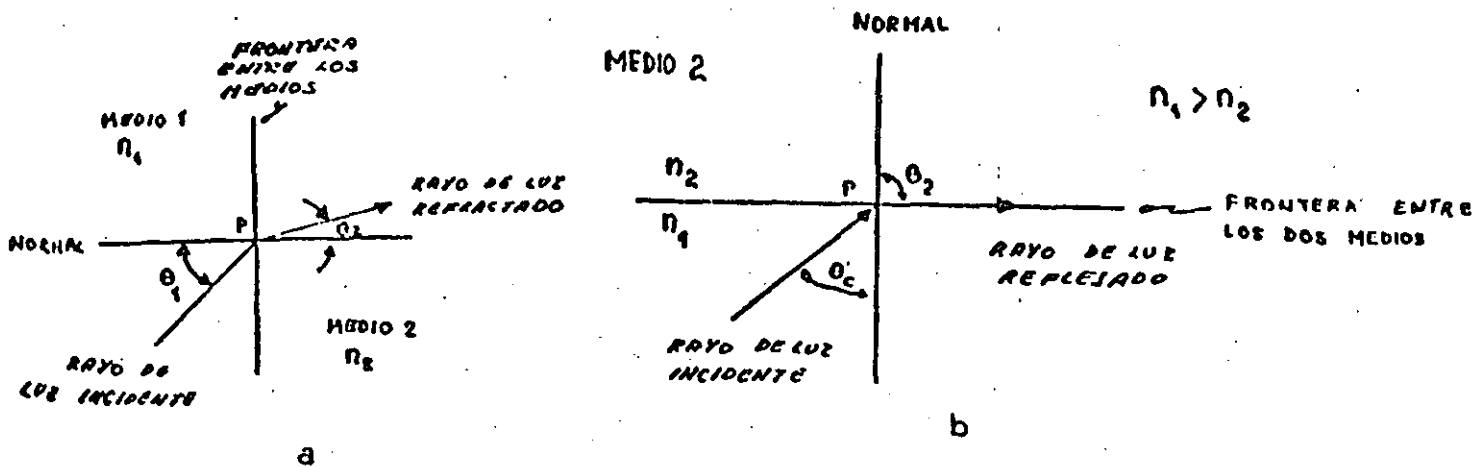


Fig. 4. Reflexión de un rayo de luz

Si $\theta_2 = 90$ El rayo viaja a lo largo de la frontera y esta condición exige que $n_1 > n_2$ (ver fig. 4.b). Al ángulo de

incidencia correspondiente se le denomina ángulo crítico. Si el ángulo de incidencia es mayor, el rayo incidente se reflejará totalmente con un ángulo igual al ángulo de incidencia. Lo anterior indica que todos los rayos que incidan con un ángulo mayor que el crítico reflejarán completamente, como se muestra en la fig. 5a. De la ec. de Snell el seno del ángulo crítico es igual a n_2/n_1 .

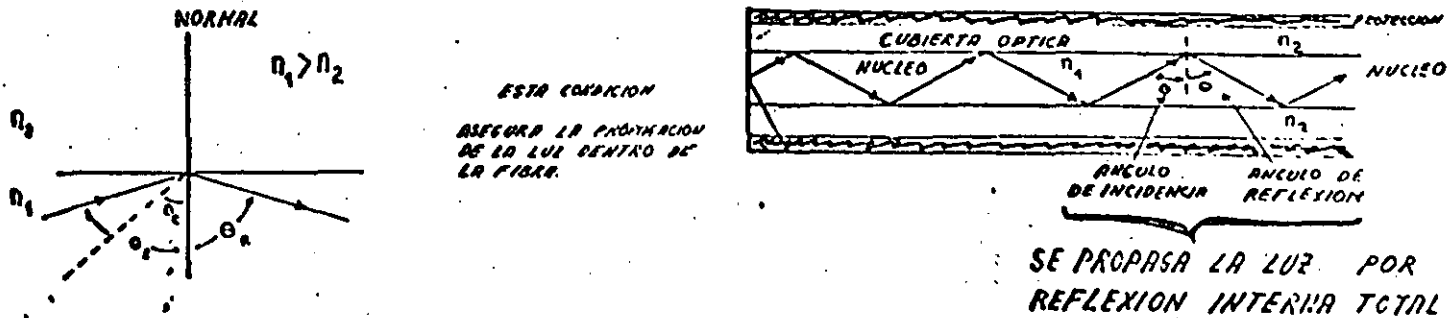


Fig. 5 Mecanismos de propagación de la luz en la fibra óptica

Si el rayo reflejado encuentra otra vez la frontera del medio 1 con el medio 2 (ver fig. 5.b), éste se volverá a reflejar con el mismo ángulo propagándose a lo largo del medio 1. Este es el mecanismo de propagación de la luz a través de las fibras ópticas.

La técnica en la fabricación de las fibras ópticas ha evolucionado rápidamente, y atenuaciones de 5 dB/Km que se podrían lograr a principios de los 70 se han disminuido a 0.2 dB/Km a principios de los 80 (ver fig. 6). El límite teórico es aproximadamente 0.01 dB/Km.

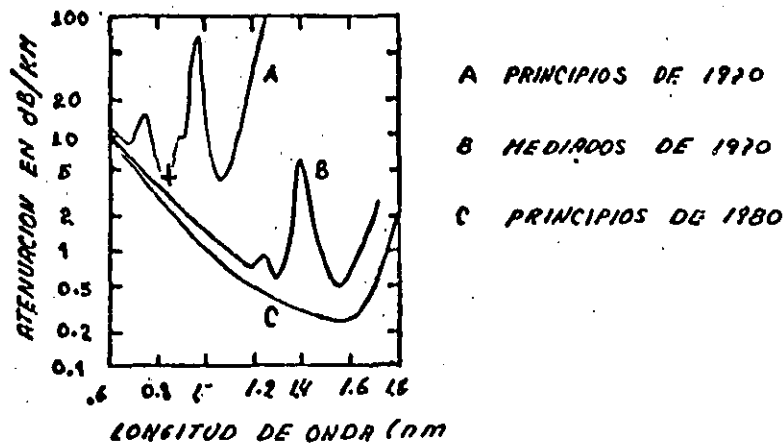


Fig. 6 Evolución de los niveles de atenuación en fibras ópticas

La atenuación de las fibras ópticas es prácticamente independiente de la frecuencia del mensaje transmitido. Esta es una diferencia fundamental con respecto a la atenuación de los cables coaxiales la cual es una función de la frecuencia (ver fig. 7).

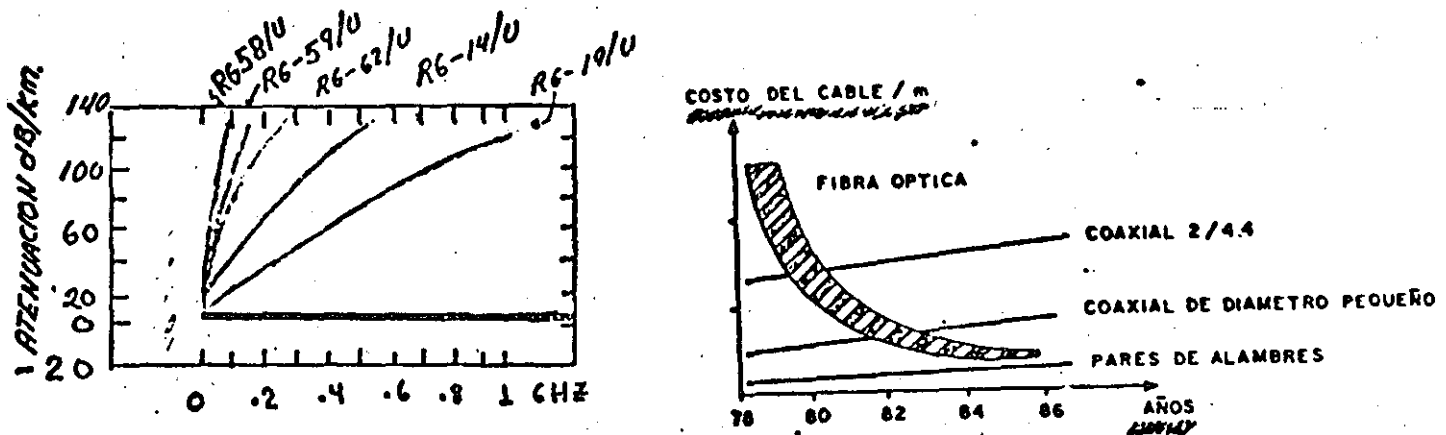


Fig. 7 a.- Comparación de la atenuación de cables coaxiales y fibra óptica, b.- evolución de los costos de la fibra óptica comparada con los cables coaxiales

TIPOS DE FIBRA

Para aplicaciones en sistemas de comunicaciones existen fundamentalmente 4 tipos de fibra óptica.

- 1.- Multimodo de índice abrupto
- 2.- Multimodo de índice gradual
- 3.- Monomodo de índice abrupto
- 4.- Monomodo de índice seccionado

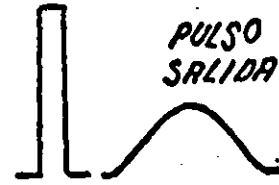
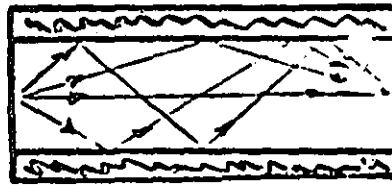
1.- Fibra Multimodo de índice abrupto

El perfil de los índices de reflexión, así como las diferentes trayectorias que siguen los rayos que emplean para viajar desde la fuente óptica al detector se representan en la fig. 8. A causa de los diferentes tiempos de llegada de los rayos, el pulso óptico se dispersa. A este tipo de dispersión se denomina dispersión intramodal.

SECCION
TRASVERSAL

PERFIL DEL
INDICE DE
REFRACCION

PULSO DE
ENTRADA



PULSO DE
SALIDA

TRAYECTORIA DEL HAZ

Fig. 8. Propagación en una fibra multimodo de índice abrupto

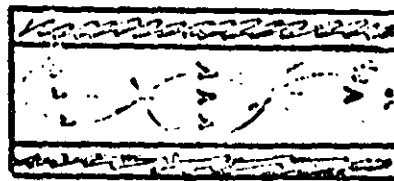
Una forma como minimizar esta dispersión, es contruir fibras con un perfil del índice de reflexión del núcleo con un máximo en el centro y un mínimo en la vecindad del recubrimiento óptico. Así la velocidad de los rayos en la vecindad del centro es menor que la velocidad de los rayos cuando están cerca de la frontera con la cubierta óptica. En la fig. 9 se muestra el mecanismo de propagación en una fibra multimodo de índice gradual, así como el perfil de los índices.

SECCION
TRANSVERSAL

PERFIL DEL INDICE
DE REFRACCION

PULSO DE
ENTRADA

50/12.5



PULSO DE
SALIDA

TRAYECTORIA DEL HAZ

Fig. 9 Propagación en una fibra multimodo de índice gradual

Otra forma de como reducir este tipo de dispersión es permitiendo la propagación de un solo modo. En este caso se tiene

una fibra monomodo como se muestra en la fig. 10.

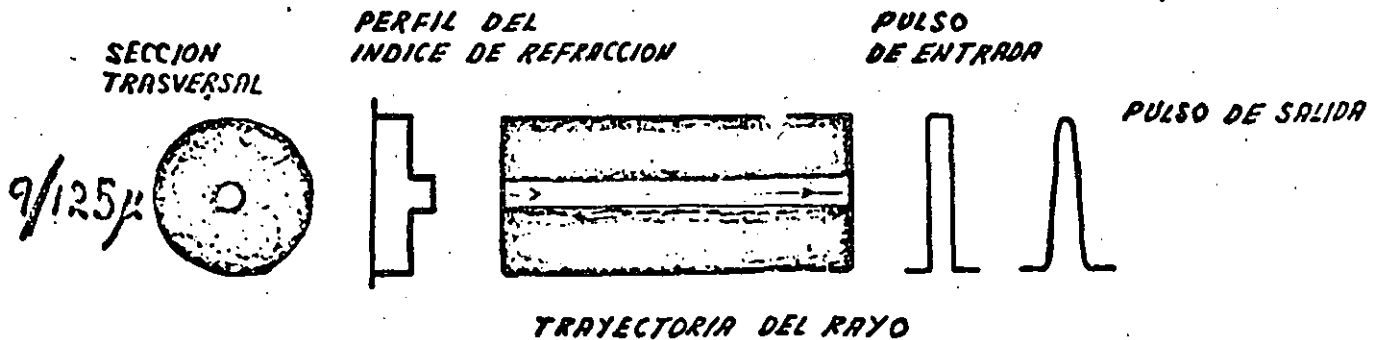


Fig. 10 Propagación en una fibra monomodo de índice abrupto

DISPERSION CROMATICA. El índice de reflexión y la constante de propagación son funciones de la longitud de onda de los fotones. Si la fuente óptica emite luz con un ancho espectral, entonces las diferentes componentes llegarán al extremo del receptor en diferentes tiempos dispersándose el pulso transmitido. A este tipo de dispersión se denomina dispersión cromática, ya que es función de la longitud de onda.

Una forma de minimizar este tipo de dispersión es emplear una fuente óptica de alta coherencia.

La atenuación y la dispersión cromática también son función de la longitud de onda. Se ha encontrado que la atenuación es mínima en la ventana de $1.5 \mu\text{m}$ (ver fig. 11a), pero la dispersión cromática es cero en la ventana de $1.3 \mu\text{m}$ (ver fig. 11b).

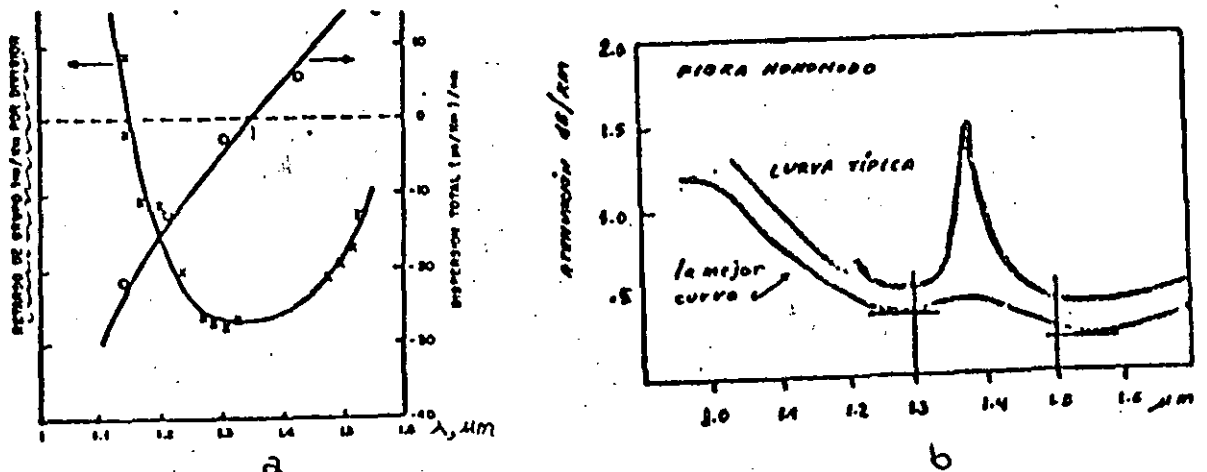


Fig. 11 Dependencia de la atenuación y dispersión de la longitud de onda

Casi todos los sistemas de comunicaciones de alta velocidad por fibra óptica funcionan en la ventana de 1.3 μm . Esto se explica porque se tiende a optimizar el uso de las características de atenuación y dispersión cromática que poseen las fibras en esta ventana.

Los métodos para emplear eficientemente la ventana de 1.5 μm y tener una dispersión cromática pequeña son: Emplear una fuente óptica muy coherente, emplear fibras ópticas especiales que tengan el punto de dispersión nulo en la ventana de 1.5 μm y no en la de 1.3 μm , esto se logra con un perfil especial del índice de refracción del núcleo. A este tipo de fibra se denomina fibra monomodo de índice seccionado.

En los inicios de las comunicaciones por fibras ópticas, la ventana en la cual las fibras ópticas tenían mínima atenuación fue la de 0.85 μm , a esta ventana se le denomina primera ventana.

De acuerdo a lo anterior, existen tres ventanas para los sistemas de comunicaciones por fibra óptica: 0.85 μm , 1.3 μm y 1.5 μm . Todas estas ventanas están en la región del infrarrojo. También se puede usar fuentes ópticas en la región visible, pero las fibras ópticas tendrán mayores niveles de atenuación y de dispersión, por lo que su empleo es recomendable en enlaces cortos ($< 1 \text{ Km}$) y a bajas velocidades de transmisión ($< 1 \text{ Mbit/s}$).

EMPALMES Y CONECTORES. Los empalmes son uniones permanentes de tramos de fibras ópticas y pueden construirse por medio de fusión o con ayuda de pegamentos. Los conectores son uniones removibles entre la fibra óptica y las fuentes o detectores ópticos.

FUENTES ÓPTICAS. Existen dos tipos de fuentes ópticas compatibles con los sistemas de comunicaciones: diodos emisores de luz (LED), diodos láser (LD). Cada uno de estos tiene características particulares que los hacen más adecuada para una determinada aplicación.

DIODOS EMISORES DE LUZ. Existen dos mecanismos de emisión de fotones una espontánea y la otra estimulada. La emisión espontánea tiene lugar cuando electrones de un semiconductor pasan sin ningún estímulo externo de un estado excitado a un estado de reposo. La diferencia de energías entre la banda de conducción y la banda de valencia es igual a la energía del fotón emitido, y por lo tanto la separación entre la banda de conducción y valencia determina la longitud de onda del fotón.

Para disponer de una fuente altamente eficiente es necesario tener algún mecanismo de confinamiento de portadores de carga y otro mecanismo de confinamiento de fotones. El

confinamiento de electrones se logra al unir materiales p-p o p-n con barreras de potencial muy diferentes, a estas uniones se les denomina hetero uniones. Los LED y LD contienen dos uniones de este tipo, y por esto, algunas veces se les denomina de doble hetero union.

El confinamiento de fotón es se logra por medio de índices de reflexión de la misma forma al que se obtiene en las fibras ópticas. Una representación esquemática de una doble hetero union se muestra en la fig. 12

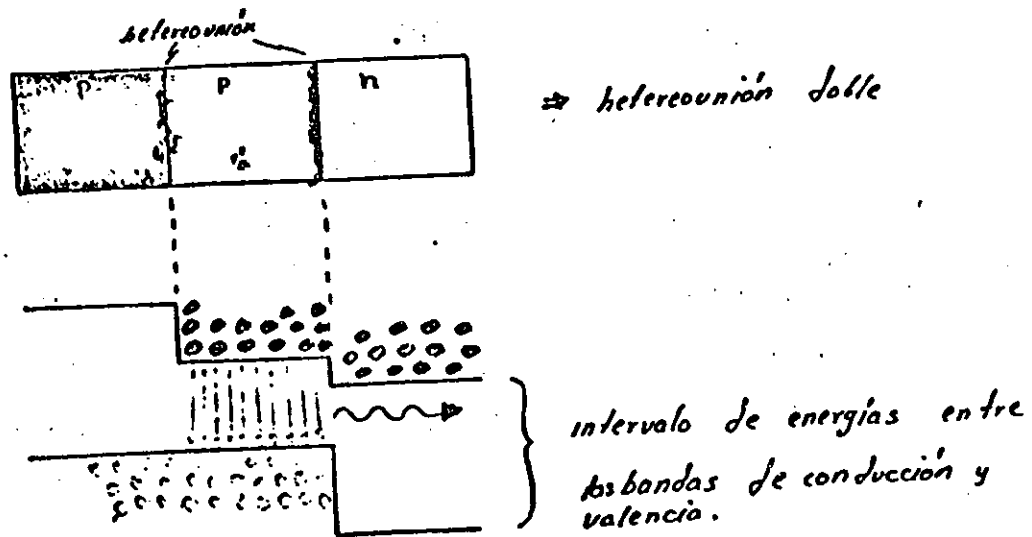


Fig. 12 Hetero union

Existen dos tipos de LED: el de perfil y el de superficie.

Como su nombre lo indica, el de perfil la emisión la hace a través del perfil de la zona activa (zona donde se generan los fotones). En el LED de superficie la emisión tiene lugar a través de una superficie de la zona activa.

Como la emisión de la luz es espontánea, el haz emitido es incoherente tanto espacial como frecuencial. El LED de perfil tiene mayores niveles de coherencia espacial, y también emite mayores niveles de potencia, pero su construcción es más complicada, lo cual se reflejó en que son más caros que los LED de superficie.

Debido que son fuentes incoherentes, este tipo de fuente son más compatibles con la fibra multimodo y para emplearse en velocidades de transmisión medias y bajas. Las características típicas del ancho espectral y de la potencia óptica de un LED se muestra en la fig. 13.

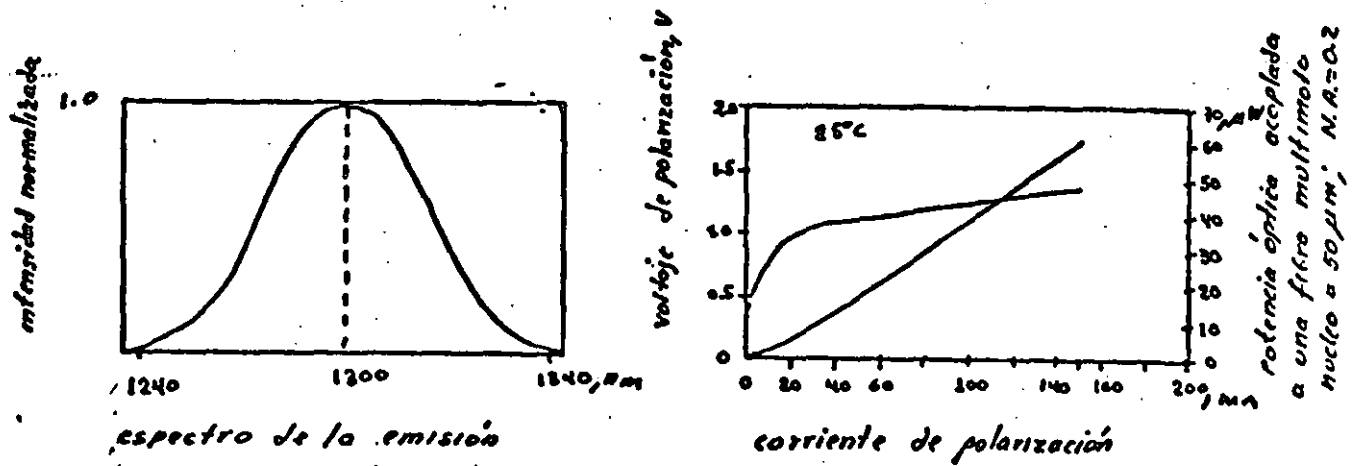


Fig. 13 Características de los LED: a. Espectro de la emisión, b. Potencia óptica acoplada a la fibra.

DIODOS LASER. Los LD emiten luz por el principio de emisión estimulada. La emisión estimulada surge cuando un fotón induce a un electrón que se encuentra en un estado excitado a pesar al estado de reposo, lo cual hace que emita un fotón, con la misma frecuencia y fase del fotón estimulante. Para el que número de fotones emitidos de modo estimulado sea mayor que el número de fotones emitidos espontáneamente y se compensen las pérdidas (fotones perdidos en forma de calor), es necesario por un lado tener una fuerte inversión de portadoras, la que se logra con un polarización directa de la unión, y por el otro una cavidad resonante, la cual selecciona cierto tipo de modos. La cavidad resonante se forma con espejos semirreflejantes obtenidos a partir de cortes especiales de la estructura cristalina del semiconductor. Un dibujo esquemático de un diodo láser se muestra en la fig. 14.

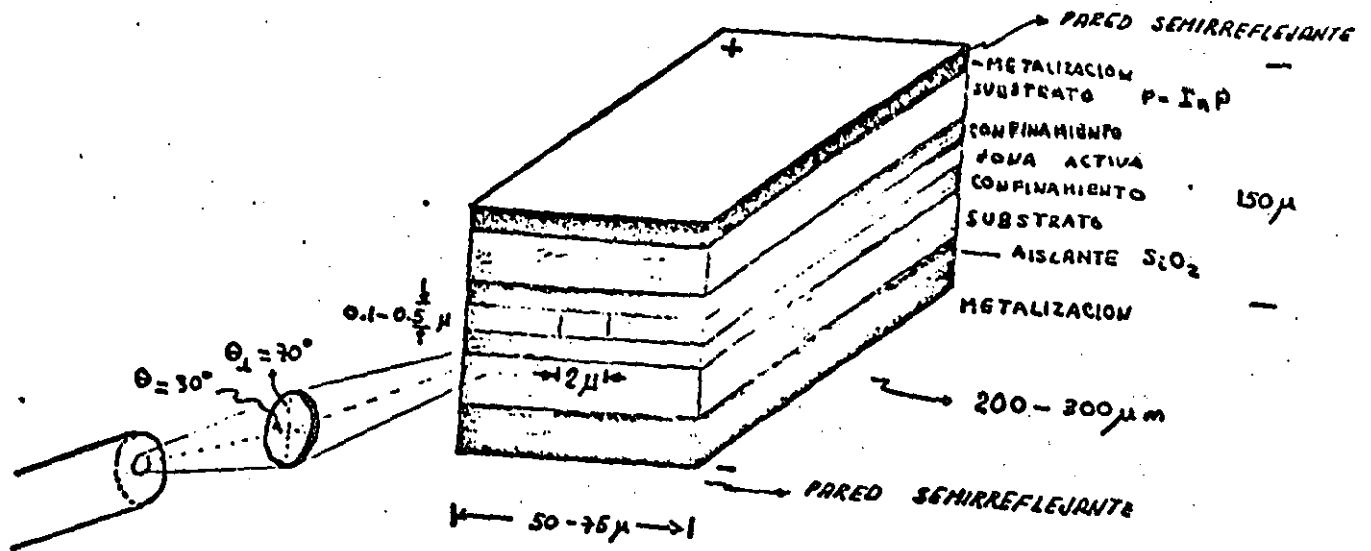


Fig. 14 Estructura de los diodos láser

Las propiedades de los espejos semirreflejantes son una función de la temperatura y de los niveles de potencia óptica manejados. Transitorios cortos 1 ns que posean un cierto nivel pueden degradar las propiedades de las superficies haciendo menos eficiente al diodo.

La necesidad de una inversión grande de portadores y las propiedades de la cavidad resonante hacen que la característica de salida (potencia óptica como función de la corriente de polarización) tenga un umbral a partir del cual se obtiene emisión estimulada, y que la característica sea función de la temperatura. La característica de salida de un LD se muestra en la fig. 15.

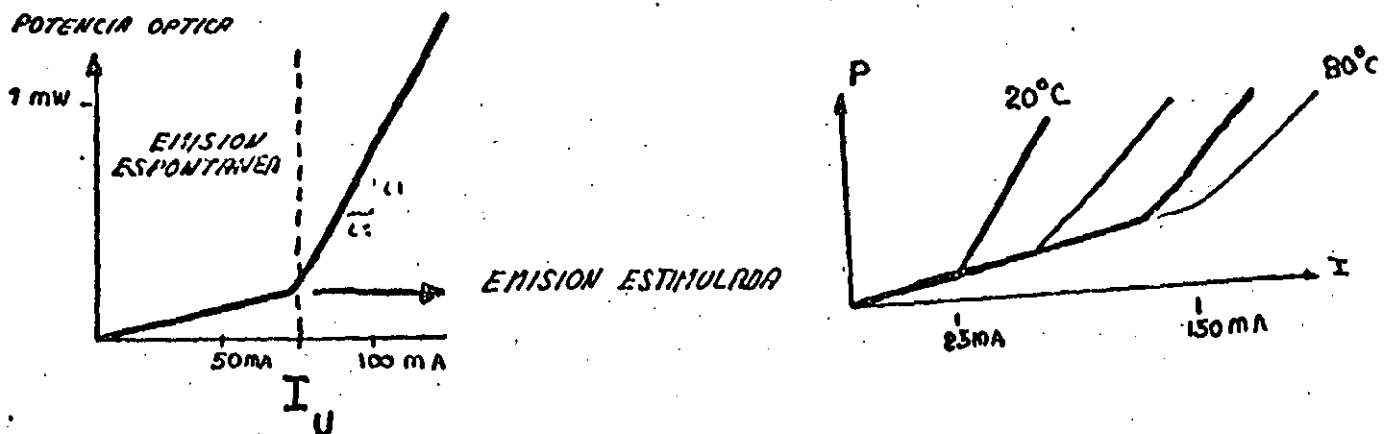


Fig. 15. a.- Característica de salida de los LD
b.- Dependencia de la característica de salida como función de la temperatura

COMPARACION DE LD Y LED

LED	LD
a.- emisión espontánea	a.- emisión estimulada
b.- haz no coherente	b.- alta coherencia tanto especial como frecuencial
c.- sencillos	c.- más complicados
d.- robustos	d.- alta sensibilidad a malas operaciones
e.- sensibilidad pequeña con respecto a la temperatura	e.- alta sensibilidad con respecto a variaciones de la temperatura
f.- baratos	f.- más caros
g.- menor potencia acoplada	g.- mayor potencia acoplada
h.- compatibilidad con fibras multimodo.	h.- compatibilidad con fibras multimodo y monomodo
i.- sencillez del transmisor	i.- circuitería del transmisor compleja
j.- velocidad mediana de modulación	j.- alta velocidad de modulación
k.- no tienen umbral	k.- tienen umbral

Estas características hacen a los LD más recomendable como fuentes ópticas para sistemas de comunicaciones con grandes separaciones entre repetidores y altas velocidades de transmisión. Se pueden lograr distancias de hasta 100 Km sin repetidores con velocidades de 1 GHz. Los LED son más compatibles con enlaces para distancias menores (<20 Km) y velocidades pequeñas y medianas (<34 Mbit/s)

DETECTORES OPTICOS. Existen dos detectores ópticos que son compatibles con los sistemas de comunicación fotodiodo PIN y fotodiodo de avalancha (APD).

Fotodiodo PIN. El fotodiodo PIN tiene una estructura de tres capas una P, otra Intrínseca y la tercera del tipo N, como se muestra en la fig. 16.

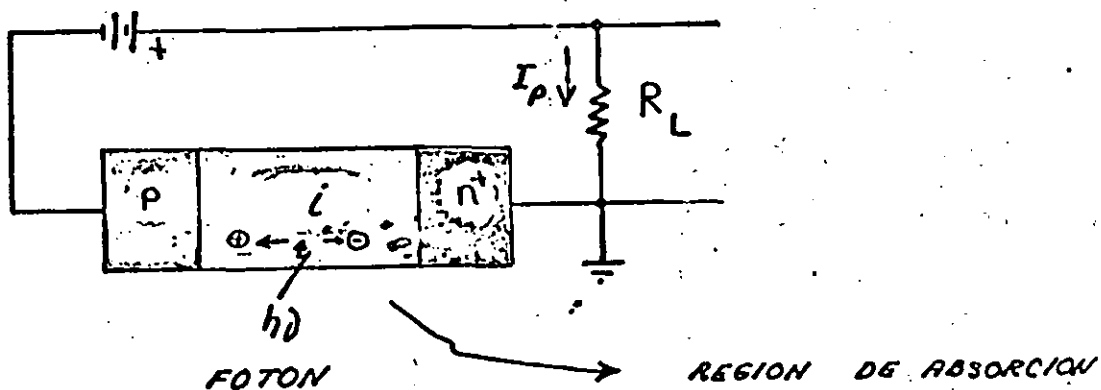


Fig. 16 Diodo PIN con su circuito de polarización

Al tener una polarización inversa, a través del diodo fluye una pequeña corriente generada por procesos térmicos, la cual se denomina corriente de oscuridad. cuando un fotón incide y llega a la zona intrínseca cede su energía al semiconductor. Esta energía puede transformarse en forma de calor o excitar a un electrón a que pase a banda de conducción generandose un par de portadores que por la acción del campo eléctrico presente se separan. Idealmente un fotón genera solo un par de portadores, por lo tanto no se presentan procesos de ganancia. En una situación real no todos los fotones generan par de portadores de carga, ni todos lo portadores de carga llegan al circuito externo. Una cantidad que nos relaciona el número de pares electrón-hueco generados al número de fotones incidentes se denomina eficiencia cuántica.

De acuerdo a lo anterior, el PIN se comporta como una fuente de corriente cuyo nivel es proporcional a la potencia óptica incidente. Aquí se debe considerar que el proceso de generación de portadores es un proceso estadístico y estas variaciones aleatorias en el tiempo se manifiestan como ruido, el cual se denomina ruido cuántico. Este ruido es el límite de la sensibilidad de los receptores ópticos, que a diferencia de los otros tipos de receptores el límite lo establece el ruido térmico.

El circuito equivalente de un PIN es una fuente de corriente en paralelo con la capacitancia de unión (más la capacitancia parásita de las terminales).

Fotodiodo de avalancha. El fotodiodo de avalancha tiene una estructura de 4 zonas a diferencia del PIN que sólo tiene 3, la unión N-P se hace entre dos semiconductores altamente

contaminados para generar una región de campo eléctrico muy intenso, tal que los fotoportadores adquieran mucha energía al pasar por esa región para que puedan generar otros portadores por el proceso de avalancha.

A diferencia del PIN a causa del proceso de avalancha habrá en el circuito externo más de un electrón por fotón incidente, por lo tanto, el APD es un dispositivo que tiene ganancia interna la cual es función del voltaje de polarización.

Los niveles de la fotocorriente pueden ser del orden de nA, por lo tanto, cuando se diseña al preamplificador óptico deben de considerarse las particularidades del circuito equivalente de los fotodiodos, para que el amplificador añada el menor ruido posible.

Al diseñar preamplificadores con APD, también se debe considerar que el proceso de avalancha es un proceso estadístico y este carácter estadístico se manifiesta como variaciones aleatorias en el tiempo del nivel de corriente. Estas variaciones del nivel de corriente se manifiestan como ruido.

COMPARACION DE PIN Y APD

Ganancia unitaria

Ganancia mayor que 1

Pequeña dependencia con la temperatura

Ganancia función de la temperatura

Bajos valores del voltaje de polarización (< 20V)

Valores relativamente altos del voltaje de polarización (40-200 V)

Ganancia función del voltaje de polarización.

No se requieren circuitos de protección

Se requieren circuitos de protección

De acuerdo a la comparación de las características observa que los receptores con PIN son más simples.

Los receptores con APD son más complicados ya que requieren fuentes de polarización de alto voltaje, circuitos de compensación de las variaciones de la temperatura, circuitos de protección. Pero tienen la ventaja de mayor sensibilidad (gracias a la amplificación de avalancha interna). Además al detector se le puede incluir un control automático de ganancia, los receptores con APD son más adecuados cuando se requiere optimizar la máxima distancia de transmisión sin repetidoras.

OTROS PROCESOS DE DETECCION

Existen otros métodos de detección de la señal óptica proveniente de la fibra. Estos métodos requieren de una fuente óptica de alta coherencia en la parte del receptor para que su salida se mezcle con la señal óptica proveniente de la fibra (como en el caso de los radiorreceptores superheterodinos). A estos métodos se les denomina coherentes por los requisitos exigidos al láser del transmisor y a la fuente que cumple las funciones de oscilador local. Estos métodos aún están en etapa experimental y su objetivo fundamental es incrementar (10-20dB) la sensibilidad de los receptores. Su aplicación fundamental sería en enlaces submarinos y de muy grande distancia sin repetidores.

De todo el análisis anterior se puede concluir que existen 5 generaciones de los sistemas de comunicaciones por fibra óptica. Estas 5 generaciones están representados en la fig. 17.

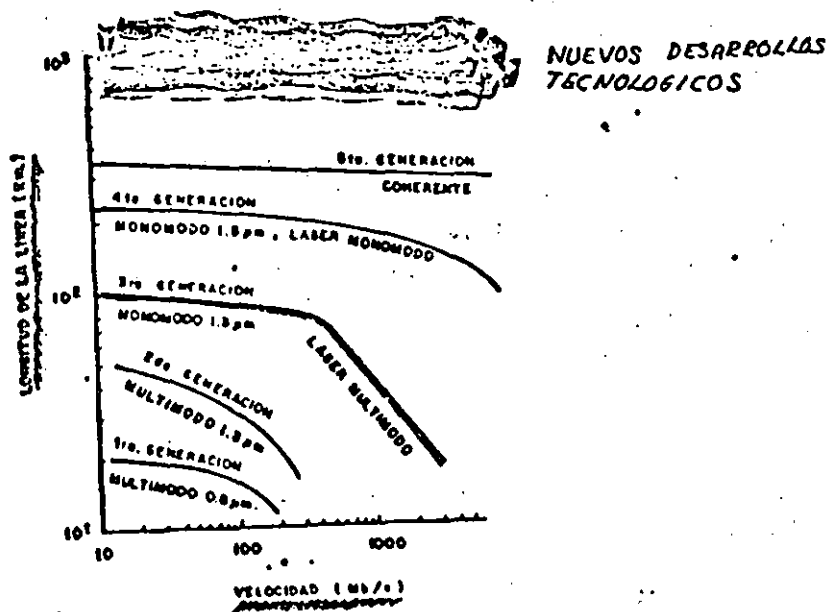


Fig. 17 Generaciones de los sistemas ópticos

DISEÑO DE SISTEMAS DE COMUNICACIONES POR FIBRA OPTICA: COMUNICACIONES PUNTO A PUNTO

- 1.- DADO UN CONJUNTO DE COMPONENTES Y NECESIDADES A SATISFACER
 - a.- Cálculo de niveles de potencia: sin repetidoras, necesidad de repetidoras

- b.- Análisis del tiempo de subida del sistema: ver si los requisitos del ancho de banda del sistema se satisfacen

LOS REQUISITOS BASICOS DEL SISTEMA A SER DISEÑADO SON:

- 1.- La distancia de transmisión deseada (o posible)
- 2.- Velocidad de datos o ancho de banda del canal
- 3.- Coeficiente de errores de bits (o relación señal/ruido)

PARA CUMPLIR ESTOS REQUISITOS SE ELIGEN

- 1.- Fibras multimodo o monomodo
 - a. Ancho de banda
 - b. Atenuación
 - c. Dispersión cromática, y/o multimodal
- 2.- Fuente óptica LED o diodo láser
 - a. Longitud de onda
 - b. Ancho del espectro
 - c. Potencia de salida
 - d. Velocidad de respuesta
- 3.- Fotodiodo PIN o de avalancha
 - a. Eficiencia cuántica
 - b. Longitud de onda de operación
 - c. Velocidad de transmisión
 - d. Sensibilidad

CONSIDERACIONES DEL SISTEMA

- 1.- ELEGIR LA LONGITUD DE ONDA 800 nm, 1.3 μm , 1.5 μm .

Si la distancia a transmitir no es muy grande elegir 800 nm

Si la distancia es grande elegir 1.3 μm o 1.5 μm (atenuación y dispersión pequeñas)

INTERACCION ENTRE TRANSMISOR - FIBRA OPTICA - RECEPTOR

Receptor con diodos PIN es más barato y menos complejo, más estable con respecto a variaciones de la temperatura, niveles de polarización pequeños (< 20 V), ganancia unitaria.

Receptor con APD - mayor sensibilidad, niveles de polarización mayores de 100V, alta sensibilidad a variaciones de la temperatura, mayor complejidad del receptor

PARA DECIDIR ENTRE LED O DIODO LASER SE DEBEN CONSIDERAR:

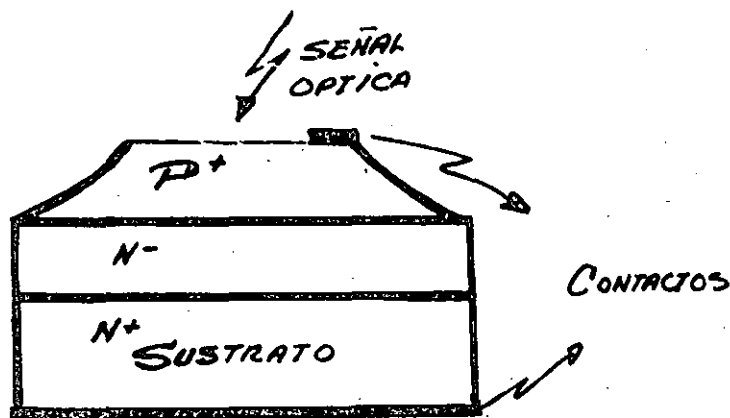
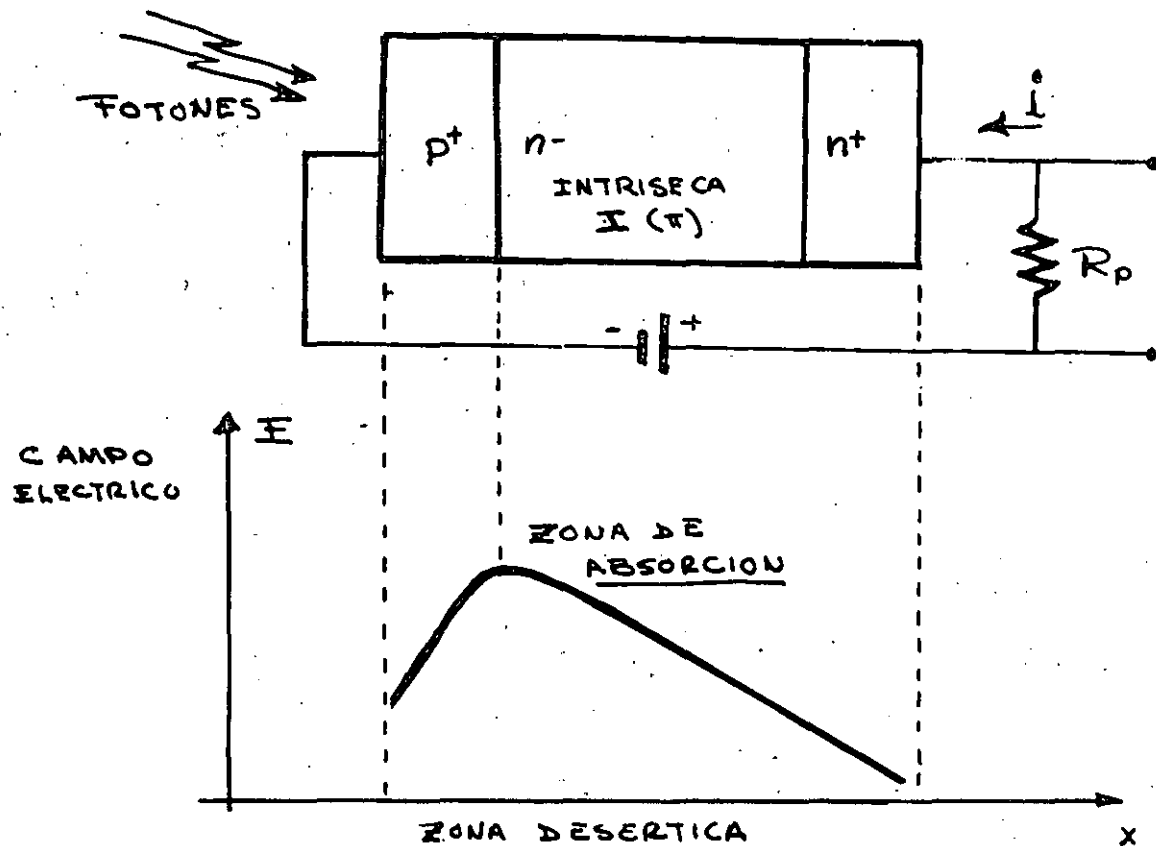
Dispersión de la señal, velocidad de datos, distancia de transmisión, costo

Otros Factores:

$\Delta\lambda$ Láser \ll $\Delta\lambda$ LED

- LED tiene un límite de 150 Mbit/s * Km (ventana de .8 μ m)
- Si $\lambda(\mu\text{m}) = 1.3$: el límite con LED es 1500 Mbit/s * Km
el límite con diodo láser es 25 Gbit/s * Km
- Los diodos láser acoplan 10-15 dB más que el LED: se obtiene mayor distancia de transmisión con diodos láser.
- Los diodos láser son más caros con respecto a los LED.
- Los transmisores con diodo láser son más complejos con respecto a transmisores con LED.
- La elección de la fibra óptica es función de la fuente óptica elegida, y de la velocidad transmisión.

Hildegerto Jordán A.



El proceso de absorción de potencia óptica obedece a la estadística de FERMI-DIRAC

$$P_L(x) = P_L(0) (1 - e^{-\alpha x})$$

$P_L(x)$ - Potencia óptica a la distancia x de la superficie de entrada del material (INCIDENCIA NORMAL)

$P_L(0)$ - Potencia óptica que llega al material ($x=0$)

α - Coeficiente de absorción \rightarrow Parámetro del material

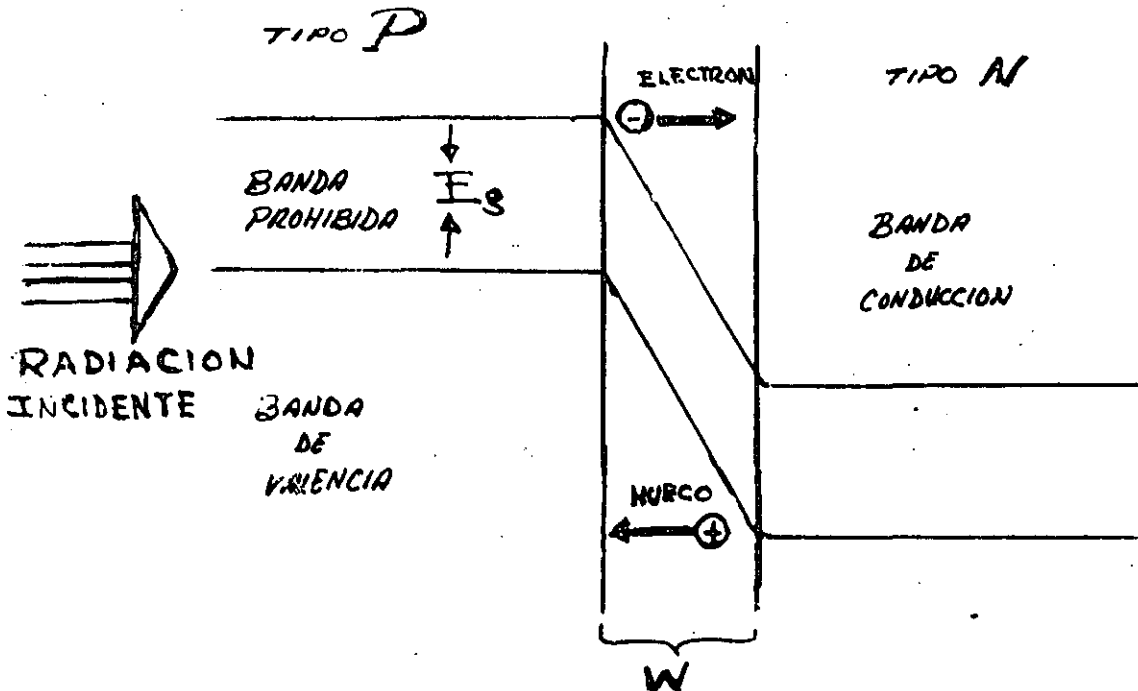
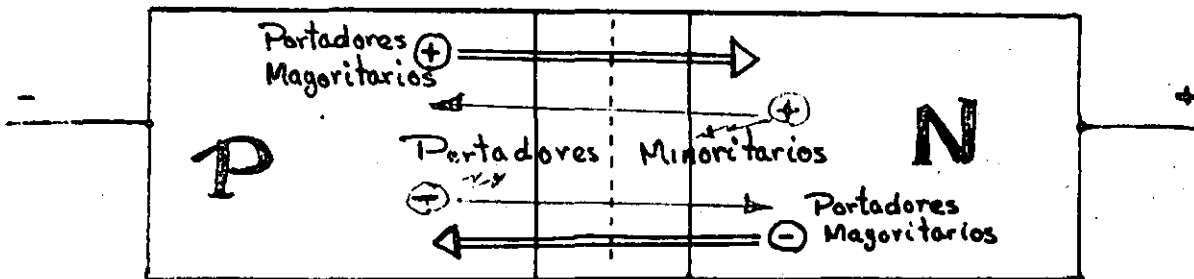
DETECTORES

PARA LOS SISTEMAS DE TELECOMUNICACIONES OPTICAS

FOTODIODOS

PIN (Semiconductor Puro I) en medio de un Tipo P y un Tipo N

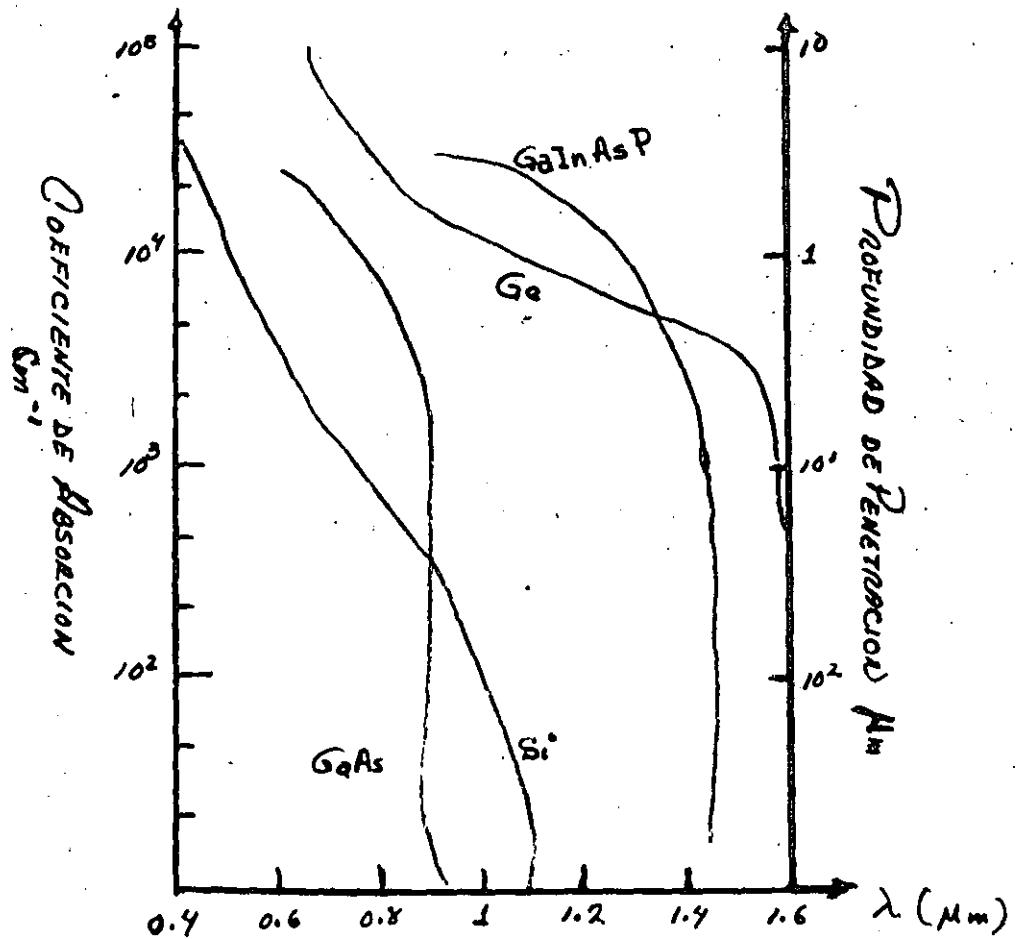
APD (Fotodiodo de Avalancha)



PARA UNA POLARIZACION INVERSA SE FORMA UNA ZONA LIBRE DE PORTADORES

$W = \text{ANCHO}$ } LA DENSIDAD DE IMPUREZAS
 VOLTAGE APLICADO

$L = \frac{1}{\alpha}$ — Longitud media de difusión de los fotones desde su entrada al material hasta la absorción como resultado se tiene la liberación de un Par electrón-hueco



$$\lambda_c = \frac{hc}{E_g} = \frac{1.24}{E_g(\text{eV})} \mu\text{m} \rightarrow \text{Longitud de onda de corte}$$

La efectividad de luz \Rightarrow señal eléctrica: $\lambda < \lambda_c \Rightarrow h\nu > E_g$

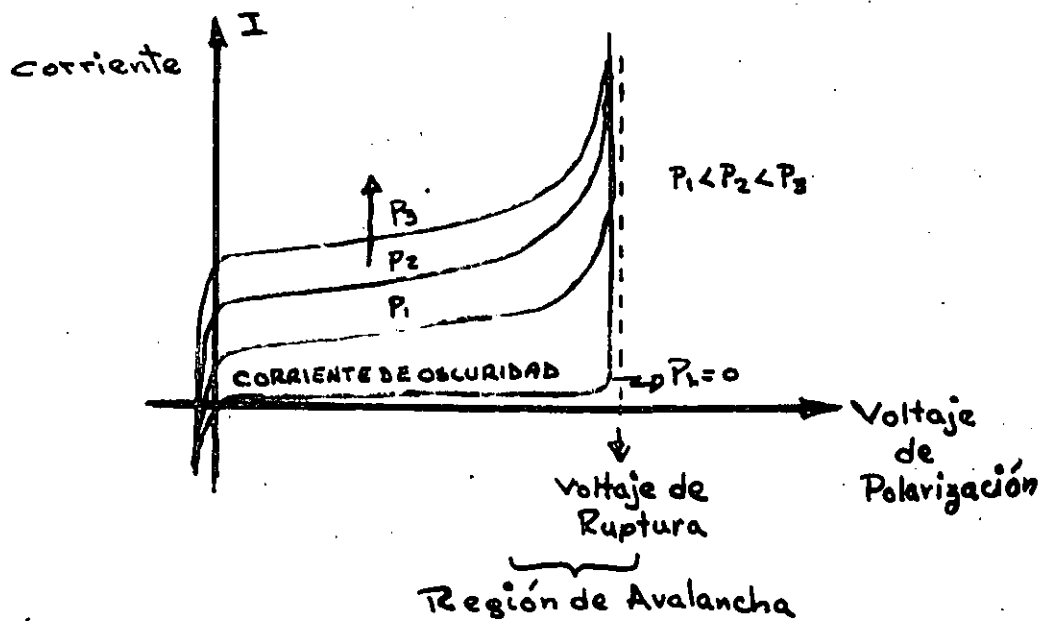
CURVAS CARACTERISTICAS

$$I = I_s \left(1 - e^{\frac{qV}{\eta kT}} \right) + I(P_L) \Rightarrow \text{Para un diodo Polarizado Inversamente}$$

A temperatura Ambiente $\frac{q}{kT} \approx 40 \Rightarrow e^{\frac{qV}{kT}} \ll 1$

$$I = I_s + I(P_L)$$

Si: $P_L = 0 \Rightarrow I = I_s \Rightarrow$ Corriente de Oscuridad



RESPONSIVIDAD

Este parámetro relaciona la respuesta del fotodiodo de acuerdo a su excitación

$$R = \left. \frac{\partial I_f}{\partial P_i} \right|_{V = \text{cte}}$$

Si la potencia óptica incidente es $\Delta P_i = \frac{N_f}{\Delta t} h\nu$

$N_f = \text{N}^\circ$ de fotones

$h\nu = \text{Energía del fotón}$ $\left\{ \begin{array}{l} h = \text{cte de Planck} \approx 6.63 \times 10^{-34} \text{ J}\cdot\text{s} \\ \nu = c/\lambda \text{ (}\lambda = \text{longitud de onda} \\ c = 3 \times 10^8 \text{ m/s)} \end{array} \right.$

La fotocorriente $\Rightarrow \Delta I_f = \frac{N_e}{\Delta t} q$

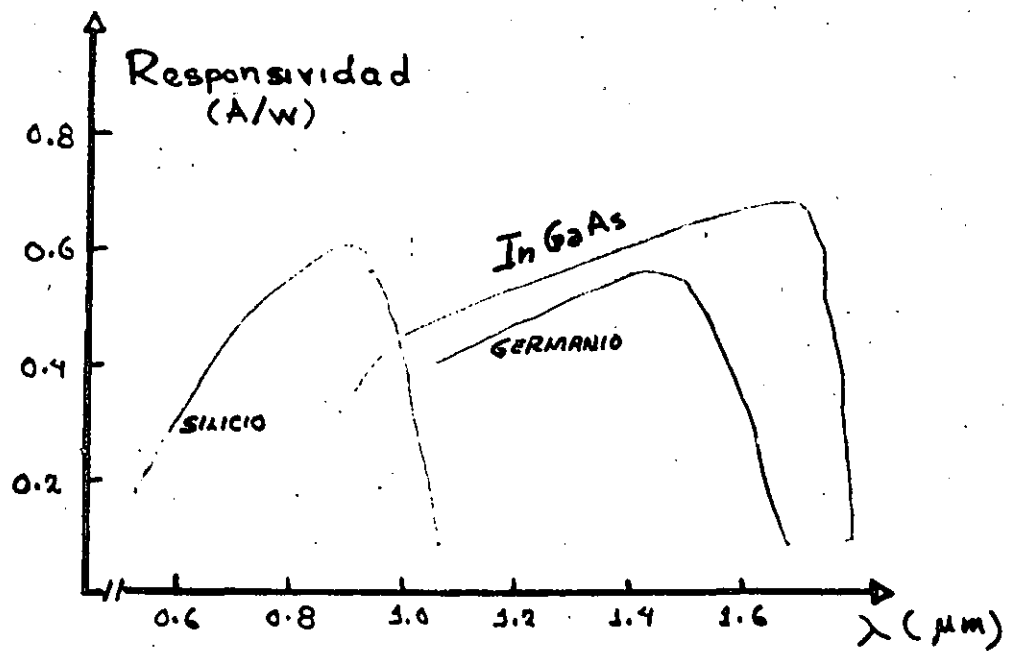
$N_e = \text{N}^\circ$ de electrones liberados

$q = \text{Carga del electrón}$

$$R = \frac{N_e}{N_f} \cdot \frac{q}{h\nu}$$

$$R = \eta \frac{q}{h\nu} = \eta \frac{\lambda (\text{nm})}{1.24} \left(\frac{\text{A}}{\text{W}} \right)$$

$\eta = \text{EFICIENCIA CUANTICA}$



$$R = \frac{I_f}{P_i} = \eta \frac{q}{h\nu}$$

$$\eta = \frac{I_f/q}{P_i/h\nu} \Rightarrow \text{Número de electron-hueco liberados por fotón incidente}$$

VELOCIDAD DE RESPUESTA Y ANCHO DE BANDA

La respuesta de frecuencia {

- TIEMPO DE TRANSITO: de los fotogeneradores
- TIEMPO DE TRANSITO: de los portadores de carga
- CONSTANTE DE TIEMPO: Formada por los componentes propios y del circuito externo

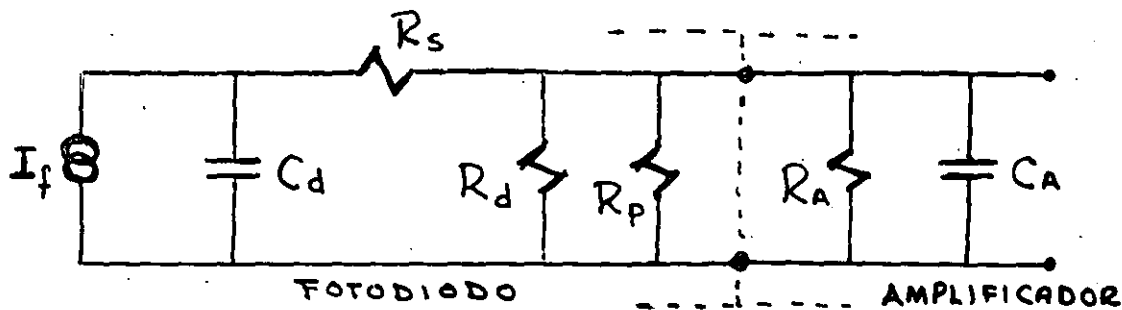
Para un ancho de la zona desértica W el tiempo de TRANSITO es:

$$t_d = \frac{W}{V_d}$$

$$V_d = \mu E \quad \left\{ \begin{array}{l} \text{Velocidad de desplazamiento} \\ \mu = \text{Movilidad de los portadores} \end{array} \right.$$

$\mu =$ Movilidad de los portadores

Material	Movilidad	
	Electrones μ_n	Huecos μ_p
Ge	3900	1900
Si	1350	480
GaAs	8600	250



$$C_d = C_j + C_p$$

$$C_j = \frac{\epsilon A}{W} \text{ Capacitancia de unión del fotodiodo}$$

$$C_p = \text{Capacitancia Parásitas}$$

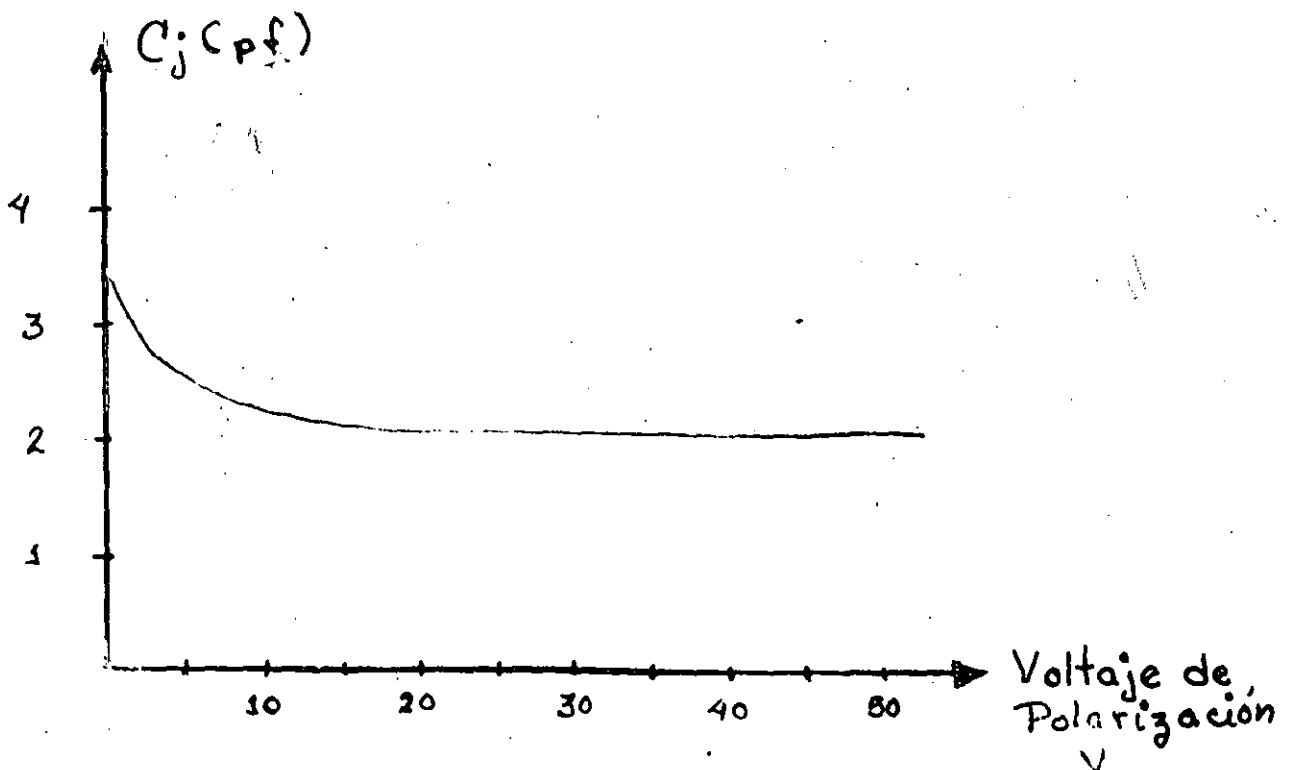
$$C_T = C_j + C_p + C_A$$

$$\frac{1}{R_T} = \frac{1}{R_d} + \frac{1}{R_p} + \frac{1}{R_A}$$

R_s = Resistencia Serie con la zona desértica, disminuye con el voltaje de polarización (5-50)

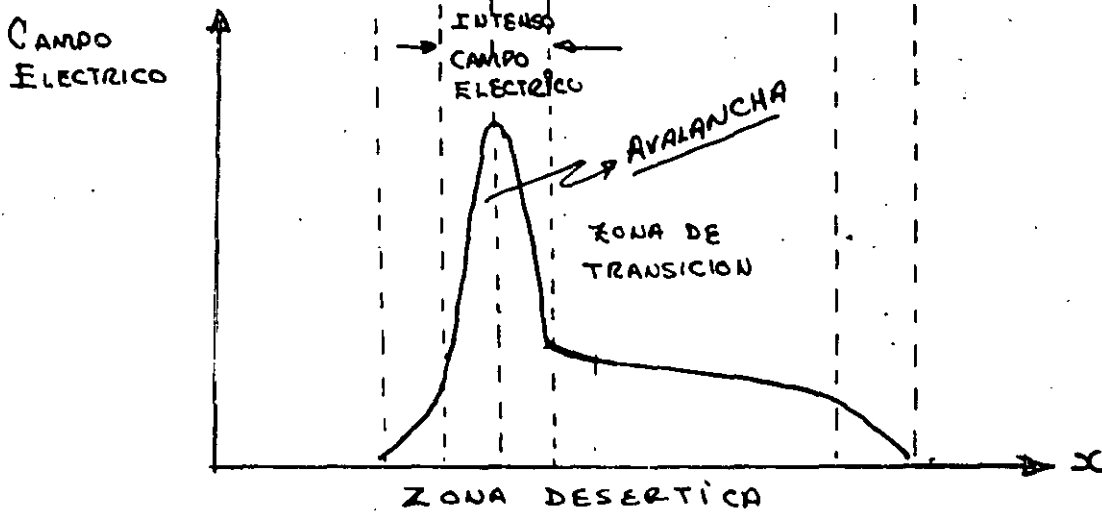
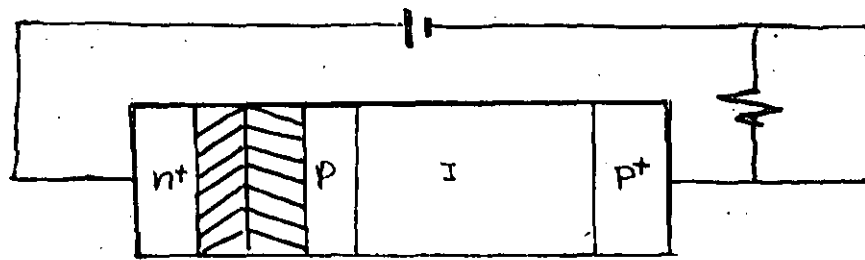
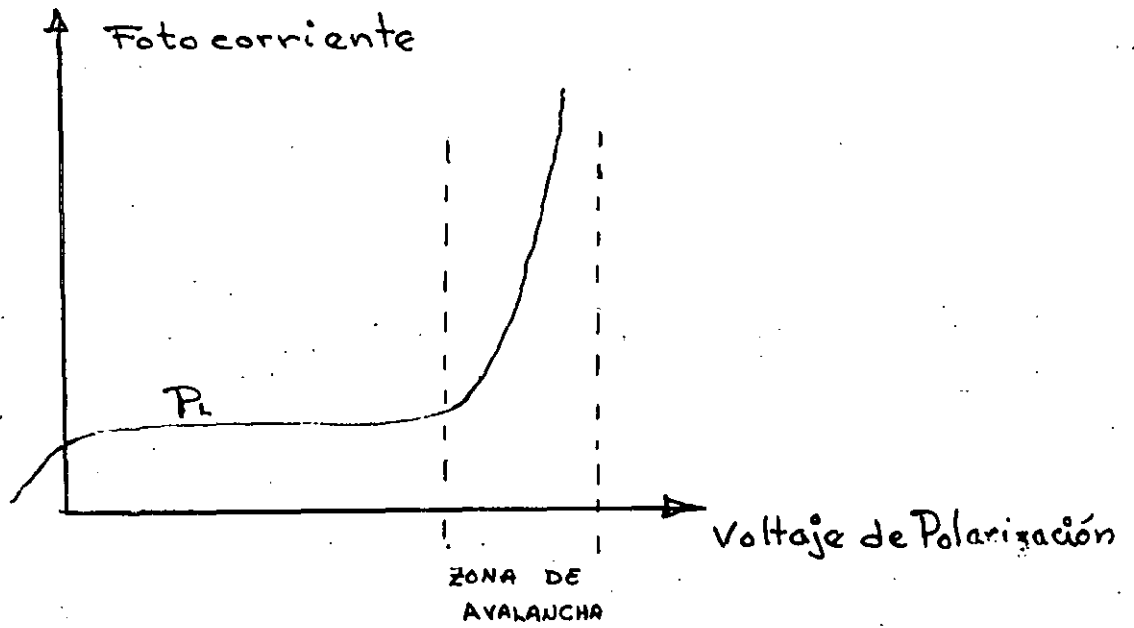
$$\underline{R_d \gg R_p}$$

$$f_c \approx \frac{1}{2\pi R_T C_T}$$



FOTODIODO DE AVALANCHA

→ APD ←

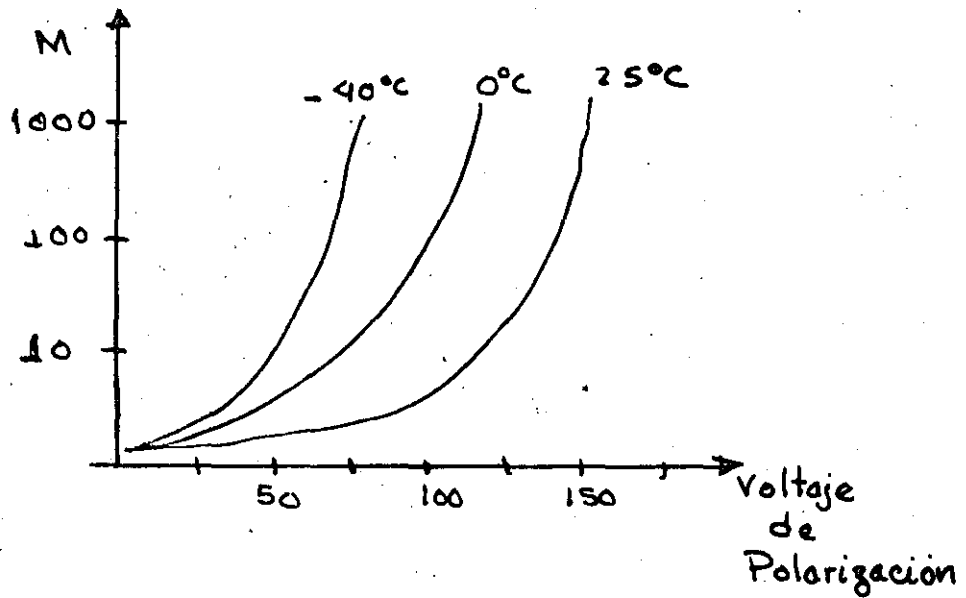


$$I = \langle M \rangle I_f = \langle M \rangle \eta \frac{q}{h\nu} P_L$$

$$M = \frac{I}{I_f}$$

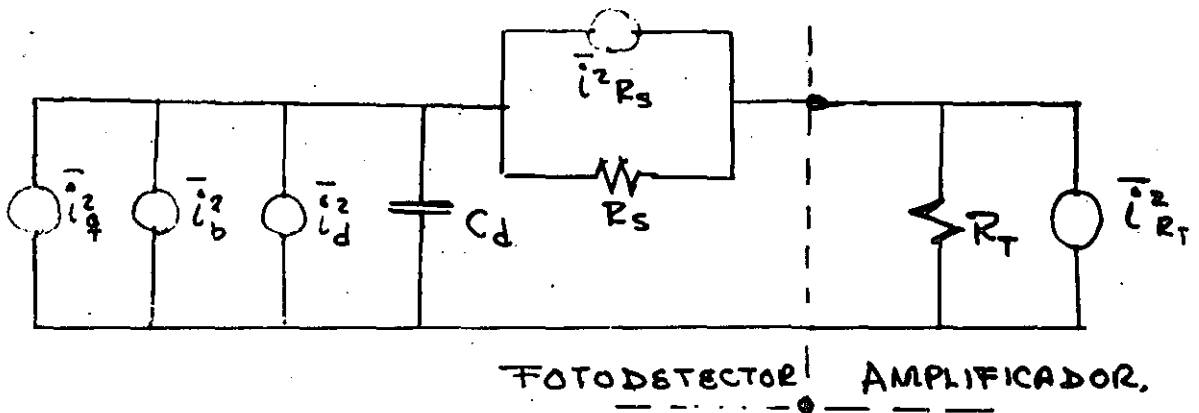
- I = Corriente Total
- I_f = Fotocorriente primaria
- V_B = Voltaje de ruptura
- V = Voltaje Aplicado
- η = coeficiente

$V_p \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} 10 - 50 \\ \lambda = 1300 \text{ nm} \end{array} \right.$



PARAMETROS	PIN		APD	APD
	Si	GaInAs	Si	Ge
λ (μm)				
Intervalo de Operacion	0.4 - 1.0	1.0 - 1.6	0.4 - 1.0	0.4 - 1.6
Pico de Sensibilidad λ (μm)	0.8 - 0.9	1.0 - 1.4	0.6 - 0.9	1.0 - 1.4
Eficiencia Cuántica η	0.8	0.7	0.82	1.15
Corriente de oscuridad I (nA)	0.1 - 0.2	0.02 - 3.5	0.02 - 15	10 - 200
Tiempo de Subida $R_f \approx 50 \Omega$ T_s (ns)		0.1 - 1.5	0.1 - 0.5	0.1 - 0.2

RUIDO EN FOTODIODOS



Densidad espectral del ruido

$$\frac{d}{df} \langle i^2 \rangle = I \quad \Rightarrow \quad \begin{array}{l} I = \text{corriente Total} \\ f = \text{frecuencia} \end{array}$$

$$\langle i_T^2 \rangle = i_T^2 = i_q^2 + i_b^2 + i_d^2 + i_{R_s}^2 + i_{R_T}^2$$

$$i_q^2 = 2q I_f \Delta f \quad \rightarrow \quad \text{Ruido Producido por el Proceso de DETECCION - RUIDO CUANTICO}$$

$$i_b^2 = 2q I_b \Delta f \quad \rightarrow \quad \text{Ruido Producido por Radiación óptica espuria}$$

$$i_d^2 = 2q I_d \Delta f \quad \rightarrow \quad \text{Ruido debido a la corriente de oscuridad}$$

$$i_{R_s}^2 = \frac{4kT \Delta f}{R_s} \quad \rightarrow \quad \text{Ruido debido a la Resistencia serie "Térmico"}$$

$$i_{R_T}^2 = \frac{4kT \Delta f}{R_T} \quad \rightarrow \quad \text{Ruido debido a la Resistencia Total "Térmico"}$$

Para APD

$$\frac{d}{df} \langle i^2 \rangle = I \langle M^2 \rangle F \langle M \rangle$$

$F \langle M \rangle$ = Factor de Exceso

$$\left. \begin{array}{l} F \langle M \rangle \\ F \langle M^2 \rangle \end{array} \right\} \text{Es una medida de degradación del Proceso de Ganancia}$$

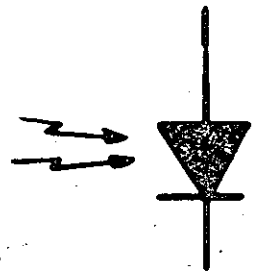
Es una medida de degradación del Proceso de Ganancia.

RECEPTORES OPTICOS

DETECTORES OPTICOS

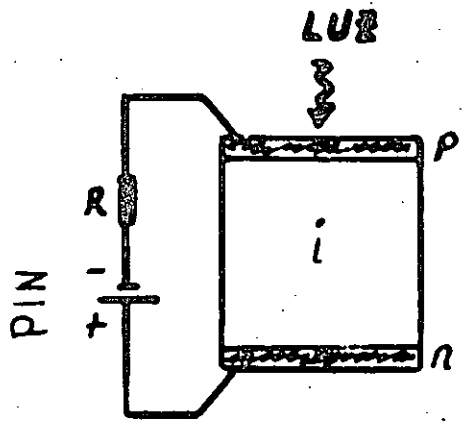
PIN

DE AVALANCHA

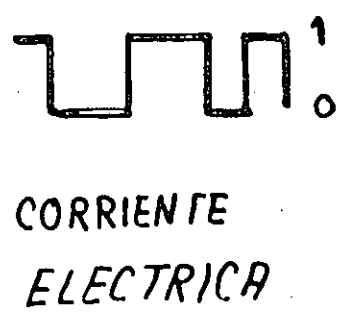
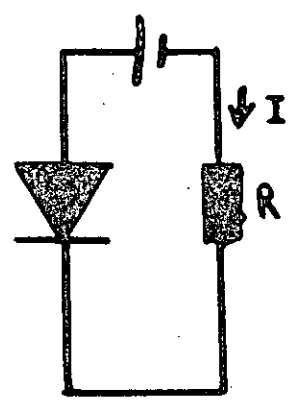
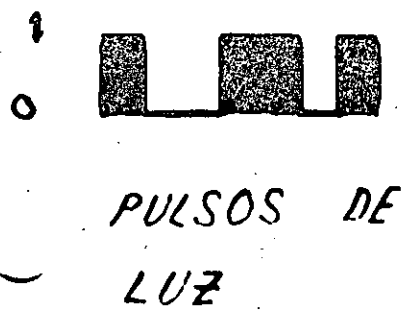
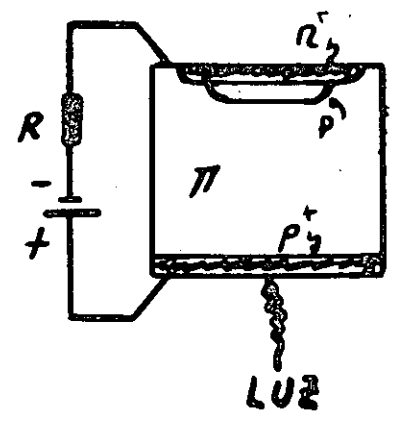


SIMBOLO DE UN FOTODETECTOR

ESTRUCTURA DEL PIN

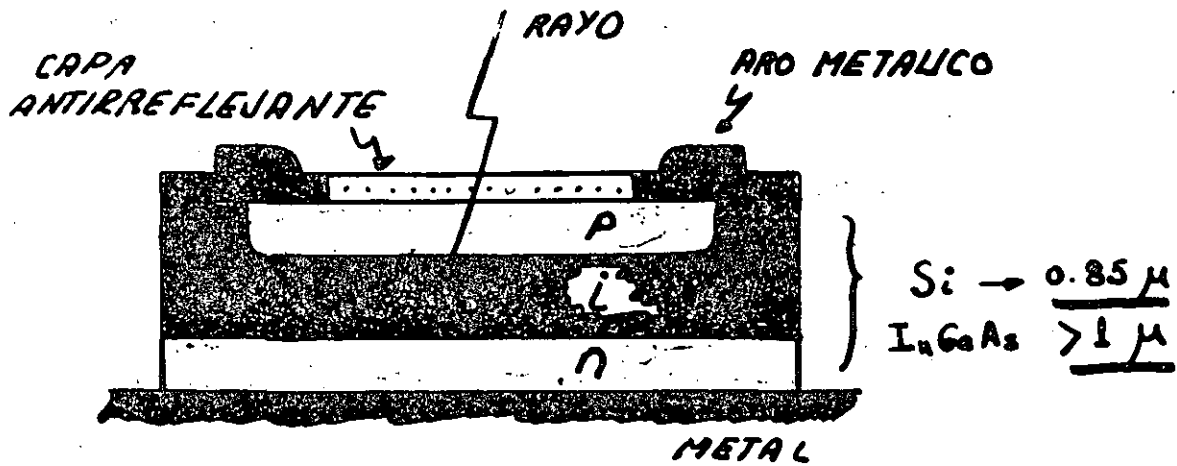


ESTRUCTURA DEL APD



DIODO PIN

POLARIZACION 10-20V.



SIMPLICIDAD, ESTABILIDAD, ANCHO DE BANDA.

GANANCIA UNITARIA

DIODOS PIN

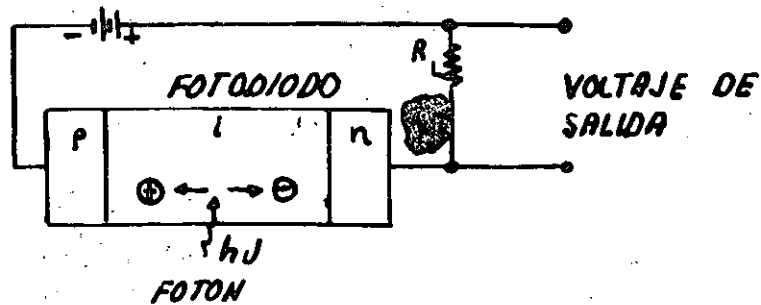


FIG. REPRESENTACION DE UN FOTODIODO PIN CON SU CIRCUITO DE POLARIZACION

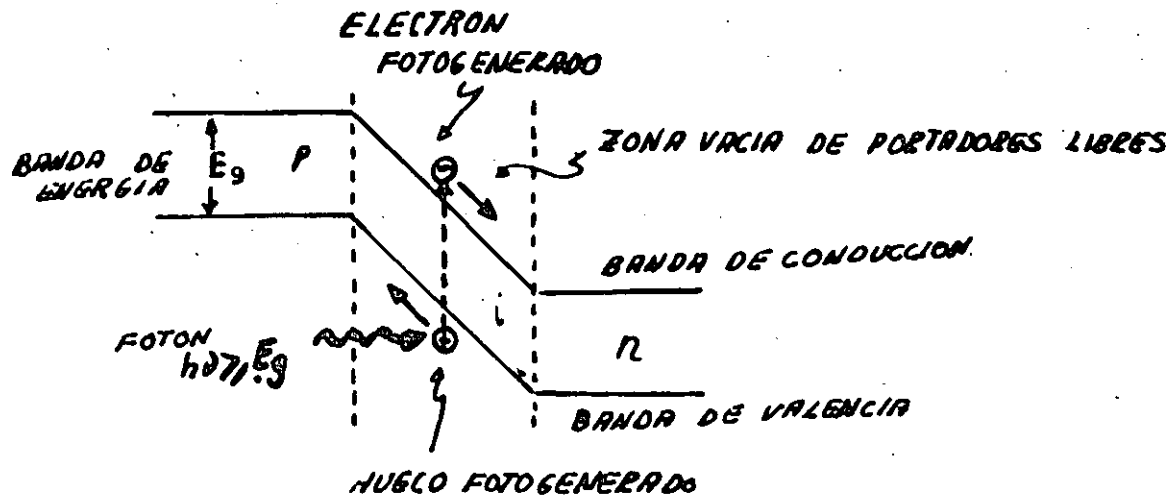


FIG. DIAGRAMA SIMPLIFICADO DE LAS BANDAS DE ENERGIA DE UN FOTODIODO PIN. FOTONES CON ENERGIA $\geq E_g$ PUEDEN GENERAR PARES ELECTRON-HUECO, LOS CUALES ACTUAN COMO PORTADORES DE LA FOTOCORRIENTE

EFICIENCIA CUANTICA (η)

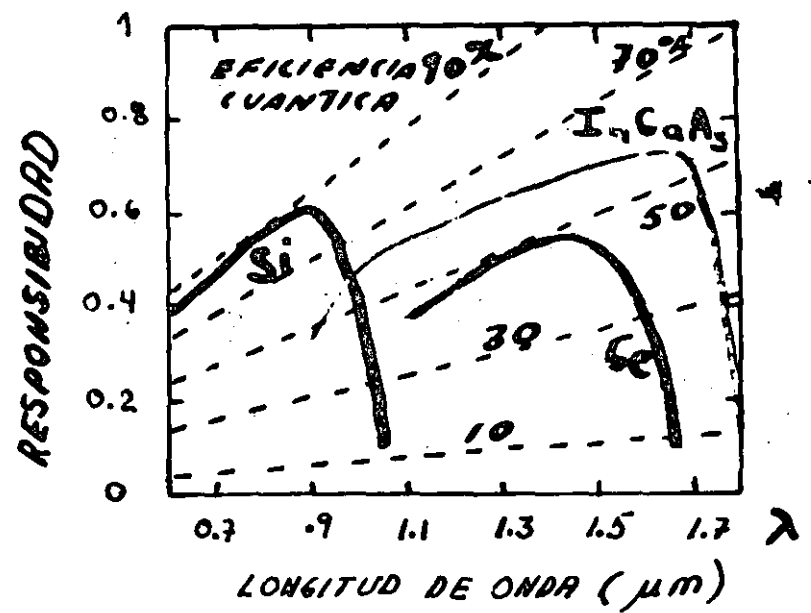
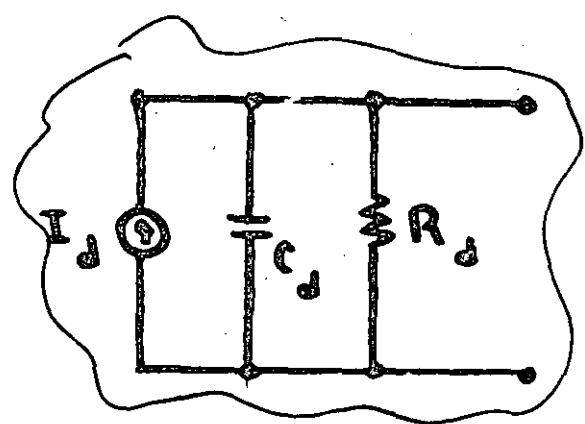


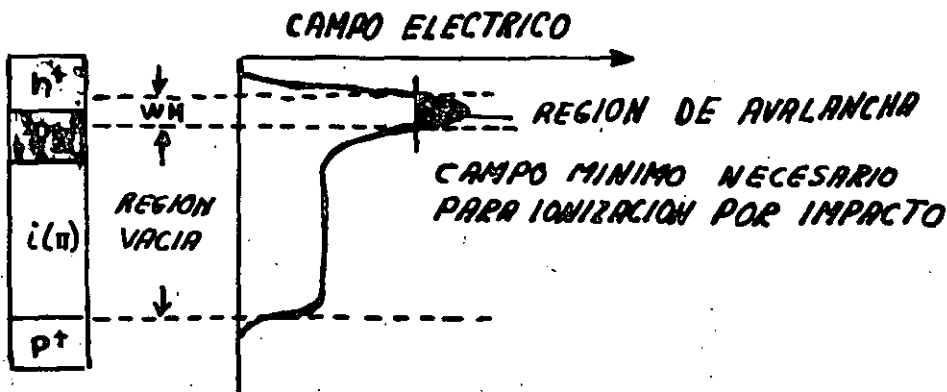
FIG COMPARACION DE LA RESPONSABILIDAD Y EFICIENCIA CUANTICA COMO FUNCION DE λ, DE FOTODIODOS PIN DE DIFERENTES MATERIALES



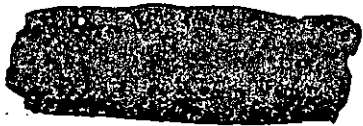
$I_d \Rightarrow 10 \text{ nA} - 100 \mu\text{A}$
 $C_d \Rightarrow 0.2 - 3 \text{ pF}$
 $R_d > 10 \text{ M}\Omega$
 VALORES TÍPICOS

FIG. CIRCUITO EQUIVALENTE DE UN FOTODIODO PIN

FOTODIODO DE AVALANCHA (APD)



GANANCIA DE CORRIENTE (M)



DONDE

I_M - ES EL VALOR DE LA CORRIENTE DE SALIDA (MULTIPLICADA)

I_p - CORRIENTE PRIMARIA

$$M = M(\lambda, V, T)$$

$$i_e = \mathcal{R} M I_{p, opt}$$

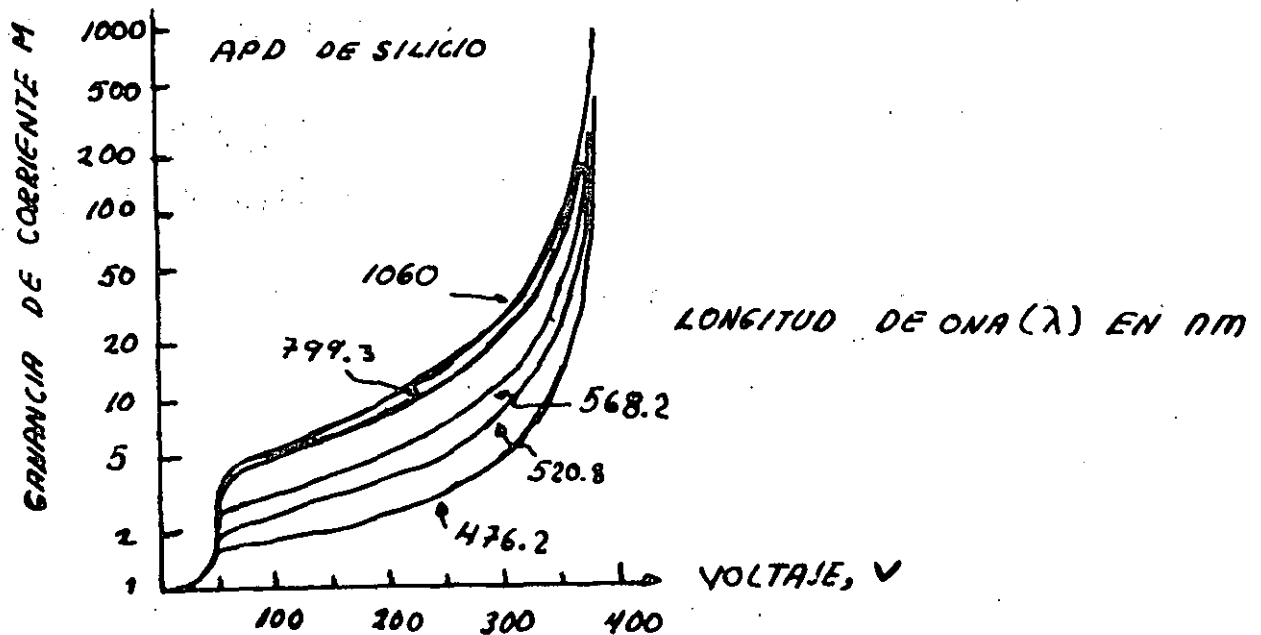


FIG. CARACTERISTICA TIPICA GANANCIA CONTRA VOLTAJE DE APD DE SILICIO A TEMPERATURA AMBIENTE

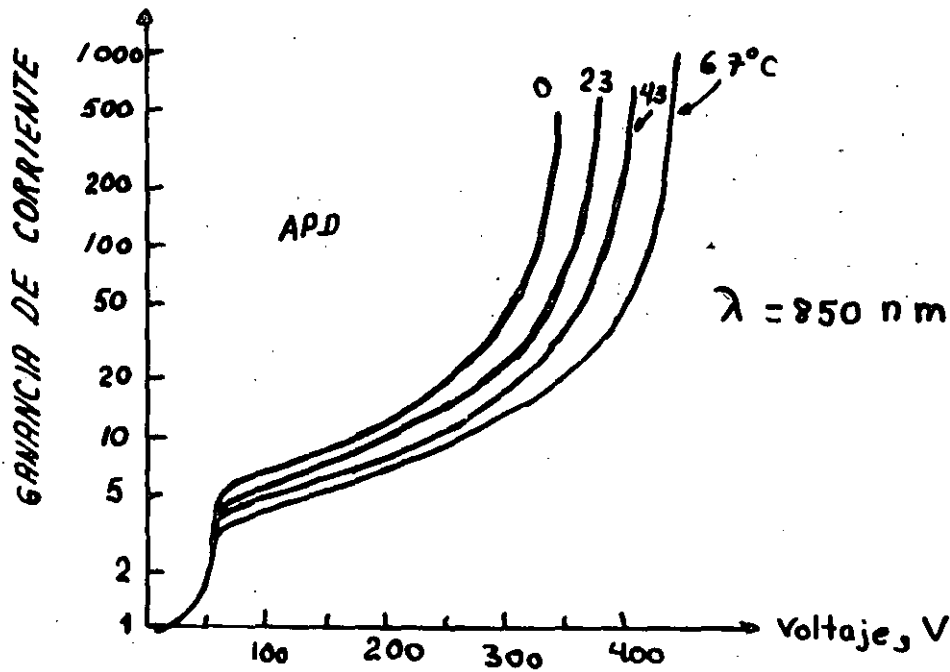


FIG. EJEMPLO QUE MUESTRA LA DEPENDENCIA DE LA GANANCIA DE CORRIENTE DE FOTODIODOS DE AVALANDE DE SILICIO COMO FUNCION DE LA TEMPERATURA.

COMPARACION:

PIN:

APD:

PIN-FET

FUENTES DE ERROR

PULSOS ELECTRICOS DE ENTRADA

PULSOS OPTICOS

PULSOS OPTICOS ATENUADOS Y DISTORSIONADOS

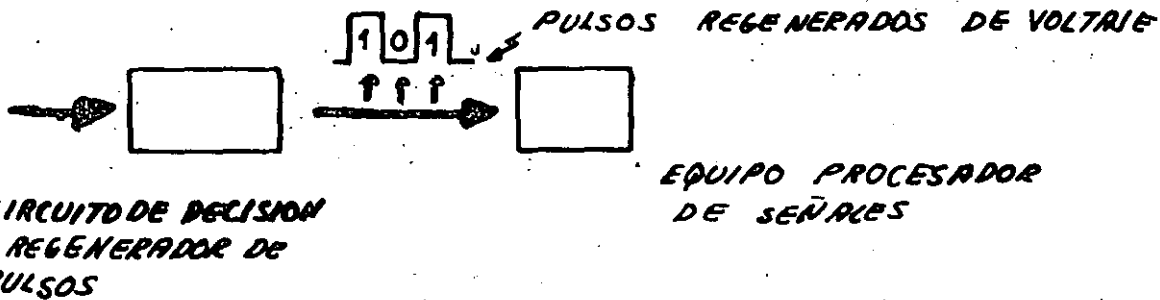
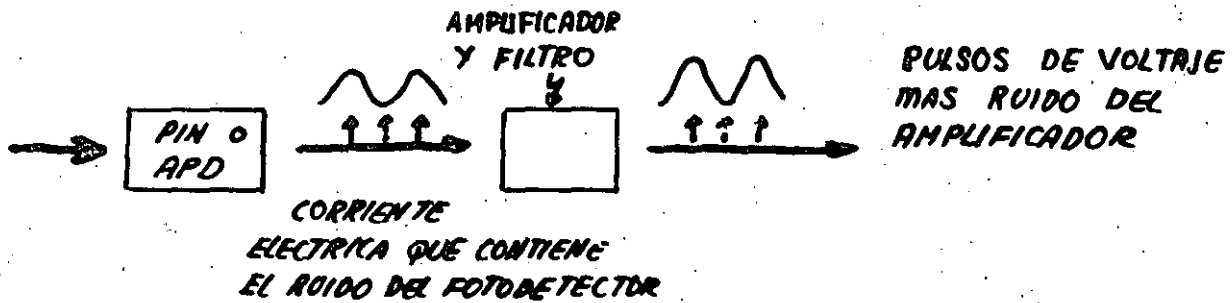
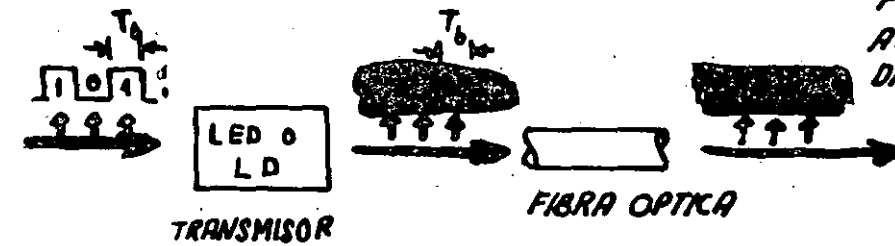


FIG. TRAYECTORIA DE LA SEÑAL A TRAVES DE UN SISTEMA OPTICO DE COMUNICACIONES DE SEÑALES

FUENTES DE ERROR

LOS ERRORES EN EL MECANISMO DE DETECCION PROVIENEN DE VARIOS RUIDOS Y DISTURBIOS

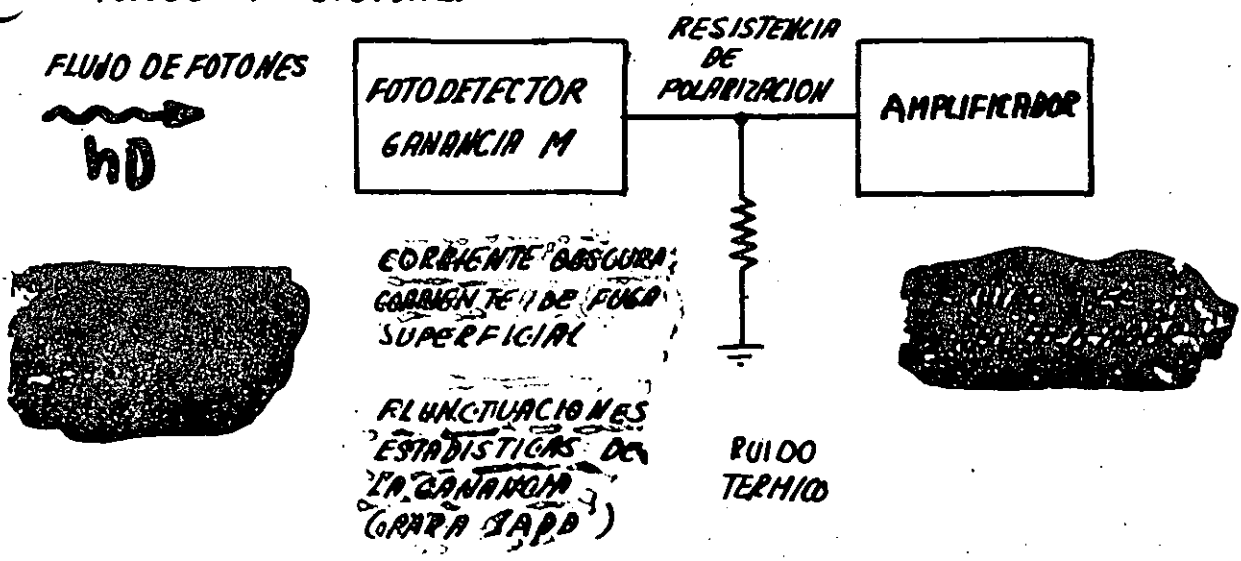
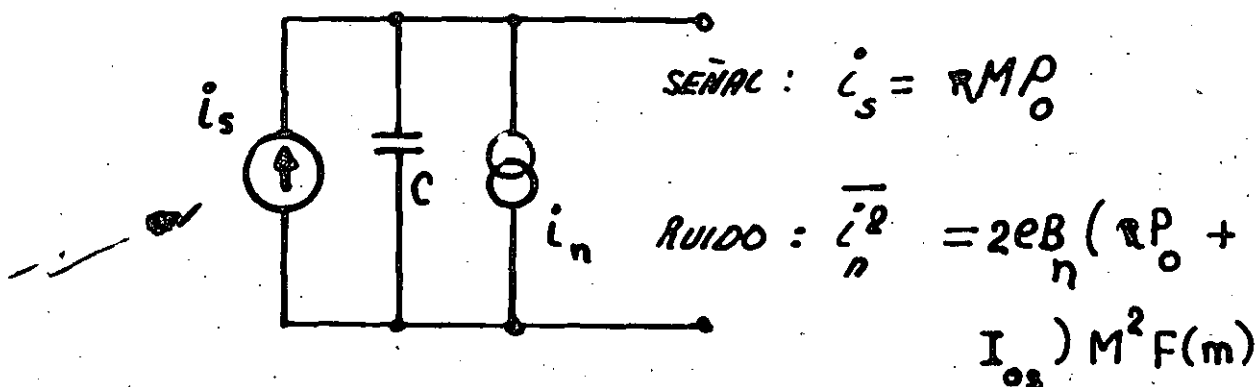


FIG. FUENTES DE RUIDO Y DISTURBIOS EN LA DETECCION DEL PULSO OPTICO

CIRCUITO EQUIVALENTE DE FOTODETECTORES DE AVALANCHA



MODELO ELECTRICO DE FOTODETECTORES

$R \rightarrow$ RESPONSABILIDAD PRIMARIA

$M \rightarrow$ FACTOR DE MULTIPLICACION; $M=1$ PARA PIN

$P_0 \rightarrow$ POTENCIA OPTICA (SEÑAL Y POLARIZACION)

$B_N \rightarrow$ ANCHO DE BANDA DE RUIDO

$I_{0s} \rightarrow$ CORRIENTE DE OSCURIDAD (SIN MULTIPLICACION)

$F(M) \rightarrow$ FACTOR DE RUIDO DE EXCESO ($F(M)=1$ PARA DIODOS PIN)

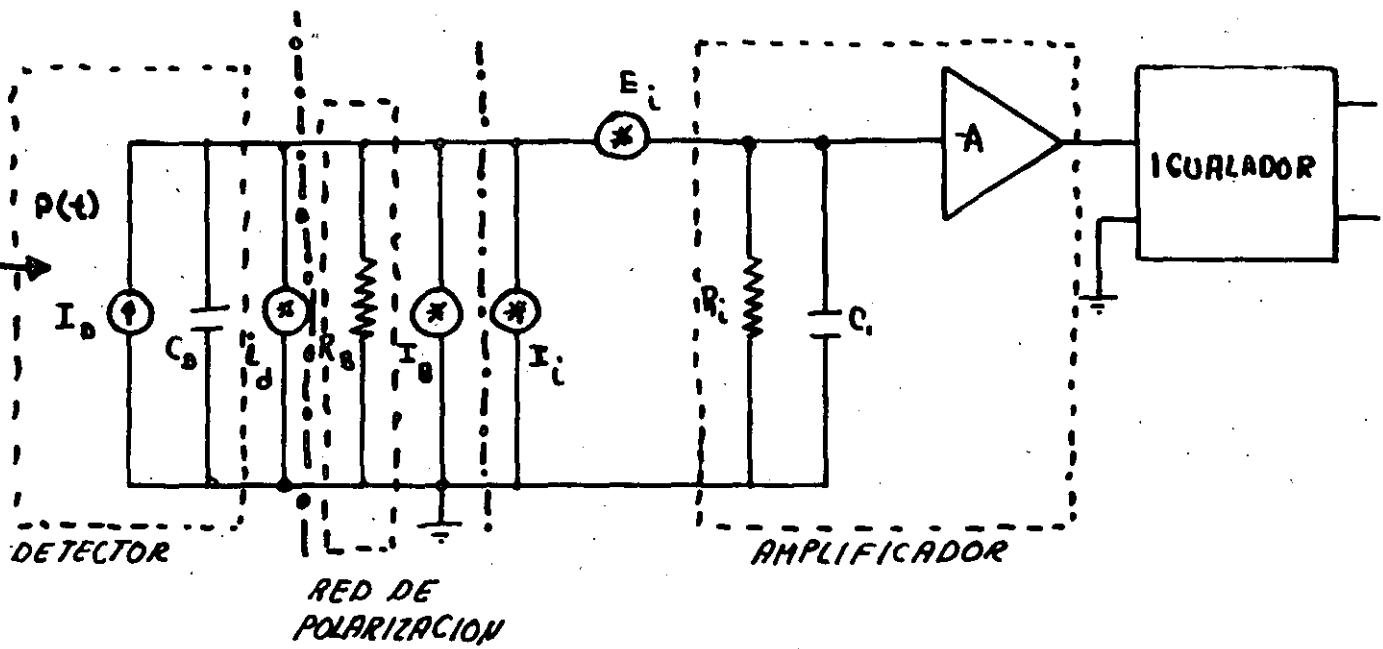


FIG. AMPLIFICADOR OPTICO DE IMPEDANCIA DE ENTRADA GRANDE

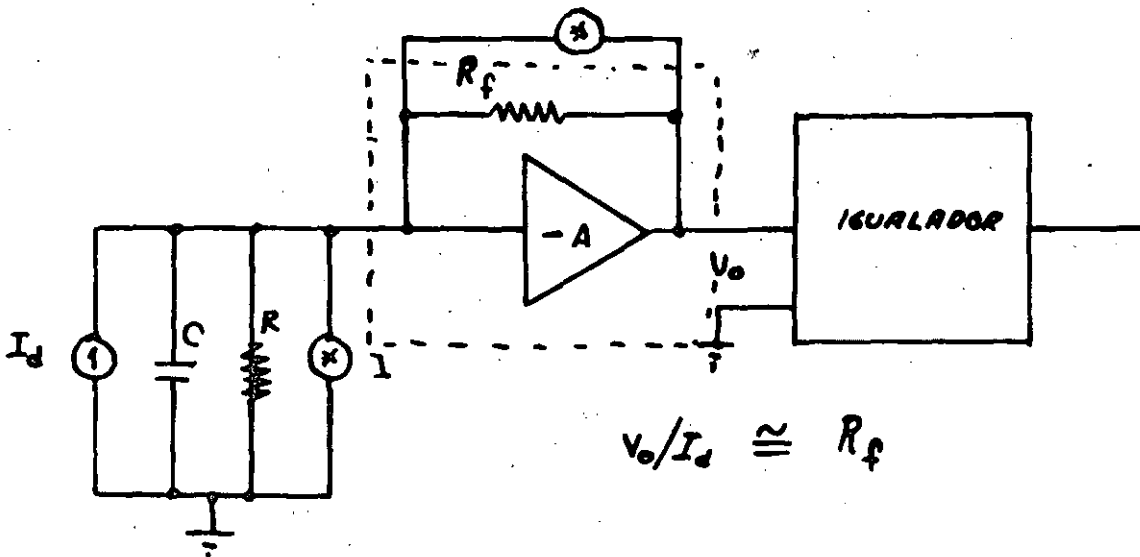
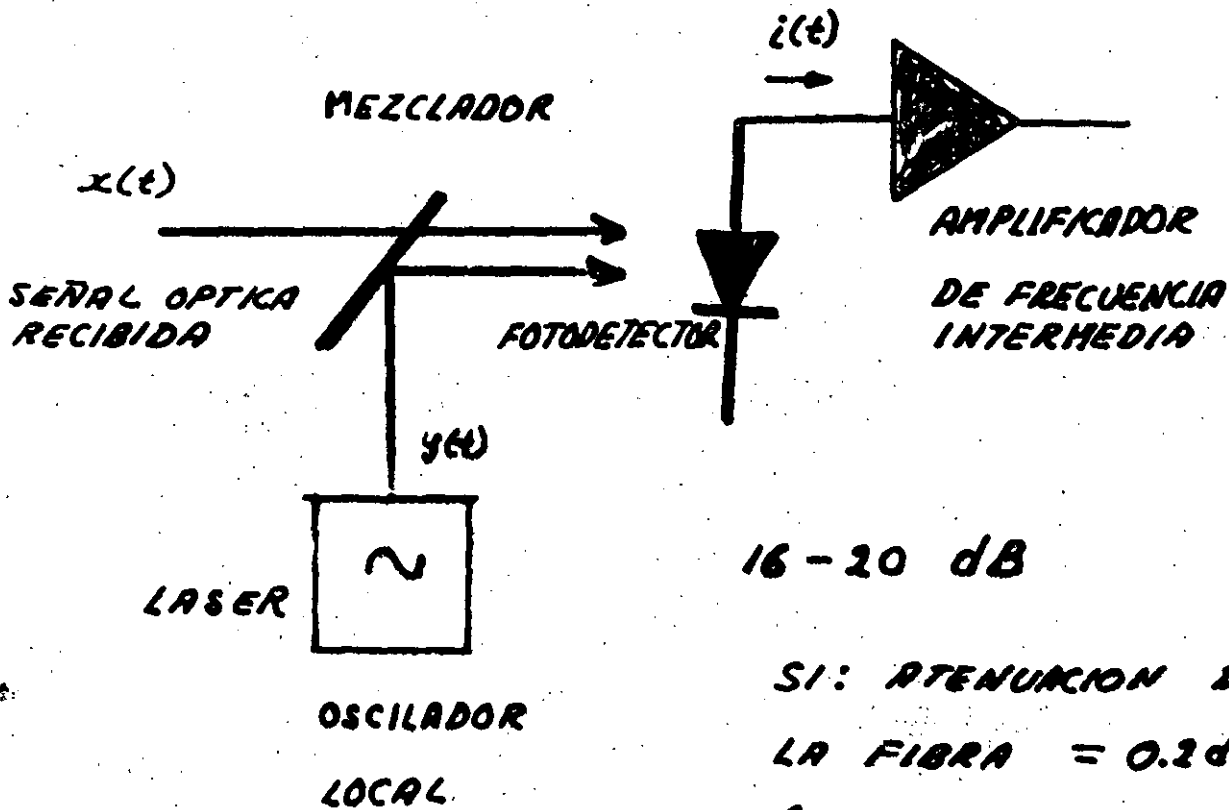


FIG. AMPLIFICADOR DE TRANSIMPEDANCIA

RECEPCION COHERENTE



16-20 dB

SI: ATENUACION DE
LA FIBRA = 0.2dB
(FIBRA MONOMODO
TIPICA)

ΔL - 80 - 100 KM.

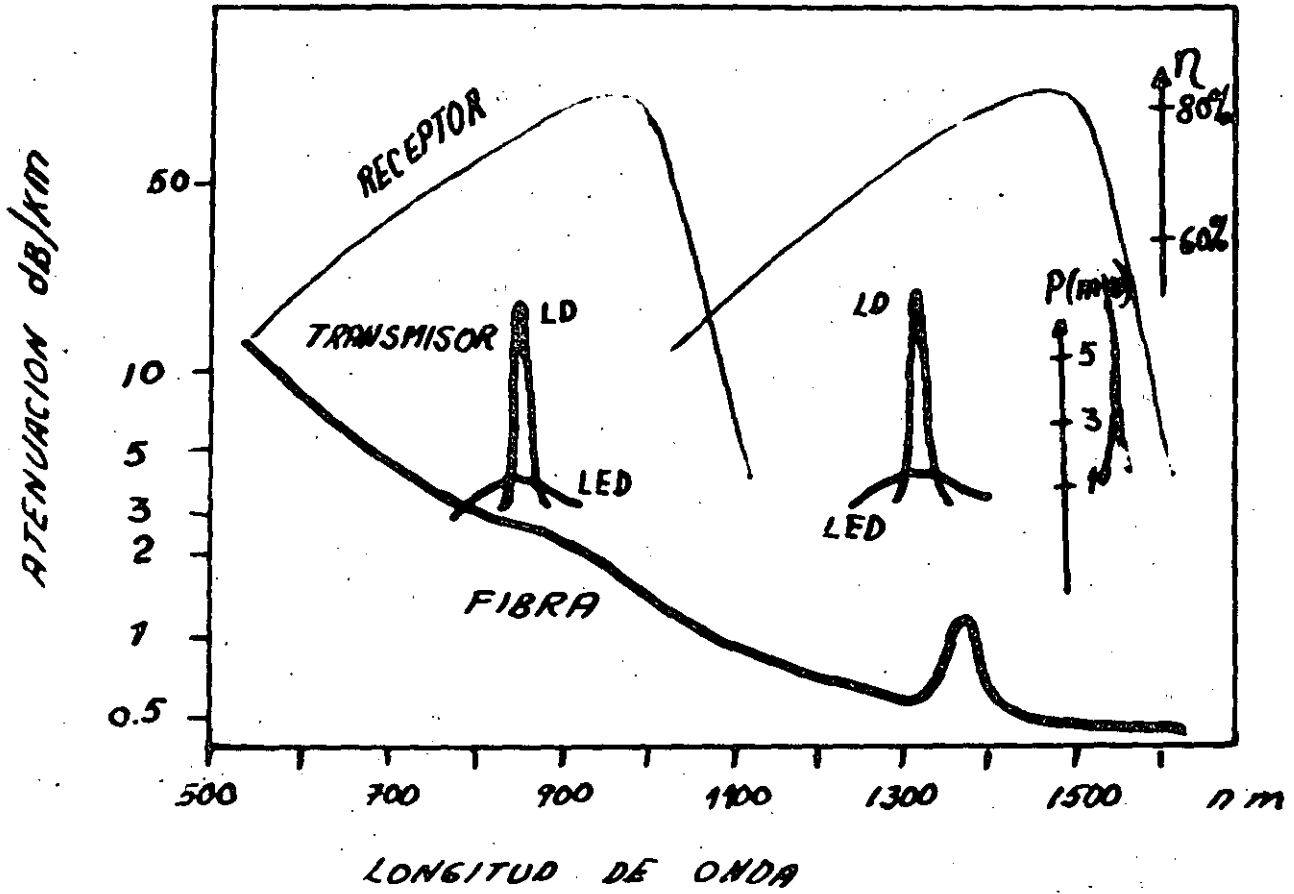


FIG COMPONENTES PARA SISTEMAS OPTICOS DE COMUNICACIONES



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

CURSOS ABIERTOS

" TELECOMUNICACIONES VIA FIBRAS OPTICAS "

6 RECEPTORES OPTICOS

6 M. EN C. ROBERTO LINARES

MAYO 1992

CONSTRUCCIÓN BASICA DE UN SISTEMA DE TRANSMISION POR FIBRA OPTICA

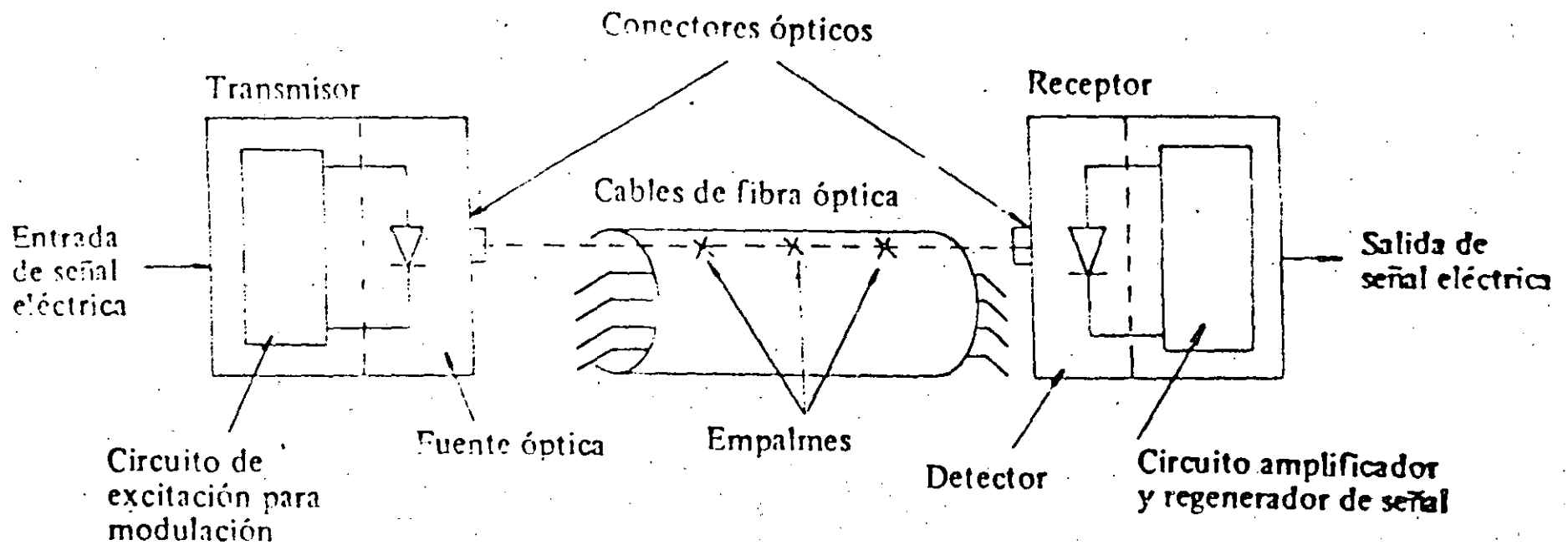


FIGURA 6. CONSTRUCCIÓN BASICA DE UN SISTEMA DE TRANSMISION POR FIBRA OPTICA.

RECEPTORES OPTICOS

EN UN SISTEMA DE COMUNICACIONES POR FIBRAS OPTICAS

RECEPTOR. - EXTRA LA INFORMACION DESDE LA PORTADORA OPTICA QUE INCIDE EL FOTODETECTOR

SISTEMA DIGITAL. - EL RECEPTOR PRODUCE UNA SECUENCIA DE PULSOS ELECTRICOS (UNOS Y CEROS) QUE SON REPRODUCCION FIEL DE LA INFORMACION DIGITAL QUE EXCITA LA FUENTE DE LUZ DEL TRANSMISOR.

SISTEMA ANALOGICO. - EL RECEPTOR AMPLIFICA LA SALIDA DEL FOTODETECTOR Y DEMODULA LA SEÑAL AMPLIFICADA PARA OBTENER LA INFORMACION

EN ESTOS SISTEMAS EL RECEPTOR ES EL BLOQUE MAS CRITICO YA QUE ESTE DETERMINA TODA UNA SERIE DE PARAMETROS DEL SISTEMA TALES COMO:

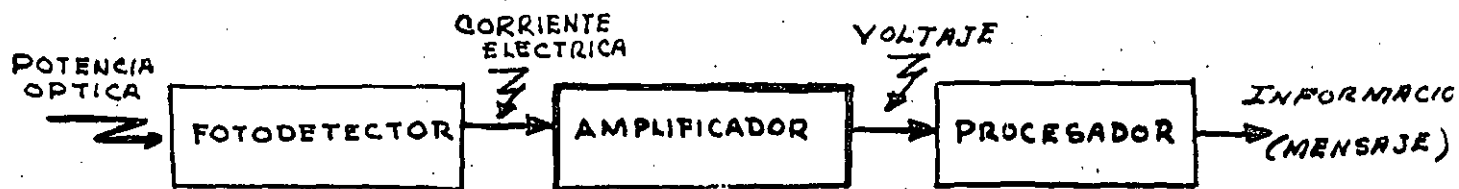
SENSIBILIDAD

INTERVALO DINAMICO

VELOCIDAD DE TRANSMISION

ESTABILIDAD

CONFIABILIDAD



FOTODETECTOR. - CONVIERTE LA POTENCIA OPTICA A POTENCIA ELECTRICA

LA POTENCIA OPTICA ES UNA CANTIDAD EN BANDA BASE
(LAS VARIACIONES SON DE ACUERDO A LA AMPLITUD Y NO
CON RESPECTO A LA FASE)

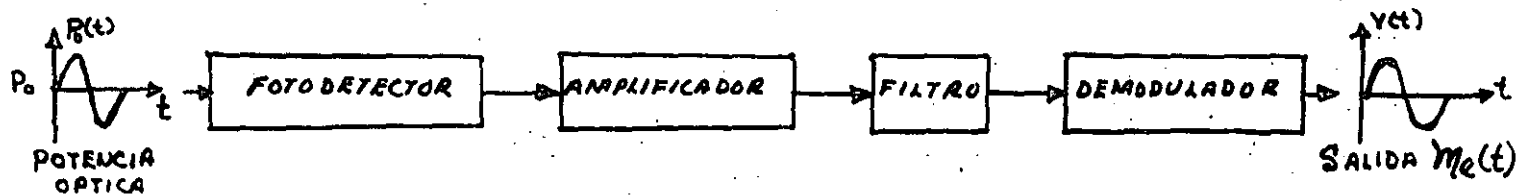
LA CORRIENTE ELECTRICA QUE PROPORCIONA EL
FOTODETECTOR ES MUY PEQUEÑA (NANOAMPERS)

AMPLIFICADOR. - ES DE BAJO NIVEL DE RUIDO -

SE DISEÑA ESPECIALMENTE PARA FOTODETECTORES OPTICOS

PROCESADOR. - LA SALIDA DEL AMPLIFICADOR SE PROCESA PARA
EXTRAER LA INFORMACION.

SEÑALES ANALÓGICAS



SEÑAL OPTICA DE ENTRADA $P_{optica}(t, m(t))$

$m(t)$ - MENSAJE ANALÓGICO

PARA UNA SIMPLE INTENSIDAD DE MODULACION

$$P_{optica}(t, m(t)) = P_0 [1 + \gamma m(t)]$$

$\gamma \leq 1$ - INDICE DE MODULACION

$|m(t)| \leq 1$ - CONDICION QUE FIJA EL LIMITE SUPERIOR
DE LA INTESIDAD A LA CUAL SE PUEDE
MODULAR LA PORTADORA

TAMBIEN SE PUEDE TENER CON SUBPORTADORA DE FASE

$$P_{OPTICA}(t, m(t)) = P_0 [1 + \cos(\omega t + \gamma m(t))]$$

ω - FRECUENCIA INTERMEDIA

LA CORRIENTE ELECTRICA QUE PROPORCIONA EL FOTODETECTOR ES

$$i(t) = R P_{OPTICA}(t)$$

R - RESPONSABILIDAD = (A/W)

LA CORRIENTE SE AMPLIFICA Y SE FILTRA

SI EL SISTEMA ES CON MODULACION SIMPLE - NO SE REQUIERE DEMODULACION YA QUE LA SEÑAL ESTA EN BANDA BASE

SI EL SISTEMA ES CON SUBPORTADORA DE FASE - EL DEMODULADOR PUEDE SER UN PLL O UN DESCRIMINADOR

SU LIMITACION ES: LA RELACION SEÑAL A RUIDO
LA NO LINEALIDAD

VENTAJAS: SIMPLICIDAD

CAPACIDAD DE ANCHO DE BANDA

CRITERIO PRACTICO DE LA FIDELIDAD ES EL ERROR CUADRATICO MEDIO
EL VALOR PROMEDIO DEL CUADRADO DE LA DIFERENCIA
DE LOS MENSAJES DE SALIDA Y ENTRADA

$$MSE = \langle [m_e(t) - m(t)]^2 \rangle$$

TAMBIEN SE DEFINE: COMO UNA ESTADISTICA O PROMEDIO DE
DEL CONJUNTO DE TODOS LOS POSIBLES MENSAJES
Y DEGRADACIONES (RUIDO E INTERFERENCIAS)

RUIDO CUANTICO

LA POTENCIA OPTICA QUE INCIDE EN EL FOTODETECTOR PRODUCE PARES ELECTRON-HUECOS EN FORMA ALEATORIA

PARA $P_{optica}(t)$ DADA EL NUMERO PROMEDIO DE PARES GENERADOS EN UN TIEMPO T ES

$$N_{av} = \frac{\eta}{h\nu} \int_T P_{optica}(t) dt = \frac{\eta}{h\nu} E$$

η - EFICIENCIA CUANTICA DEL FOTODETECTOR

$h\nu$ - ENERGIA DE UN FOTON

E - ENERGIA RECIBIDA EN EL INTERVALO T

LA PROBABILIDAD DE QUE EXACTAMENTE n PARES SON GENERADOS ES DADA POR LA DISTRIBUCION DE POISSON

$$p(n) = N_{av}^n e^{-N_{av}} / n!$$

LA SENSIBILIDAD DEL FOTODETECTOR ESTA LIMITADA POR LA IMPREDECIBILIDAD DEL NUMERO DE PARES ELECTRON-HUECO PRODUCIDOS EN EL FOTODETECTOR POR UN PULSO DE LUZ CONOCIDO

EN SISTEMAS DIGITALES EL LIMITE INFERIOR DE LA ENERGIA DE UN PULSO DE LUZ QUE PUEDE RECONOCER UN FOTODETECTOR SE DA PARA UNA PROBABILIDAD DE ERROR.

RECEPTO IDEAL QUE PUEDE RECONOCER PARES ELECTRON-HUECO INDIVIDUALES GENERADOS EN EL FOTODETECTOR.

EL PREAMPLIFICADOR (IDEAL) DEBE SER SIN RUIDO PARA QUE PASESE LA CORRIENTE QUE GENERA UN SOLO PAR ELECTRON-HUECO

EN AUSENCIA DE LUZ. -- NO FLUIRA CORRIENTE
(DESPRECIANDO LA CORRIENTE DE OSCURIDAD)
NO SE GENERAN PARES ELECTRON-HURCO

SI HAY UN PULSO EN AUSENCIA DE LUZ
" HAY ERROR " La probabilidad es:

$$P(0) = e^{-N_{AV}}$$

$$\text{Si } P(0) = 10^{-9} \Rightarrow N_{AV} = 21$$

LA ENERGIA MINIMA DETECTABLE ES:

$$E = 21 h\nu$$

LA POTENCIA MINIMA DETECTABLE ES:

$$P_{MIN} = 10.5 h\nu B \quad \text{donde } \nu = \frac{c}{\lambda}$$

SE LLAMA LIMITE CUANTICO.

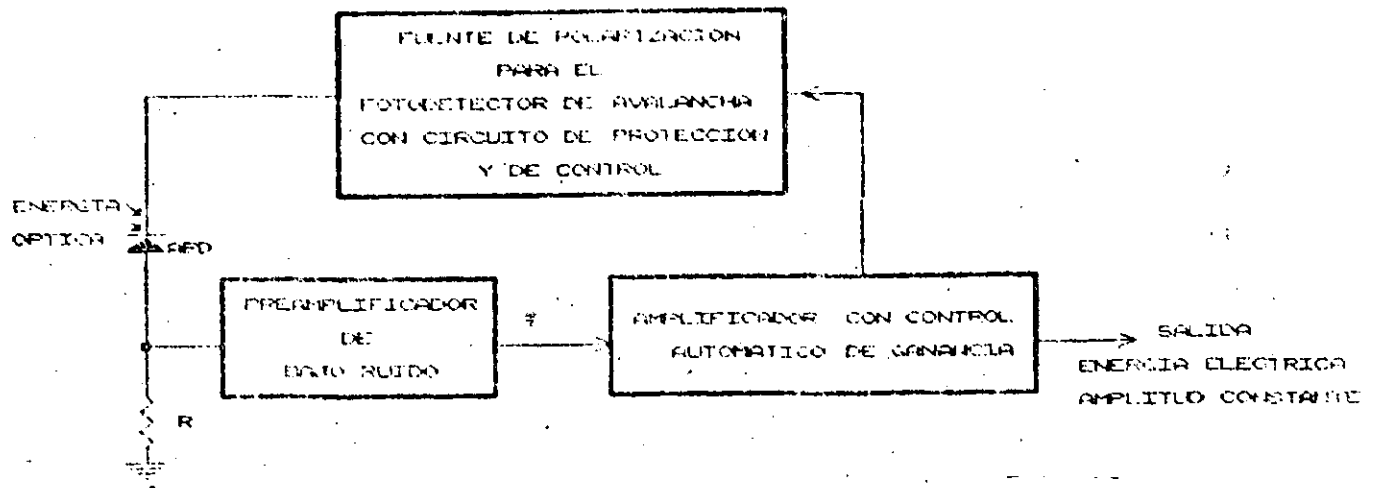
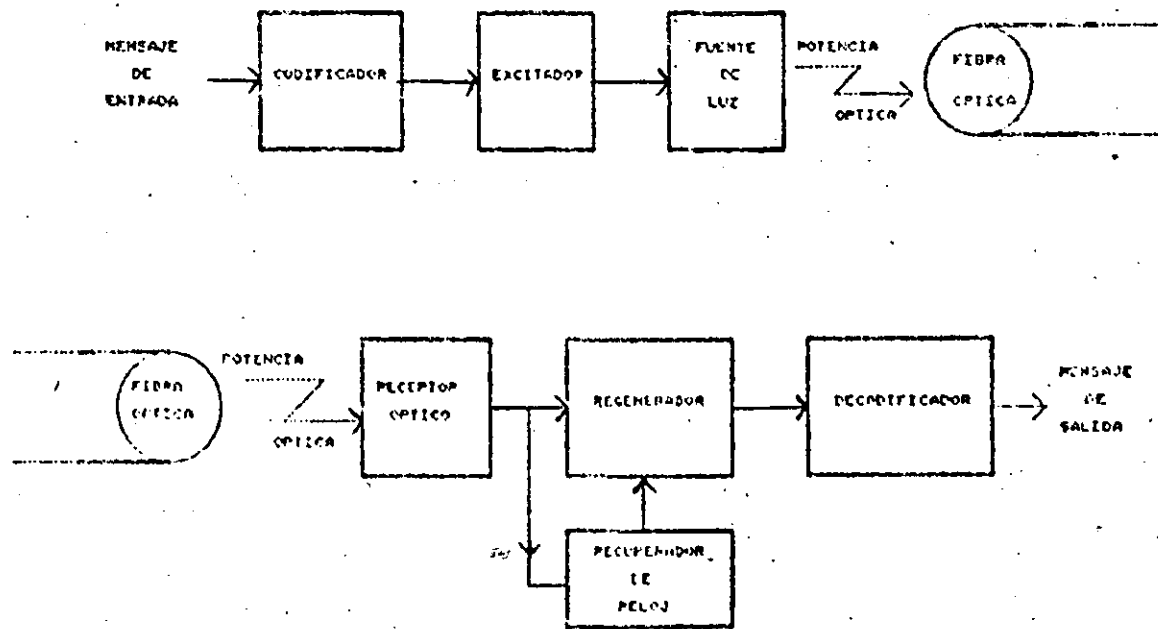


Fig.2.1.- Diagrama a bloques de un receptor óptico con fotodetector de avalancha para sistemas de transmisión digital.

EL RECEPTOR OPTICO ESTA CONSTITUIDO POR:

-UN FOTODETECTOR DE AVALANCHA.

-UN PREAMPLIFICADOR OPTICO.

-UN AMPLIFICADOR CON CONTROL AUTOMATICO DE GANANCIA.

-UN FILTRO PASA BAJOS TIPO THOMSON DE 5^º ORDEN.

-UNA FUENTE DE POLARIZACION PARA EL FOTODETECTOR DE AVALANCHA CON CIRCUITO DE PROTECCION Y CONTROL.

EL PREAMPLIFICADOR ES EL BLOQUE MAS CRITICO DEL RECEPTOR, DEBIDO A QUE ESTE DETERMINA VARIOS PARAMETROS DE IMPORTANCIA EN EL COMPORTAMIENTO DEL SISTEMA DE COMUNICACIONES POR FIBRAS OPTICAS. DEBE DISEÑARSE ESTABLECIENDO UN COMPROMISO DE CRITERIOS QUE PUEDEN ESTAR EN CONTRAPOSICION, POR LO QUE SE REQUIERE DE UN PROCESO DE OPTIMIZACION. LOS CRITERIOS COMUNMENTE CONSIDERADOS EN EL DISEÑO DE PREAMPLIFICADORES OPTICOS SON: SENSIBILIDAD, INTERVALO DINAMICO, ANCHO DE BANDA, FORMA DE LA RESPUESTA AMPLITUD-FRECUENCIA Y FASE-FRECUENCIA.

EL AMPLIFICADOR CON CONTROL AUTOMATICO DE GANANCIA TIENE COMO FUNCION COMPENSAR LAS VARIACIONES DEL NIVEL DE POTENCIA QUE INCIDE EN EL FOTODETECTOR. CON EL FIN DE MANTENER LA AMPLITUD CONSTANTE DE LA SEÑAL DE SALIDA DEL RECEPTOR. PARA QUE FUNCIONEN LOS CIRCUITOS POSTERIORES AL RECEPTOR (CIRCUITO DE DECISION. DE EXTRACCION DE SINCRONIA O DEMODULADORES).

EL FILTRO PASA BAJOS TIPO THOMSON DE 5^º ORDEN DETERMINA EN LO FUNDAMENTAL EL COMPORTAMIENTO DE AMPLITUD-FRECUENCIA Y FASE-FRECUENCIA DEL RECEPTOR. SE UTILIZA PARA OPTIMIZAR LA RELACION SEÑAL A RUIDO Y MINIMIZAR LA INTERFERENCIA ENTRE SIMBOLOS.

LA FUENTE DE POLARIZACION PARA EL FOTODETECTOR DE AVALANCHA CON CIRCUITO DE PROTECCION Y CONTROL ESTA FORMADA POR UN CONVERTIDOR DE DC/DC. CON PROTECCION DE SOBRE VOLTAJES PARA EL FOTODETECTOR Y CONTROLA EL VOLTAJE PARA COMPENSAR LAS VARIACIONES DE GANANCIA DEL APD. CAUSADAS POR LAS FLUCTUACIONES DE TEMPERATURA Y PARA INCREMENTAR EL INTERVALO DINAMICO DEL RECEPTOR.

REQUISITOS MAS SOBRESALIENTES DEL RECEPTOR OPTICO:

-VELOCIDAD DE TRANSMISION: 139.264 Mbits/s

-CODIGO DE LINEA: 5B6B

-FRECUENCIA DE OPERACION: 167.116 MHz

-FORMATO DE SEÑAL: NRZ

-VENTANA DE TRANSMISION: 1300 nm

-TASA DE ERROR: 10^{-9}

-SENSIBILIDAD MAXIMA: -48 dBm

-SENSIBILIDAD MINIMA: -20 dBm

FOTODETECTOR: APD

-NIVEL DE LA SEÑAL DE SALIDA: 200 mVp-p

-INTERVALO DINAMICO DE LA SEÑAL DE SALIDA: ± 1.5 mVp-p

-IMPEDANCIA DE SALIDA: 100 Ω

-ESTABILIDAD DINAMICA: LA RESPUESTA TRANSITORIA NO DEBE TENER SOBRETUROS

CALCULO DE LA FOTOCORRIENTE DEL FOTODETECTOR DE AVALANCHA

EL FOTODETECTOR UTILIZADO EN EL DISEÑO ES UN APD DE GERMANIO DE FUJITSU TIPO FPD13R12JT SUS CARACTERÍSTICAS PROPORCIONADAS POR EL FABRICANTE PARA UNA GANANCIA DE DIEZ SON:

- DIAMETRO DEL AREA ACTIVA: $100\mu\text{m}$
- VENTANA DE TRANSMISION (λ): 1300 nm
- EFICIENCIA TIPICA: 70%
- FRECUENCIA DE CORTE TIPICA: 700 MHz PARA $R_L = 50\ \Omega$
- VOLTAJE DE POLARIZACION: 25 V - 40 V
- FACTOR DE RUIDO DE EXCESO: 9
- VALOR DE $X = 0.95$
- CORRIENTE DE OSCURIDAD: $0.33\ \mu\text{A}$

EL CALCULO DE LA FOTOCORRIENTE SE REALIZA UTILIZANDO LA ECUACION (1.3) PARA LA SENSIBILIDAD EXIGIDA.

	MINIMA	MAXIMA	INTERVALO
SENSIBILIDAD (POTENCIA OPTICA PROMEDIO DETECTADA)	-48 dBm	-20 dBm	28 dB
GANANCIA DE CORRIENTE DEL APD	5 (13.79 dB)	30 (29.54 dB)	15.75 dB
FOTOCORRIENTE PROMEDIO	$0.475\ \mu\text{A}$	$52.3\ \mu\text{A}$	

El fotodetector está acoplado a un tramo de fibra óptica, el núcleo de la fibra es de 50 μm y el primer recubrimiento óptico es de 125 μm . La eficiencia del APD medida es $\eta=0.535$ y su característica Ganancia-Voltaje de polarización experimental, medida en el laboratorio se muestra en la figura 3.1.

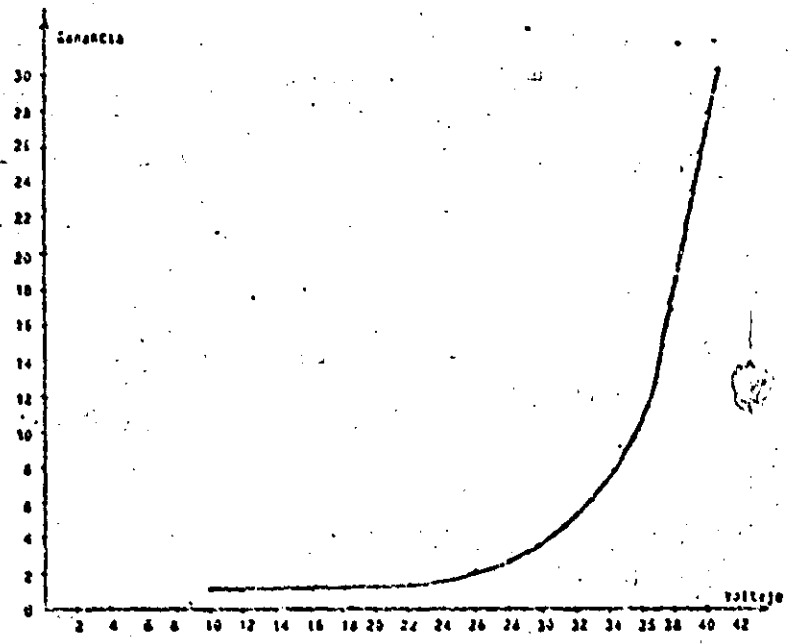


Fig.3.1.-Característica experimental Ganancia-Voltaje de polarización del APD de Fujitsu FD13R12JT.

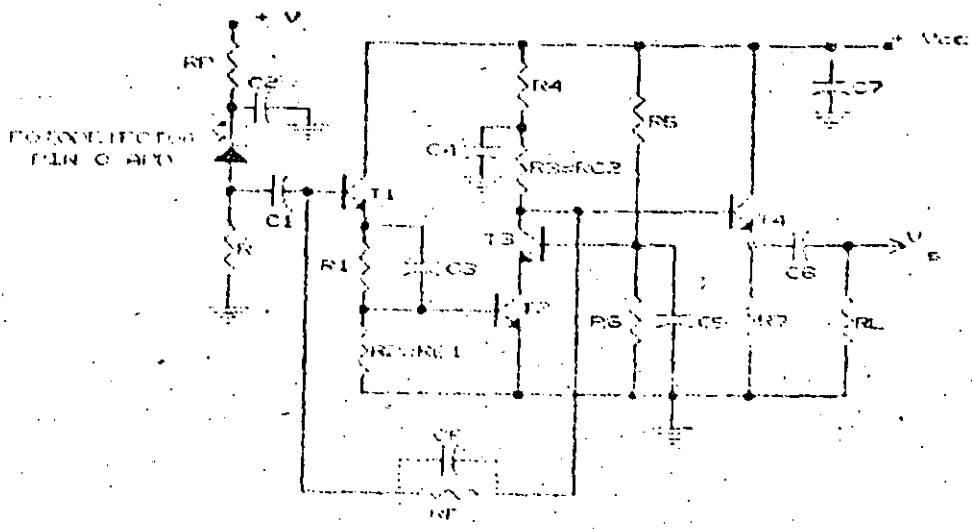


Fig.3.2.-Circuito de configuración CC-cascode

CON EL OBJETO DE OPTIMIZAR EL DISEÑO Y FUNCIONAMIENTO DEL PREAMPLIFICADOR SE CONSTRUYERON TRES VARIANTES DEL MISMO PARA FINALMENTE SELECCIONAR EL MEJOR, EL CUAL SE DUPLICÓ CON EL PROPOSITO DE ANALIZAR SU REPETIBILIDAD.

NO OBSTANTE DE QUE LA VERSION ELEGIDA ES UNA OPTIMIZACION DE LAS DOS ANTERIORES, ESTOS PROTOTIPOS PUEDEN EMPLEARSE EN EL RECEPTOR CON RESULTADOS SATISFACTORIOS.

LOS PREAMPLIFICADORES SE CONSTRUYERON CON COMPONENTES PASIVOS DE DADO. DE ACUERDO A LOS OBJETIVOS DE LOS DISEÑOS ACTUALES. BASADOS EN LA TECNOLOGIA DE MONTAJE SUPERFICIAL DE COMPONENTES.

LA TECNOLOGIA DE MONTAJE SUPERFICIAL PRESENTA LAS SIGUIENTES VENTAJAS:

- ALTA DENSIDAD
- MEJOR FUNCIONAMIENTO ELECTRICO
- BAJO COSTO DE FABRICACION
- ENSAMBLE AUTOMATICO
- ALTA RESISTENCIA MECANICA

SUS DESVENTAJAS SON:

- REQUIEREN DE UN MANEJO CUIDADOSO
- REQUIEREN DE UN ALMACENAJE ADECUADO

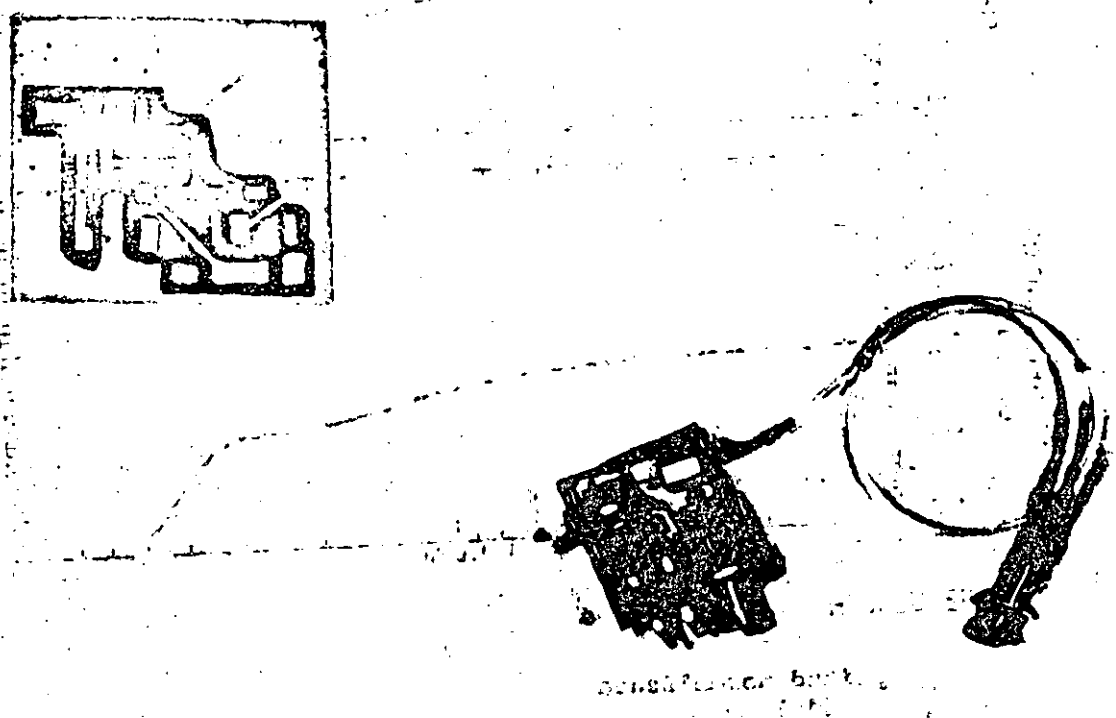
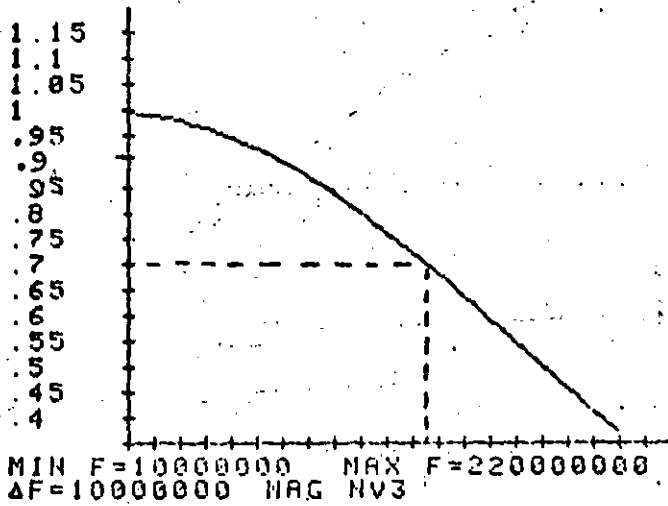


Fig.4.6.-Circuito impreso de los preamplificadores y fotografía de uno de ellos terminado.

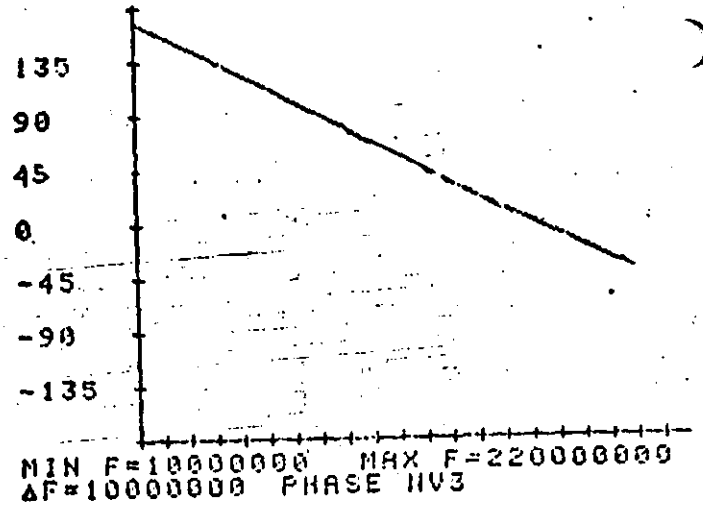
4.12.-CONSTRUCCION DEL AMPLIFICADOR CON CONTROL AUTOMATICO DE GANANCIA

El amplificador con CAG se construye en una tableta de fibra de vidrio de doble cara de cobre de 16 x 19 cm. Una de las caras se utilizo para las pistas del circuito y la otra como plano de tierra y pistas de alimentacion. En esta tableta tambien se construyo el filtro Thomson y se dejo el espacio suficiente para colocar el preamplificador y la fuente de polarizacion con control y proteccion del rotodetector de avalancha.

Las diferentes etapas del amplificador con CAG se desacoplaron con filtros RC. Los componentes utilizados son discretos y se ensamblaron superficialmente. En la figura 4.7 se muestra la tableta del circuito por el lado de las pistas del receptor optico.



(a)



(b)

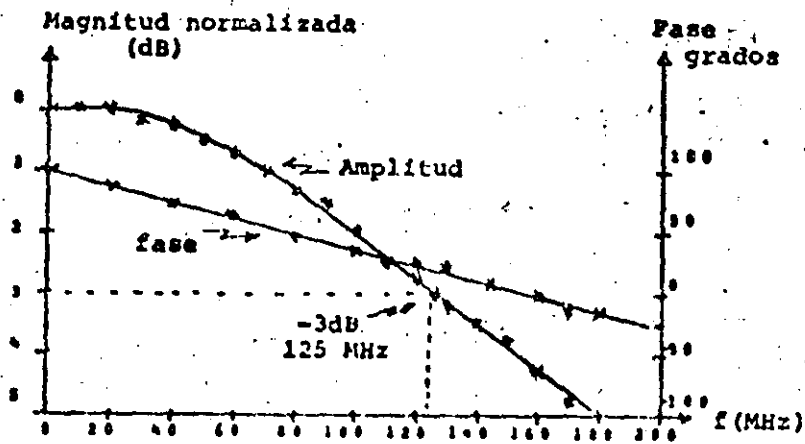


Fig.4.21.-Características amplitud-frecuencia y fase-frecuencia de la etapa de amplificación de RF en cascada con el filtro Thomson.

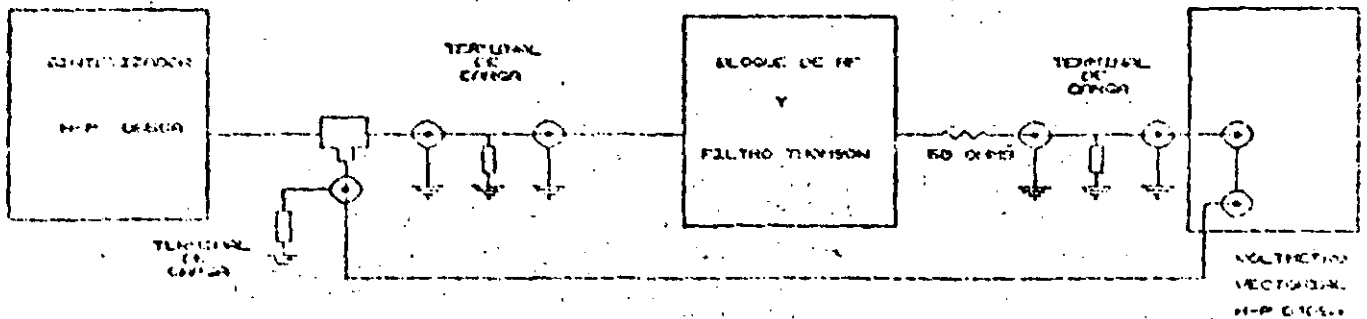


Fig.4.22.-Sistema de medición de las características amplitud-frecuencia y fase-frecuencia de la etapa de amplificación de RF en cascada con el filtro Thomson.

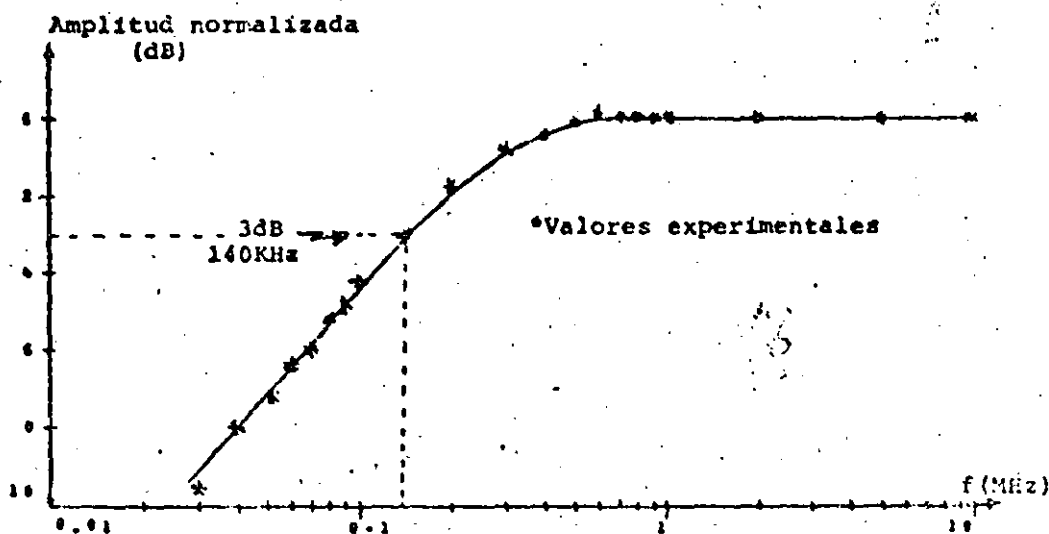
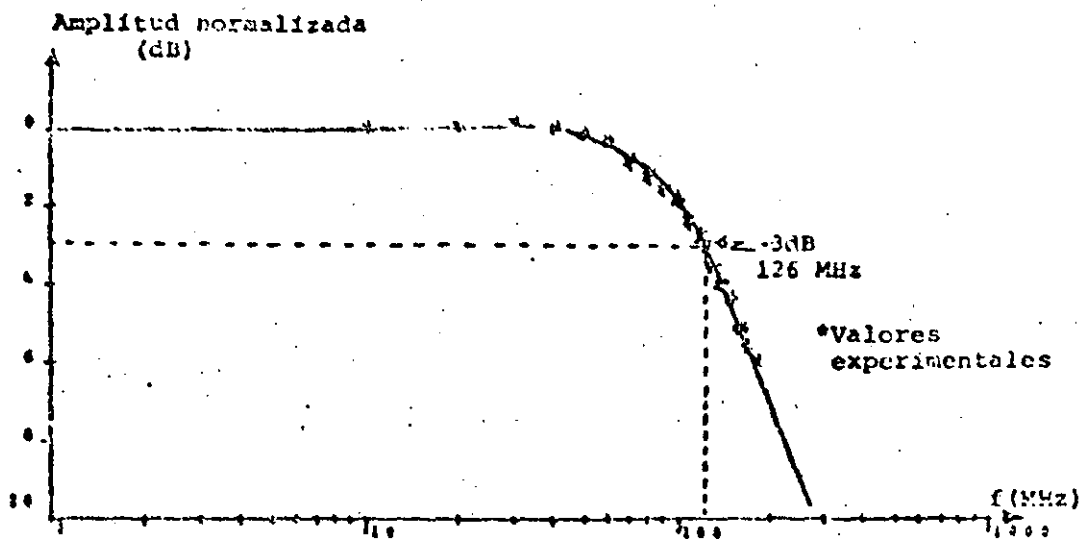


Fig.4.26.-Característica amplitud-frecuencia del receptor óptico para bajas frecuencias.

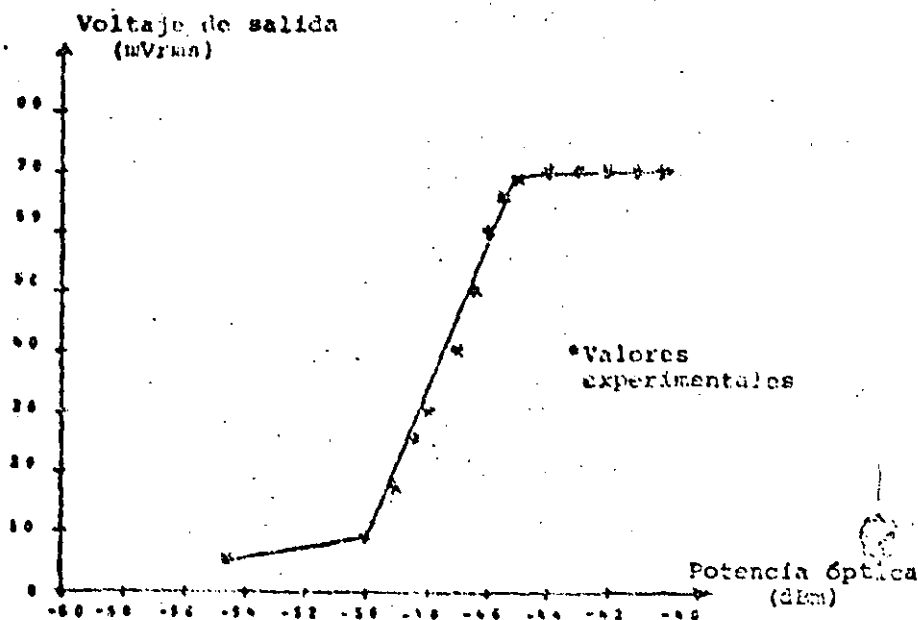


Fig 4.27.-Característica del voltaje salida como función de la potencia óptica de entrada del receptor.

CONCLUSIONES

EL RECEPTOR OPTICO DISEÑADO Y CONSTRUIDO EN LA FASE DE PROTOTIPO DE LABORATORIO PRESENTA LAS SIGUIENTES CARACTERISTICAS:

-SENSIBILIDAD MAXIMA

PARA EL FORMATO RZ: -46.6 dBm

PARA EL FORMATO NRZ: -46.1 dBm

-VELOCIDAD DE TRANSMISION: 139.264 Mbits/s

-TASA DE ERROR: 10^{-9}

-INTERVALO DINAMICO: 25 dB

-VENTANA DE TRANSMISION: 1300 nm

-INTERVALO DINAMICO DE LA SEÑAL DE SALIDA: ± 2.6 mVp-p

-IMPEDANCIA DE SALIDA: 100Ω

-CARACTERISTICA AMPLITUD-FRECUENCIA PLANA: ± 0.12 dB EN EL INTERVALO DE FRECUENCIA DE 0.5 - 30 MHz

-CARACTERISTICA FASE-FRECUENCIA LINEAL: $\pm 3\%$ EN EL INTERVALO DE FRECUENCIA DE 10 - 180 MHz

-ANCHO DE BANDA: A -3dB 126 MHz

EL RECEPTOR OPTICO CONFORME A SUS CARACTERISTICAS PUEDE USARSE EN SISTEMAS DE TRANSMISION DIGITAL DE DISTANCIAS MEDIAS Y LARGAS QUE MANEJEN 1920 CANALES TELEFONICOS CODIFICADOS A 64 KBITS/S O DE 2 A 4 CANALES DE TELEVISION CODIFICADOS A 70 MBITS/S O 34 MBITS/S RESPECTIVAMENTE.

PUEDE UTILIZARSE EN SISTEMAS DE TELECOMUNICACIONES DE AREAS URBANAS SIMILARES A LAS DE LA CIUDAD DE MEXICO.

LA SENSIBILIDAD DIFIERE ENTRE LO TEORICO Y LO EXPERIMENTAL 3.1 %

PARA EL CASO DEL PREAMPLIFICADOR LAS DISCREPANCIAS SON:

PARA EL ANCHO DE BANDA:

--ENTRE LO CALCULADO CON LA ECUACION PROPUESTA Y LO EXPERIMENTAL ES 2 %

--ENTRE LO SIMULADO Y LO EXPERIMENTAL ES 6.9 %

PARA LA TRANSIMPEDANCIA SE TIENE UNA DISCREPANCIA DE 6.3 % ENTRE LO TEORICO Y LO EXPERIMENTAL

LOS RESULTADOS REFLEJAN QUE EL METODO DE DISEÑO ES EL ADECUADO, INFLUYENDO SIGNIFICATIVAMENTE EL METODO DE CONSTRUCCION UTILIZADO QUE EL DE LA TECNOLOGIA DE MONTAJE SUPERFICIAL.

CON LA CONFIGURACION SELECCIONADA DEL PREAMPLIFICADOR SE HIZO UNA EXPLORACION EXPERIMENTAL NO RIGUROSA ALCANZANDOSE ANCHOS DE BANDA DE 380 MHz.

SE HAN REPORTADO RESULTADOS SIMILARES CON PREAMPLIFICADORES DE GAAsFET.

SE CONCLUYE LAS TECNICAS DE DISEÑO Y CONSTRUCCION SEGUIDAS ES UNA BUENA OPCION PARA CONSTRUIR PREAMPLIFICADORES OPTICOS DE ALTA VELOCIDAD, ALTA FUNCIONALIDAD Y BAJO COSTO.

CON RESPECTO AL AMPLIFICADOR CON CONTROL AUTOMATICO DE GANANCIA

LA ETAPA AMPLIFICACION DE RF.

TIENE UNA CARACTERISTICA AMPLITUD-FRECUENCIA PLANA EN EL INTERVALO DE FRECUENCIA DE INTERES, SU ANCHO DE BANDA ES 210 MHz, LOS RESULTADOS EXPERIMENTALES Y LOS TEORICOS SON MUY CERCANOS.

EL DETECTOR PICO-PICO CON UMBRAL DEL AMPLIFICADOR CON CONTROL AUTOMATICO DE GANANCIA ES UN CIRCUITO BASTANTE VERSATIL PUEDE APLICARSE EN UNA GRAN VARIEDAD DE SISTEMAS RADIOELECTRICOS.

LA EFICIENCIA DEL DETECTOR PICO-PICO ES DE 0.9

SU UMBRAL SE FIJA PARA EL NIVEL DE AMPLITUD A PARTIR DEL CUAL EL CONTROL SE REALIZA.

LA ESTIMACION DEL COMPORTAMIENTO DEL AMPLIFICADOR CON CONTROL AUTOMATICO DE GANANCIA SE REALIZO EN TODO EL INTERVALO DINAMICO DE LA POTENCIA OPTICA LA DISCREPANCIA CON RESPECTO A LO PREDICHO ES DEL 8%

EL FILTRO PASA BAJOS REQUIERE COMPONENTES DE PRECISION DE 1% O MENOR PARA QUE EL COMPORTAMIENTO EXPERIMENTAL SEA APROXIMADAMENTE IGUAL AL TEORICO. CON RESPECTO A LA FRECUENCIA DE CORTE SE OBTUVO UNA EXACTITUD DEL 8%.

EL CIRCUITO DE PROTECCION DEL APD SE LIMITA A UN VALOR MAXIMO DE 40.1 VOLTS DE CORRIENTE DIRECTA Y A UN VALOR MINIMO DE 10 VOLTS DE CORRIENTE DIRECTA.

LA POLARIZACION DEL APD SE FIJO A LA GANANCIA OPTIMA (38.6 VOLTS)

EL ANCHO DE BANDA DEL RECEPTOR ES 140 KHz A 126 MHz

EL INTERVALO DINAMICO DE POTENCIA OPTICA DEL RECEPTOR ES DE
-45 dBm A -20 dBm

EL INTERVALO DINAMICO DEL FOTODETECTOR ES DE 6 dB

EL INTERVALO DINAMICO DEL AMPLIFICADOR CON CONTROL AUTOMATICO DE GANANCIA ES DE 19 dB.

ESTE RECEPTOR FUNCIONA EFICIENTEMENTE EN JERARQUIAS MENORES PARA LAS QUE FUE DISEÑADO

CON ESTE TRABAJO SE HA OBTENIDO LA EXPERIENCIA EN EL DESARROLLO DE LA ELECTRONICA DE LOS SISTEMAS DE COMUNICACIONES POR CABLES DE FIBRAS OPTICAS DE MEDIANA Y ALTA VELOCIDAD, ESPECIALMENTE EN LA CONSTRUCCION DE MONTAJE SUPERFICIAL.

CREEMOS QUE EL PRESENTE TRABAJO REPRESENTA UN PASO IMPORTANTE EN EL DESARROLLO DE NUESTRO PAIS EN EL CAMPO DE LA ELECTRONICA DE ALTA VELOCIDAD Y DE LAS COMUNICACIONES POR FIBRAS OPTICAS Y COMO CONSECUENCIA ES UN IMPULSO A LA FORMACION DE RECUERSOS HUMANOS.

EL RECEPTOR PRESENTA CARACTERISTICAS SIMILARES A LOS RECEPTORES
 LOS SISTEMAS COMERCIALES :

TNO 4132

140 Mbit/s MULTIPURPOSE optical line terminal

TECHNICAL DATA

Line Terminal

Junction (cross connect) : CMI
 Code : 139, 264 Mbit/s \pm 15 ppm
 Loss : 12 dB max at 69, 632 MHz
 Jitter : Compatible with CCITT G 703
 Impedance : 75 Ω unbalanced
 Line rate : 278.528 Mbit/s

Repeater

Code : CMI
 Line rate : 278.528 Mbit/s
 Monitoring data transmission interface :
 1 200 baud modem (V 23 interface)

	MULTIMODE FIBRE	MONOMODE FIBRE
Output power injected	0 dBm	-3 dBm
Power received	-36 dBm (for BER 10 ⁻⁹) -30 dBm*	-36 dBm (for BER 10 ⁻⁹)
Power budget	36 dB	33 dB
Recommended system margin	4 dB	4 dB
Loss of spliced link (suggested)	1.25 dB/Km	0.8 dB/Km
Maximum suggested repeater spacing	20 Km*	35 Km

* For a 6 dB bandwidth of 100 MHz.

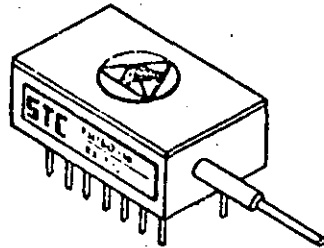
OPTICAL CHARACTERISTICS

Transmission medium : Monomode fibre or multimode graded index fibre
 Source : Laser diode
 Wavelength : 1.3 μ m
 Spectral width : 3 nm
 Detector : PIN-FET
 AGC dynamic range : 20 dB

Fibre Optic Receiver

PH series

Wavelength 1000nm to 1600nm.



FEATURES

- * InGaAs Photodetector PIN diode & GaAs FET preamplifier.
- * HIGH IMPEDANCE INTEGRATING design for very high sensitivity.
- * Suitable for bounded data at rates from 2.0 to 320 Mbaud.
- * Novel stabilizing network ensures suppression of oscillation.
- * Epoxy-free, hermetic metal package.
- * 50/125 μm graded index fibre tail.

DESCRIPTION

This F/O receiver consists of a high responsivity III-V PIN detector, a low noise FET preamplifier, and a bipolar output stage. This design integrates the input signal for maximum sensitivity. A hybrid circuit within an all metal hermetic DIL package combines low parasitic design with ruggedized construction.

CHARACTERISTICS

Conditions: Ambient temperature, 22°C.
Output, fully equalized.
Load impedance, 50 ohms.
Wavelength, 1300nm nom.

Parameter	Min.	Typ.	Units
Sensitivity @ BER = 10^{-9} (rms noise voltage test)			
Line rate 2 Mbaud	-56.5	-58.5	dBm
16 Mbaud	-52.0	-54.0	dBm
45 Mbaud	-49.0	-51.0	dBm
90 Mbaud	-46.0	-48.0	dBm
160 Mbaud	-43.0	-45.5	dBm
* Dynamic range	18.0	20.0	dB
Detector responsivity	0.65	0.85	A/W
Total Leakage Current		20.0	nA

Data on receivers for use at other line rates is available upon request.

* The dynamic range @ BER= 10^{-9} is defined as :
the system overload point (using NRZ 2⁷-1 PRBS data)
minus the sensitivity (using the rms noise voltage test)



PH00A020A.EB ISSUE B APR 14/86

14/87
CAUTION!
STATE BEHAVIOR
SERIES
RECEIVE PRECAUTIONS

EL RECEPTOR SUPERA LAS CARACTERÍSTICAS PRINCIPALES DE LOS RECEPTORES DE LOS SISTEMAS COMERCIALES:

MAIN PARAMETERS OF 32Mb/s & 100Mb/s FIBER OPTIC SYSTEMS (N. T. T.)

	F-32M	F-100M
Information Rate	32.064Mb/s	97.728Mb/s
Line Code	CMI	8B1C
Clock Frequency	64.128MHz	111.689MHz
Allowable Cable Loss •	35 dB (S), 22 dB (L)	
Optical Source •	GaAlAs LD (S), InGaAsP LD (L)	
Optical Detector •	Si-APD (S), Ge-APD (L)	
Loss Margin	Cable	4 dB
	System	2~8.5 dB
Repeater Spacing •	10 km (S), 15 km (L)	
Error Rate	less than 10^{-11} /REP	
Line Supervision	Coding Rule Check	Parity Check
Service System : Stand by System	11 : 1	

* (S) shows 0.85 μm, (L) shows 1.3 μm

NEC

SYSTEM	2MB FOTS	8MB FOTS	34MB FOTS	140MB FOTS
EQUIPMENT	FD-1015A-L	FD-2015A-L	FD-3009A-L	140M-FM-3A-L
PARAMETERS	O-LTE	O-LTE	O-LTE	MPX(OPT)
Line Bit-rate	2.048Mb/s	8.448Mb/s	34.641Mb/s	139.264Mb/s
Wavelength	1300nm(nominal)			
Optical Source	InGaAsP-ILD			
Optical Device	Ge-APD			
Line Code	Code Mark inversion(CMI)		Scrambled Binary	
Transmitter Output (peak power)	+2dBm ±0.5dB			
Transmitter Output (average power)	-1dBm ±0.5dB		-4dBm ±0.5dB	
Receiving Sensitivity (BER=10 ⁻¹¹)	-47.0dBm	-43.0dBm	-38.0dBm	

NEC

Optical Filter: Transmission Mode		Multi-Merle					
System		2M FOTS	8M FOTS	34M FOTS	140M FOTS		
Equipment		FD-1015A-L OLTE	FD-2015A-L OLTE	FD-3009A-L OLTE	140M-FM-3A-L MUX(OPT)		
Line Bit Rate (fo)		2.048 Mb/s	8.448 Mb/s	34.641 Mb/s	139.264 Mb/s		
Wavelength		1.30μm ±0.03μm					
Optical Source		InGaAsP-ILD					
Optical Detector		Ge-APD					
Line Code		Code Mark Inversion (CMI)		Scrambled Binary (Mark Ratio = 50%) (Duty Cycle = 50%)			
Link Loss Budget	Equipment	Source output power in the fiber (peak power)				+2dBm ±0.5dB	
		Source output power in the fiber (average power)				-1dBm ±0.5dB -4dBm ±0.5dB	
		Connection loss in the equipment				3dB	
		Operating margin for the equipment				2dB	
		Allowable Link Loss	40.5dB	36.5dB	33.5dB	28.5dB	
	Line	Connection loss between the transmitter and line		1.5dB			
		Penalty for fiber bandwidth limitation (to fo)		Not necessary		1.5dB	
		Required fiber bandwidth (-3dB optical)		> 8MHz	> 32MHz	> 68MHz	> 112MHz
		Operating margin for the cable		3dB			
		Total line loss including splicing loss		36dB	32dB	29dB	22.5dB
Maximum Repeater spacing (Example: 1.4dB/km including splicing loss)		27.7km	24.6km	22.3km	17.3km		

PARTE II

RECEPTOR OPTICO

El objetivo de diseño para un receptor digital para comunicaciones por fibras ópticas es maximizar la sensibilidad para una probabilidad de error dada a una determinada velocidad de transmisión. Al mismo tiempo, es deseable contar con un rango dinámico amplio y con una función de transferencia al ruido de fase que permita -eventualmente- la transmisión a través de una larga cadena de regeneradores. Para lograr estos objetivos es necesario resolver una serie de compromisos de diseño en los que interactúan diversas partes del sistema. En muchos casos es difícil definir un óptimo absoluto.

En primer lugar están, por supuesto, las propiedades del fotodiodo y de los dispositivos que conforman el preamplificador de entrada. Desde nuestro punto de vista, era necesario obtener características lo más adecuadas posible pero siempre dentro del esquema de nuestras posibilidades comerciales. Aún en los dispositivos de laboratorio las limitaciones físicas imponen un límite a lo que es posible lograr. A partir de esto, los dispositivos industriales y sus variaciones en cantidad, impondrán los límites de comportamiento del receptor. En nuestro caso es conveniente anticipar que no podemos utilizar dispositivos sofisticados como fet GaAs o transistores de super beta y que los dispositivos comercialmente obtenibles son más o menos comunes.

En el caso del fotodiodo de avalancha ciertos objetivos fundamentales en las características como un bajo ruido de oscuridad, una baja capacitancia de unión y un bajo factor de ruido de avalancha se consideraron fundamentales.

En el caso del circuito preamplificador es importante no depender demasiado de técnicas especiales de fabricación y encapsulado.

Un factor fundamental en el diseño es la forma del pulso a la entrada del circuito de decisión. Esta señal contiene, implícitamente, el ruido rms en el sistema y explícitamente la interferencia entre símbolos alrededor del instante de muestreo. Esta forma de onda determina el comportamiento global del receptor -el diagrama de ojo- así como la flexibilidad que puede concederse al sistema de sincronización.

Desde el punto de vista del ruido existen dos circuitos que se usan comúnmente en receptores ópticos: el esquema de alta impedancia -que se muestra en la figura A- y el esquema de transimpedancia mostrado en la figura B. En las frecuencias en que este trabajo se desarrolla (140 Mbps) se ha demostrado que el esquema de alta impedancia tiene un comportamiento ligeramente superior (1). Sin embargo, esto es bajo condiciones óptimas de construcción: en realidad, las capacitancias parásitas en la construcción del circuito, -particularmente severas cuando no se cuenta con técnicas híbridas- (al menos película gruesa) para la construcción del preamplificador- degradan fuertemente el comportamiento del amplificador tipo alta impedancia. Además existen algunos problemas de rango dinámico ya que la capacitancia de entrada se carga con una larga cadena de unos imponiendo un offset de entrada que limita el rango de operación.

Es posible ver numéricamente el problema en forma sencilla. Para el amplificador de alta impedancia el polo de entrada está dado por:

$$S_1 = \frac{1}{2R_1 C_{oi}}$$

(A)

donde:

R_L es la resistencia de carga del fotodiodo y:

$$C_{ei} = C_d + C_p + C_{gs} + (1 + g_m R_D) C_{gd}$$

donde:

C_d es la capacitancia del diodo

C_p es la capacitancia parásita paralela

C_{gs} es la capacitancia gate-source de FET

C_{gd} es capacitancia gate-drain

En el caso del amplificador de transimpedancia este mismo polo está dado por:

$$S_i = \frac{1}{\frac{2\pi R_f C_{ei}}{A_v}} = \frac{A_v}{2\pi C_{ei} R_f}$$

como:

$$C_{ei} = C_d + C_p + C_{gs} + (1 + g_m R_C) C_{gd}$$

$$Y: g_m R_C = A_v$$

$$C_{ei} = C_d + C_p + A_v C_{gd}$$

$$Y: S_i = \frac{A_v}{2\pi R_f (C_d + C_p + C_{gs} + C_{gd} A_v)} \quad (B)$$

$$S_i = \frac{1}{\frac{2\pi R_f (C_d + C_p + C_{gs} + C_{gd} A_v)}{A_v}} = \frac{1}{2\pi R_f C_{gd}}$$

Obviamente S_i depende mucho menos de C_p en (B) que en (A). Sin embargo esta dependencia no desaparece del todo y es estudiada con detalle en este trabajo.

En lo referente al filtro, se persiguió un diseño para minimizar el efecto combinado del ruido y la interferencia entre símbolos en y alrededor del instante de muestreo para obtener un diagrama de ojo claro y abierto.

Para diseñar el filtro óptimo se pueden seguir varios enfoques. En el dominio de la frecuencia un factor de caída pequeño limita el ruido en la señal; Sin embargo, es deseable un decaimiento rápido en el tiempo para limitar la interferencia entre símbolos. Ambos objetivos son contradictorios. Un enfoque que maneje simultáneamente el tiempo y la frecuencia en la búsqueda de localización óptima de los polos es complicada (2). Como el comportamiento en interferencia entre símbolos (ISI) es más difícil se escogió un enfoque en el dominio del tiempo. Este enfoque fue propuesto por Nader y Lynd (3). Se ha demostrado que los filtros todos polos diseñados con este enfoque tienen un buen factor de caída en la frecuencia y mantienen límites predeterminados en cuanto a la interferencia entre símbolos. El método se describe con detalle en esta sección.

Con respecto a la densidad espectral de ruido, debido a la naturaleza del ruido cuántico, el ruido equivalente de entrada está dado aproximado por la suma:

$$n_e^2 = n_L^2 + n_C^2$$

donde:

- n_e es el ruido rms total equivalente de entrada.
- n_L es el ruido térmico rms equivalente de entrada.
- n_C es el ruido cuántico rms de entrada (ruido de señal).

En el caso de un receptor con fotodiodo PIN el ruido térmico supera en dos órdenes de magnitud al ruido cuántico por lo que éste puede ser despreciado. Con ganancia de avalancha el ruido cuántico es dominante y sumamente sensible al valor de la ganancia debido al factor de ruido por ganancia de avalancha, de manera que es necesario la obtención de la ganancia óptima.

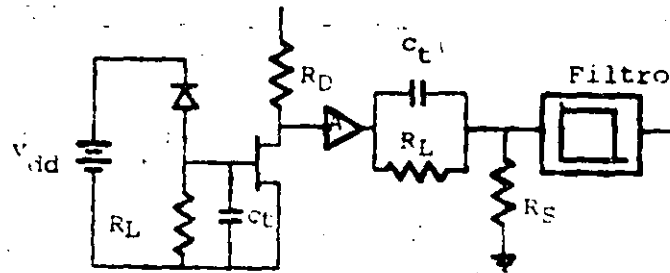


Figura A. Preamplificador de alta impedancia.

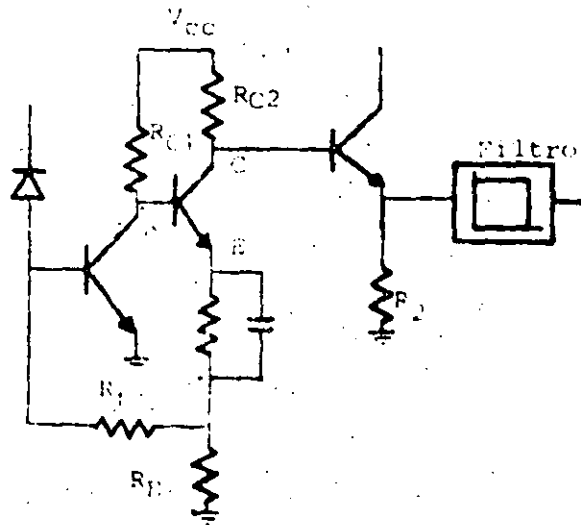


Figura B. Preamplificador de transimpedancia.

1 REQUERIMIENTOS GENERALES

El receptor debe cumplir los siguientes requerimientos:

Tipo de fotodetector: PIN o APD
 Frecuencia de trabajo: 34Mbits/seg RZ.
 Sensitividad: $>-30\text{DBm}$ (PIN) o $>-45\text{ DBm}$ (APD)
 PER: 1×10^{-9}
 Rango dinámico: 20 DB.

2 DIAGRAMA A BLOQUES

El diagrama a bloques del receptor se muestra en la siguiente figura:

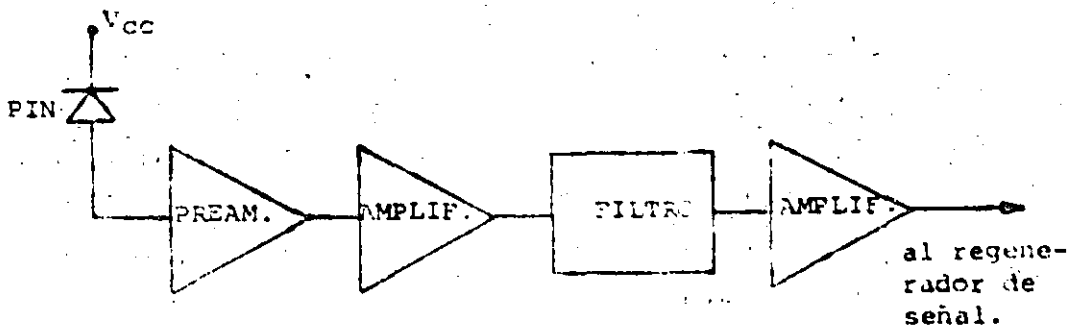


Figura 1 Diagrama a bloques del receptor.

El fotodiodo hace la conversión optoelectrónica de la señal que es amplificada por la primera etapa. El ruido de esta etapa debe ser bajo, ya que la señal que maneja el fotodiodo es del orden de nanoamperes.

La señal amplificada pasa a través del filtro cuya función es cortar el ancho de banda del receptor, eliminando el ruido de alta frecuencia y la interferencia entre símbolos de la señal digital, la cual es una forma de ruido.

La salida del filtro es amplificada para obtener el nivel de voltaje que maneja como entrada el recuperador de reloj y el regenerador de señal.

3 FOTODIODO

El fotodiodo PIN presenta las siguientes características:

Longitud de onda de trabajo	900 nm
Area activa	1mm ²
Responsividad	0.55 A/V
Máx. voltaje de operación	50 Volts
Corriente de obs.	1.0 nA
Capacitancia en 0V	15 pF
en 20V	3.5pF
en 12V	6.5pF
Tiempo de elevación con carga de 50 ohms y 20V de pol.	1 ns
Potencia equivalente de ruido con 20V	$3.6 \times 10^{-14} \text{ W/Hz}^5$

Algunas curvas importantes son:

Figura 2 Variación de la responsividad R_p y la eficiencia cuántica θ con la longitud de onda λ .

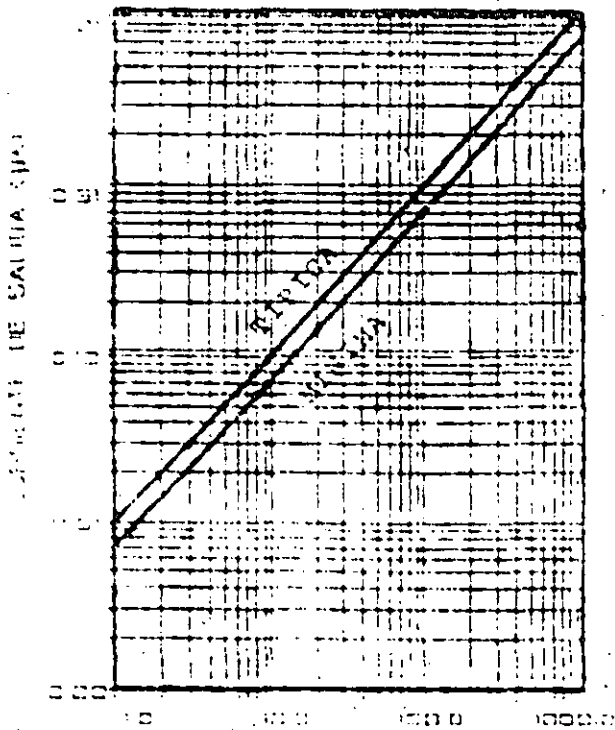
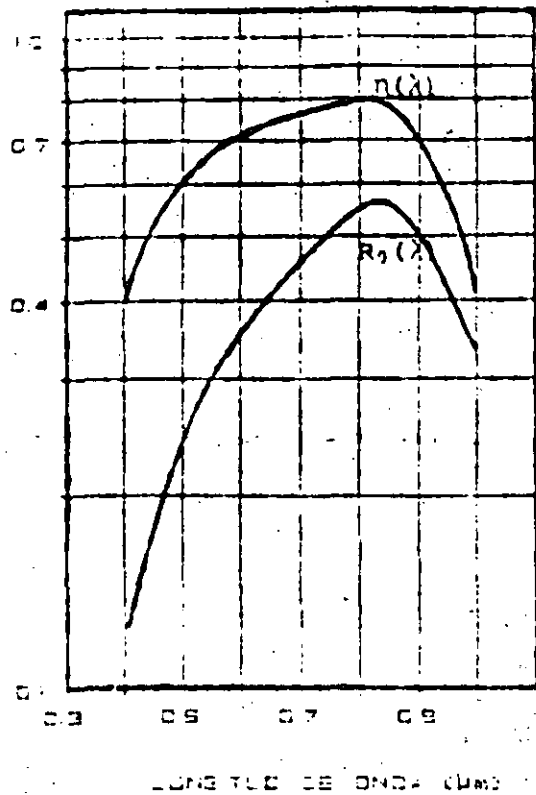


Figura 3 Variación de la corriente de salida con la iluminación.

Figura 4 Variación de la corriente de oscuridad con el voltaje inverso.

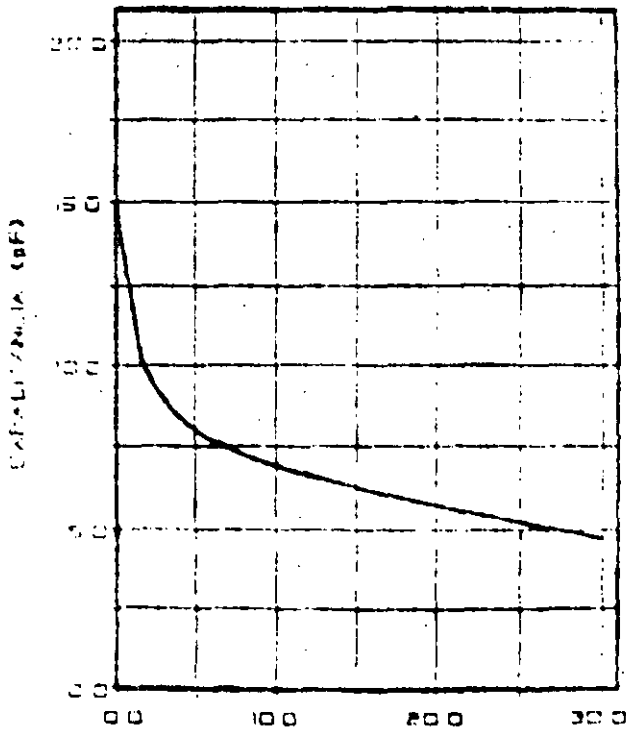
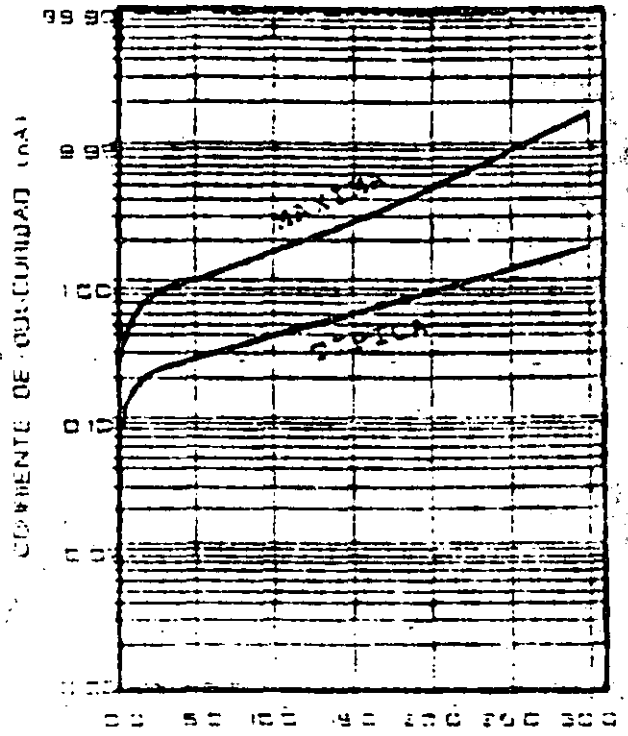


Figura 5 Variación de la capacitancia del diodo con el voltaje inverso.

Figura 6 Variación de la corriente de salida con la temperatura.

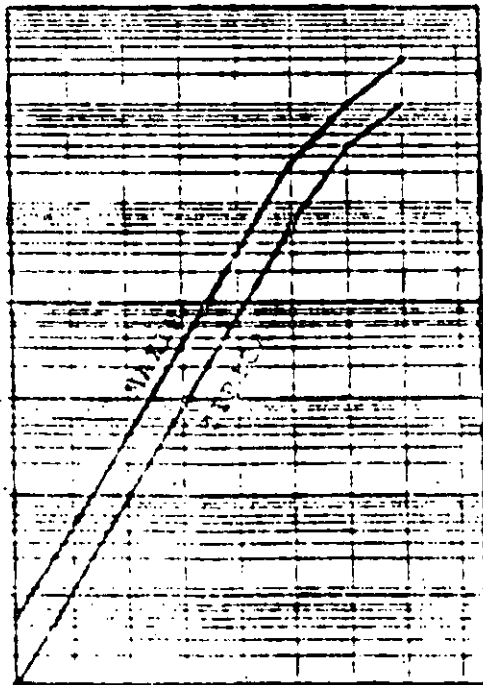
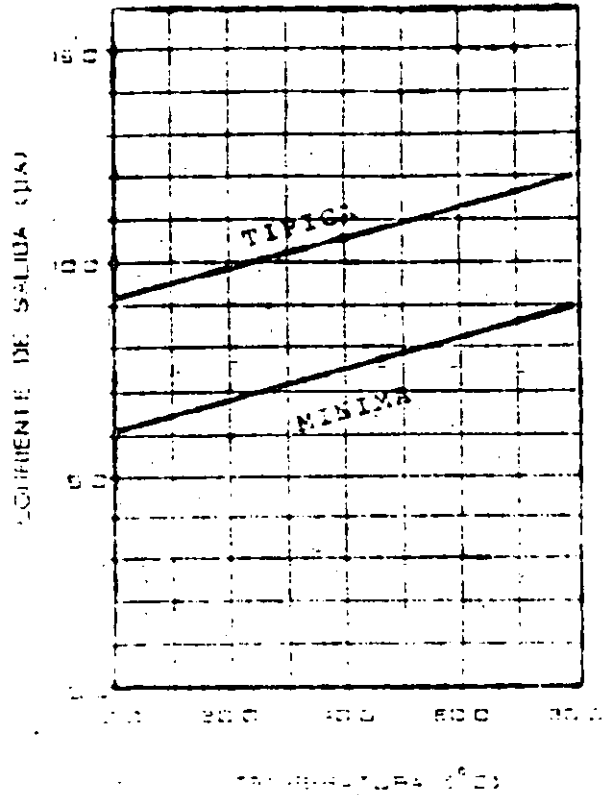


Figura 7 Variación de la corriente de oscuridad con la temperatura.

PREAMPLIFICADOR:

El amplificador de entrada es la etapa encargada de recibir la corriente generada por el fotodetector, y entregar un voltaje proporcional, añadiendo el menor ruido posible para asegurar una cierta relación señal a ruido y presentando un ancho de banda que cumpla con los requerimientos del código y la tasa de transmisión empleados.

Ya que la conversión que se desea realizar es de corriente a voltaje el uso de un amplificador transimpedancia es conveniente. Dicho amplificador presenta las siguientes características:

- Baja impedancia de entrada
- Baja impedancia de salida
- Buen ancho de banda
- Bajo nivel de ruido

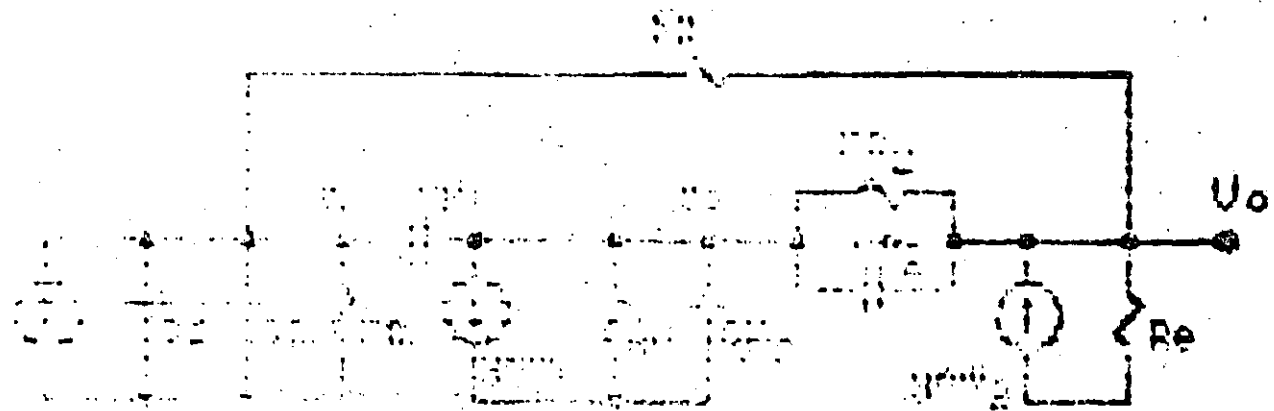
El circuito utilizado para implementar el amplificador de transimpedancia consta de un par realimentado -- donde el primer transistor está configurado en emisor común y el segundo en colector común de acuerdo a la siguiente figura:



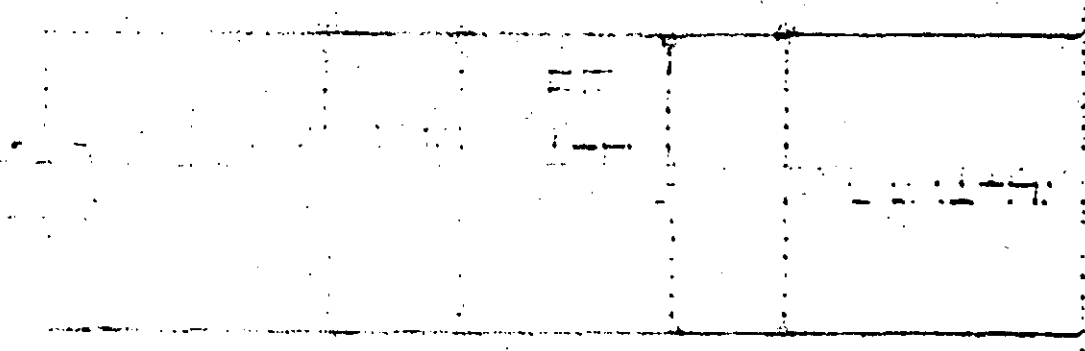
SEÑAL
DE
CIRCUITO

Se tiene una retroalimentación del tipo par.-par. a través del resistor R_f en donde se toma muestra del voltaje de salida y se controla mediante una corriente hacia la entrada. Lo anterior origina una relación estable entre la corriente de entrada y el voltaje de salida.

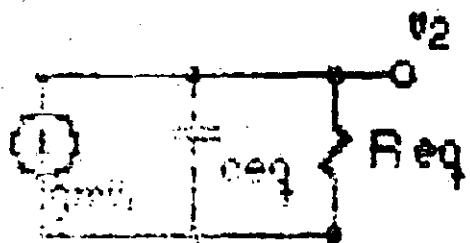
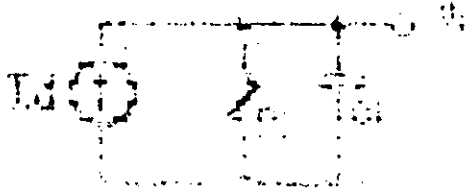
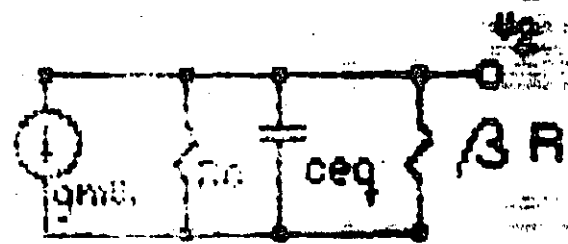
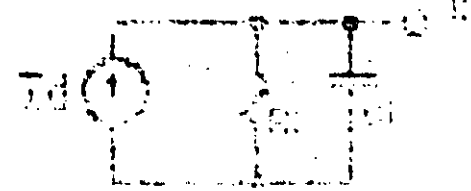
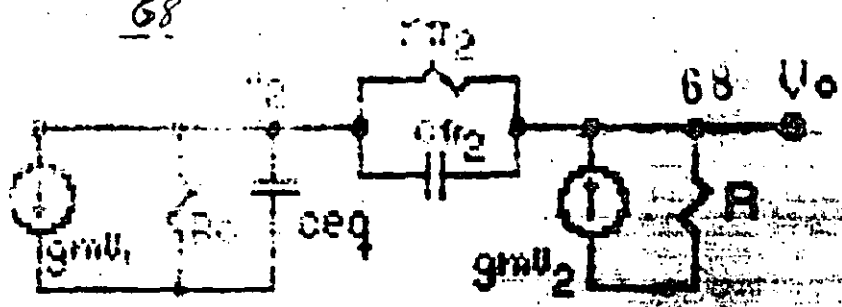
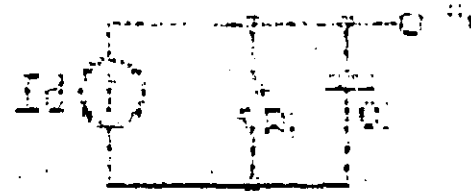
Para analizar las características del circuito -- arriba mencionado, se estudiará el diagrama equivalente de pequeña señal del mismo:



Aplicando el teorema de Miller a la resistencia R_f y a la capacitancia C_m , se obtiene la malla de entrada



Por el teorema de Miller, la resistencia R_f y la capacitancia C_m , se reflejan al circuito equivalente de salida de la forma:



EXAMPLE

$$R_{eq} = \frac{R_e}{\sqrt{3}} \left[R_e \parallel R_F \left(\frac{A}{1+A} \right) \right]$$

$$Z_{in} = 1/gm_1 + R_e(1+A) \approx R_e(1+A)$$

$$\frac{R_e}{1+A} \approx \frac{R_F}{1+A}$$

Se considera que la ganancia del emisor seguidor es uno y que su banda es mucho mayor que la de la primera etapa por lo que $V_2 \approx V_0$. También se aproxima $A/(1+A) \approx 1$.

$$Z_{ent} = \frac{\frac{R_{ent}}{S \text{ Cent}}}{\frac{R_{ent} + 1}{S \text{ Cent}}} = \frac{R_{ent}}{1 + S \text{ Rent Cent}}$$

$$V_1 = I_{ent} Z_{ent}$$

$$V_1 = I_{ent} \frac{R_{ent}}{1 + S \text{ Rent Cent}} \quad \dots \quad (1)$$

$$V_2 = g_m V_1 \frac{R_{eq}}{1 + S \text{ Req Ceq}} \quad \dots \quad (2)$$

Sustituye (1) en (2)

$$V_2 = g_m I_{ent} \frac{R_{ent}}{1 + S \text{ Rent Cent}} \frac{R_{eq}}{1 + S \text{ Req Ceq}}$$

$$\frac{V_2}{I_{ent}} = \frac{g_m R_{ent} R_{eq}}{(1 + S \text{ Rent Cent}) (1 + S \text{ Req Ceq})}$$

$$\frac{V_2}{I_{ent}} = Z(w) = \frac{KZ}{(1 + S t c_1) (1 + S t c_2)}$$

$$\text{donde } KZ = g_m R_{ent} R_{eq}$$

$$R_{ent} = R_f / (1 + A)$$

$$R_{eq} = R_c // \beta (R_f // R_e)$$

$$\text{Cent} = C_{m_1} (1 + A)$$

$$C_{eq} = C_{m_1} + C_{m_2} \quad \text{por condiciones de}$$

$$t c_1 = R_{ent} \text{ Cent} \quad \text{polarización nor-}$$

$$t c_2 = R_{eq} \text{ Ceq} \quad \text{malmente } C_{m_2} < C_{m_1}$$

$$A = g_m R_{eq}$$

Por tanto, para: $A \gg 1$
se tiene $KZ = - R_f$

Del estudio anterior, se puede observar que la re-sistencia de retroalimentación es de suma importancia - -
pues tiene efecto sobre la ganancia del amplificador, so-
bre los dos polos que rigen la respuesta en frecuencia, e
influye fuertemente en la corriente equivalente de ruido -
como se apreciará a continuación.

La densidad espectral de ruido del amplificador -
transimpedancia está dada por:

$$S_{eq} = \frac{4 KT}{R_f} + \frac{2 KT}{r_{\Pi_1}} + \frac{2KT r_{\Pi}}{\beta} \frac{1}{R_f^2} + w^2 (C_{\Pi} + C_m + C_d + C_f)^2$$

La corriente de ruido cuadrática media es:

$$I_{eq} = \frac{4KT}{R_f} B_{eq} + \frac{2KT}{r_{\Pi_1}} B_{eq} + \frac{2KT r_{\Pi}}{\beta} \frac{1}{R_f^2} + \frac{2\Pi (C_{\Pi} + C_m + C_d + C_f)^2 B_{eq}^2}{3} B_{eq}$$

B_{eq} = ancho de banda

Del segundo y tercer término se puede apreciar --
que hay un valor de r_{Π} (óptimo) el cual minimiza la co --
rriente equivalente de ruido.

Derivando la ecuación anterior con respecto a r_{Π} , -
e igualando a cero, se obtiene:

$$r_{\Pi} \text{ óptima} = \frac{\sqrt{\beta}}{\frac{1}{R_f} + \frac{(2\Pi B_{eq} (C_d + C_{\Pi} + C_m + C_f))^2}{3}}$$

Ya que $r_{\pi} = \frac{KT}{qI_b}$, se tiene una corriente de base óptima para T_1 de:

$$I_b \text{ óptima} = \frac{KT}{q\sqrt{\beta}} \sqrt{\frac{1}{R_f^2} + \frac{(2\pi \text{ Beq} (C_d + C_{\Pi} + C_m + C_f))^2}{3}}$$

La ecuación anterior reporta la corriente de base óptima para el mínimo ruido, sin embargo si dicha corriente aumenta, la corriente de ruido no lo hace en la misma proporción, y por tanto se pueden tener corrientes del doble del valor calculado sin que el ruido aumente significativamente.

Una vez analizado el comportamiento básico del amplificador de transimpedancia, se puede proceder al diseño de un caso particular como podría ser: el preamplificador de un receptor óptico a 140 Mbits/seg utilizando código 5B-6B, lo que arroja una tasa de transmisión efectiva de 168 Mbits/seg.

El primer paso será la selección de la resistencia de retroalimentación R_f que garantice una banda adecuada para la velocidad de transmisión. Una primera aproximación que da buen comienzo al cálculo de las resistencias de polarización es fijar:

$$\frac{1}{2\pi R_f C_{m1}} = 2 \text{ Beq}$$

Para el caso de: $\text{Beq} = 200 \text{ Mlt}$

$$C_{m1} = 0.5 \text{ pF}$$

se tiene:

$$R_f = \frac{1}{2\pi(2)(200 \times 10^6)(0.5 \times 10^{-12})}$$

$$R_f = 795.775 \Omega$$

se utilizará: $R_f = 750 \Omega$

Posteriormente se procede al cálculo de la corriente de base óptima para mínimo ruido:

$$I_b \text{ óptima} = \frac{4.14 \times 10^{-21}}{1.6 \times 10^{-19} \times \sqrt{35}} \sqrt{1 + \frac{(2\pi)(200 \times 10^6)(6.2 \times 10^{-12})^2}{(750)^3}}$$

donde: $K_T = 4.14 \times 10^{-21}$

$$q = 1.6 \times 10^{-19}$$

$$\beta = 35$$

$$B_{eq} = 200 \text{ MHz}$$

$$C_d = 2 \text{ pF}$$

$$C_{\pi} = 3.5 \text{ pF}$$

$$C_m = 0.5 \text{ pF}$$

$$C_f = 0.1 \text{ pF}$$

$$I_b \text{ óptima} = 20.52 \text{ } \mu\text{A}$$

se toma el rango: $20 \text{ mA} < I_b < 40 \text{ mA}$

Finalmente los valores de R_c y R_e serán aquellos que garanticen una impedancia de salida adecuada (próxima a 50Ω en éste caso), una respuesta en frecuencia global (primero y segundo polo) apta para la velocidad de transmisión, y una corriente de base cercana a la óptica calculada.

Si se hace $R_E = 56 \Omega$ y $R_e = 8 \text{ K}\Omega$, se obtendrán los siguientes resultados:

. frecuencia de corte primer polo:

$$f_{c1} = \frac{1}{2\pi R_f C_{m1}} ; \quad f_{c1} = 424.41 \text{ MHz}$$

. frecuencia de corte segundo polo:

$$f_{c2} = \frac{1}{2\pi R_{eq} C_{m1}} ; \quad f_{c2} = 213.35 \text{ MHz}$$

. frecuencia de corte global del preamplificador:

$$f_{cT} = 178.44 \text{ MHz}$$

. Impedancia de salida:

$$Z_o = (R_E // R_f) // (R_c + r_{\pi}) / \beta$$

$$Z_o = 42.7 \Omega$$

. Ganancia en voltaje:

$$A = \frac{R_e // \beta ((R_f // R_e) + r_{e2})}{r_{e1}}$$

$$A = 52$$

. Impedancia de entrada:

$$Z_{ent} = \frac{R_f}{1+A}$$

$$Z_{ent} = 14.4 \Omega$$

El diseño anterior se basó en valores característicos de el transistor BFR-92 y los resultados experimentales obtenidos se apegan en buena medida a los valores teóricos.

. Post-amplificación:

Una vez que la señal ha sido procesada por el preamplificador, se obtiene a la salida de este un cierto nivel de voltaje y una determinada relación señal/ruido. Sin embargo, dada la tendencia de los sistemas de comunicación se espera que el receptor sea capaz de percibir potencias ópticas muy bajas (-45 dbm para éste caso), así que el nivel de la señal a la salida de la transimpedancia es muy bajo. De lo anterior se deriva la necesidad de que el bloque de postamplificación tenga características de bajo ruido a fin de no alterar significativamente la relación s/R obtenida en la primera etapa.

Los amplificadores de HF utilizados en la portamplificación pertenecen a dos grupos: los GPD y los MSA, -- ambos de Avantek. Se tratan de transistores retroalimentados con ganancia fija y acoplamiento de impedancias de entrada y salida de 50Ω. La selección de éstos amplificadores depende de su ancho de banda y de la figura de ruido -

principalmente, aunque también es de considerar la ganancia, la potencia máxima y otros.

Una cualidad importante de éstos amplificadores es la posibilidad de conectarlos en cascada sin necesidad de ninguna red especial de acoplamiento. Simplemente se conectan uno a continuación de otro y forman un bloque de amplificación cuya ganancia dependerá de la propia de cada parte y la figura de ruido (explicada más adelante) que dará determinada principalmente por el primero de los amplificadores en cascada.

Algunas de las principales características de éstos circuitos de HF listan a continuación:

. Ganancia.

En el caso de los amplificadores pertenecientes al grupo MSA, ya sean los 135 ó los 235 que son los utilizados en las primeras etapas de amplificación, se tiene una ganancia de 19 db a 200 MHz para los primeros y 11.5 db a 400 MHz para los segundos.

. Ancho de banda.

El ancho de banda de éstos amplificadores viene determinado en la hoja de datos junto con otras características. La pendiente de corte no es muy alta (1 solo polo) lo que implica que se tengan relativas altas ganancias fuera de la banda de interés; si lo anterior representa problemas por exceso de ruido, se deberá realizar un filtrado externo para limitar la banda al deseado.

Cuando se conectan amplificadores en cascada, la respuesta del conjunto quedará determinada por la acción de cada amplificador en particular y principalmente por aquél que presente la menor frecuencia de corte.

Debe prestarse atención a que la respuesta del bloque de postamplificación no afecte la respuesta del preamplificador de entrada.

. Figura de ruido.

El ruido es un problema inherente a todo circuito electrónico. En el caso de los amplificadores es el responsable de fijar la sensibilidad del mismo, esto es, determina el nivel de señal mínimo para provocar un cambio en la salida. Si la señal de entrada es menor al umbral de ruido del amplificador, no se producirá ninguna alteración en la salida.

Es lógico suponer también, que la relación señal a la salida de un amplificador dependerá de la magnitud de la señal de entrada, es por ello que las etapas que manejan señal pequeña (preamplificador en éste caso) deben introducir al menor ruido posible a fin de obtener la mejor relación señal/ruido posible. Lo anterior también es causa de que al conectar varios amplificadores en cascada, el ruido del bloque (o mejor dicho la figura de ruido) quede básicamente determinada por el primer amplificador.

Una buena medida de que tanto ruido introduce un amplificador es la figura de ruido definida como:

La relación de la potencia de ruido a la salida del circuito considerado, entre la potencia de ruido que se obtendría a la salida con el mismo ancho de banda si la única fuente de ruido fuera la resistencia interna de la fuente R_s . Por lo tanto, la figura de ruido es una cantidad que compara el ruido de un amplificador contra el ruido de un amplificador ideal, y usualmente se expresa en decibeles.

Por último para obtener la figura de ruido de un bloque de amplificadores en cascada, se emplea la siguiente expresión:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_N - 1}{G_1 G_2 \dots G_{N-1}}$$

donde: $F_1 \rightarrow F_n$ son las figuras ruido de cada etapa - expresadas en forma numérica.

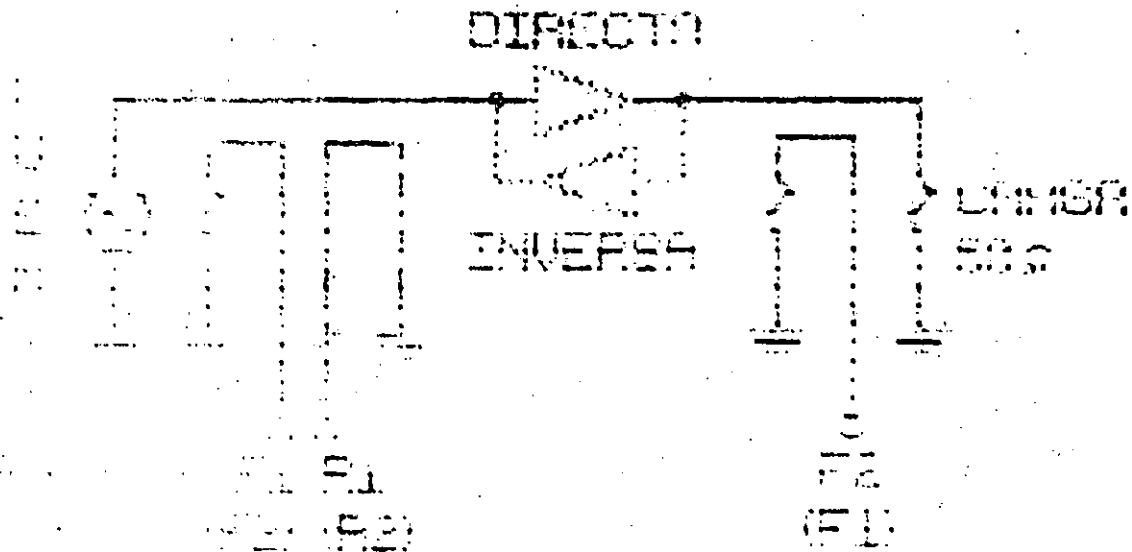
$$F = \log^{-1} \frac{N_f \text{ db}}{p}$$

y $G_1 \rightarrow G_n$ son las ganancias de cada etapa también expresadas en forma numérica.

$$G = \log^{-1} \frac{G \text{ db}}{10}$$

Parámetros S

Los parámetros S son magnitudes que determinan -- ciertas propiedades del amplificador bajo estudio. Para -- entender mejor éste concepto refiérase al diagrama esque-- matico simplificado que se muestra a continuación:



Si el amplificador se conecta en el circuito en -- sentido directo:

$$S_{11} = \frac{R_1}{F_1} \frac{\phi R_1 - \phi F_1}{F_1}$$

$$S_{21} = \frac{F_2}{F} \frac{\phi F_2 - \phi F_1}{F}$$

El parámetro S_{11} representa el coeficiente de reflexión a la entrada. Es una medida de que tanto potencia suministrada por la fuente al amplificador es rechazada -

Idealmente éste valor debe ser cero para indicar un acoplamiento perfecto entre fuente y amplificador.

El parámetro $|S_{21}|^2$ representa la ganancia de inserción en directa y nos reporta información de la potencia entregada por el amplificador con relación a la potencia entregada por la fuente.

Si el amplificador se conecta en inversa, entonces tendremos:

$$S_{12} = \frac{F_1}{F_2} \frac{\phi F_1 - \phi F_2}{F_2}$$

$$S_{22} = \frac{R_2}{F_2} \frac{\phi R_2 - F_2}{F_2}$$

El parámetro $|S_{12}|^2$ representa la ganancia inversa de inserción. Esto es, nos informa sobre que tanto aisla el amplificador al circuito de entrada ante una excitación que se presenta a la salida.

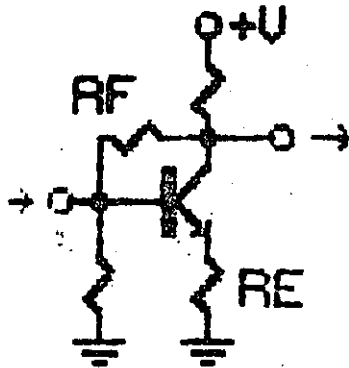
Esta magnitud debe reportarnos una atenuación o ganancia menor a uno.

Por último el parámetro S_{22} el cual es el coeficiente de reflexión a la salida. Esta medida informa sobre que tanta potencia de la que suministra la fuente a la salida del amplificador es rechazada por éste.

Idealmente este parámetro debe ser cero.

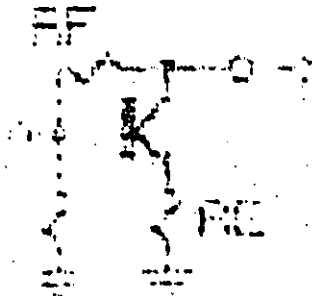
. Configuración interna.

Internamente este tipo de amplificadores son transistores retroalimentados. El diagrama básico es el siguiente:



Se tienen dos tipos de retroalimentación, una a través de R_f y otra a través R_e . La retroalimentación que se efectúa mediante R_f es del tipo paralelo-paralelo, pues la variable sensada a la salida es voltaje y el control se efectúa a la entrada mediante corriente. En cambio la retroalimentación que realiza el resistor R_e es del tipo serie-serie, pues a la salida se está tomando muestras de la corriente y se está modificando a través de un voltaje.

Para los amplificadores de colector abierto el diagrama es básicamente el mismo y tan solo hace falta el uso de un resistor externo de polarización.



Dicho resistor se calcula mediante algunas recomendaciones del fabricante y tan solo hay que tener cuidado de no exceder los límites de corriente del amplificador y que la resistencia sea grande en relación a 50Ω para que no se vea afectada la ganancia del dispositivo.

. Otras características.

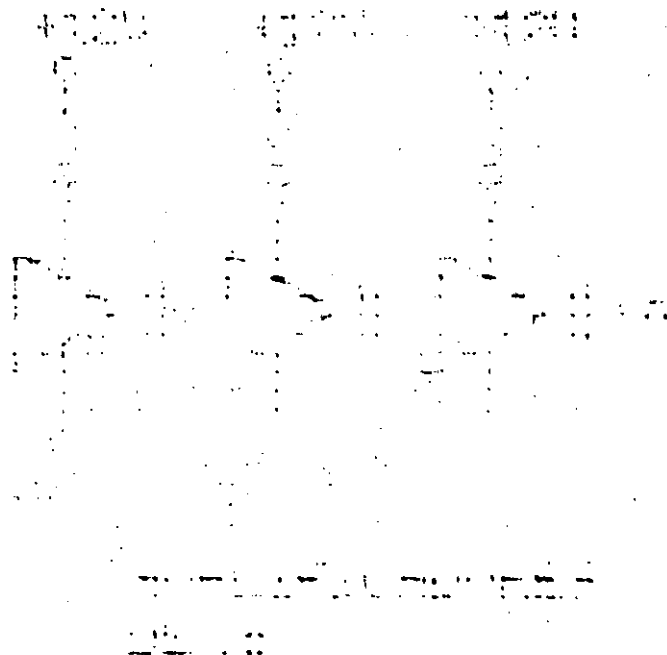
En la hoja de datos de los amplificadores de HF-bajo estudio, también se reportan otros datos como son:

- .Potencia máxima
- .Relación de onda estacionaria a la entrada y salida.
- .Retardo de grupo

Y algunas gráficas de interés para el diseñador.

Por último cabe mencionar que los amplificadores-utilizador requieren el uso de capacitores de acoplamiento externos tanto a la entrada como a la salida y para su selección solo hay que tener en mente que ellos serán los que proporcionen el corte en bajas frecuencias.

La caracterización de algunos parámetros de éstos amplificadores se realizó mediante pruebas al siguiente circuito:



Se encontró una frecuencia de corte global de aproximadamente 350 MHz, una ganancia de las etapas individuales de 17db a 19 db y un acoplamiento muy próximo a 50Ω .

Estos resultados concuerdan fuertemente con los datos proporcionados por el fabricante y solo cabe comentar que es muy conveniente el uso de una inductancia en serie con la alimentación del amplificador a fin de eliminar oscilaciones del circuito.

Este bloque formado por tres amplificadores en cascada se conectará a la salida del preamplificador y proporcionará un nivel de señal utilizable en etapas posteriores.

La respuesta en frecuencia total quedará determinada por el preamplificador sin una modificación sustancial por la presencia de la etapa de postamplificación.

. Filtro.

Los filtros para recepción digital tienen básicamente dos funciones que son: reducir el ancho de banda al mínimo aceptable (para mejorar la relación s/r), y proporcionar una respuesta que minimice la interferencia entre símbolos.

El ancho de banda necesario para recuperar fielmente una señal digital es $1/2$ de la tasa de transmisión y la respuesta que debe presentar el sistema para que los símbolos no interfieran entre sí es la siguiente:

Fig. 11

donde: $f(t)$ es la respuesta al impulso aplicado --
en $t=0$.

$f(t-1)$ es la respuesta al impulso aplicado--
en $t=1$.

y T es el periodo de la tasa de transmisión.

A partir de las características arriba mencionadas,
se realiza un proceso matemático para encontrar la localiza-
ción de los polos de un filtro (todo-polos) que cumpla con-
los requerimientos estipulados. (Ver apéndice I)

A continuación se presenta una tabla con los valo -
res de los polos para filtros de diversos órdenes:

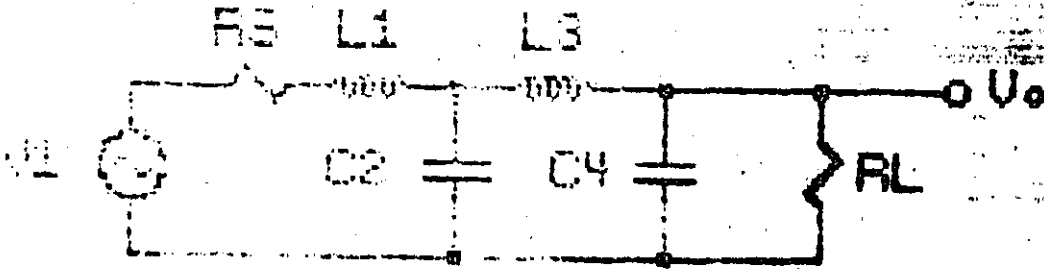
	10^{-4}	10^{-5}	10^{-6}
2	$-3.3031+j1.5708$	$-3.4539+j1.5708$	$-4.6052+j1.5708$
3	-1.3119	$-1.3544+j2.4755$	$-3.3041+j2.4723$
4	-1.3119	-2.5990	-3.3593
5	-1.3119	$-2.1409+j1.1538$	$-2.7258+j1.1440$
6	$-0.7643+j2.9937$	$-1.3130+j2.9703$	$-1.9793+j2.9627$
7	-1.3119	$-1.8457+j2.0880$	$-2.3100+j2.0531$
8	-0.2113	$-0.5390+j3.1347$	$-0.9792+j3.1310$
9	-3.8967	-2.1324	-2.6318

Donde E es el error cuadrático normalizado y está -
definido como: $EA \frac{\sum f^2(t_0+K)}{f^2(t_0)}$

t_0 = instante principal de muestreo

\sum existe para toda K entera excepto para $K=0$

Un filtro todo polos se puede implementar con una red escalera pasobajos como se muestra en la siguiente figura:



La función de transferencia de la red anterior está dada por:

$$\frac{V_o}{V_1} = \frac{1}{S^4 (L_1 L_3 C_2 C_4) + \dots}$$

$$S^3 \frac{L_1 L_3 C_2 + R_s L_3 C_2 C_4}{R_L} + \dots$$

$$S^2 \frac{R_s L_3 C_2 + L_3 C_4 + L_1 C_4 + L_1 C_2}{R_L} + \dots$$

$$S \frac{L_3 + L_1}{R_L} + R_s C_4 + R_s C_2 + \dots$$

$$1 + \frac{R_s}{R_L}$$

Nota: ecuación válida para n=4

Los valores de los componentes normalizados a $f_n = 0.5$

Se muestran en la sig. tabla:

Tabla 2

E	10^{-4}		10^{-6}		10^{-8}		
	R	L	R	L	R	L	
N=2	R	1.0000	0.8990	1.0000	0.7820	1.0000	0.6475
	L	0.0000	1.0000	0.1777	1.0000	0.1304	1.0000
N=3	R	1.0000	1.0341	1.0000	0.9641	1.0000	0.9047
	L	0.4775	0.2748	0.4349	0.1703	0.3630	0.1234
N=4	R	1.0000		1.0000		1.0000	
	L	1.0000	0.14801	1.0000	0.8099	1.0000	0.8983
N=5	R	1.0000	0.4175	0.5559	0.4046	0.5038	0.3325
	L	0.3417	1.0000	0.1768	1.0000	0.1235	1.0000
N=6	R	0.0156	0.1017	0.2694	0.2755	1.0000	0.5163
	L	1.1091	0.7316	0.6699	0.6012	0.5601	0.5190
N=7	R	0.8103	0.2246	0.4212	0.1685	0.3580	0.1374
	L	1.0000		1.0000		1.0000	

Una vez conocido los valores de los componentes normalizados, solo hace falta un cálculo simple para llevar a cabo la desnormalización a la frecuencia de interés.

De la tabla anterior se obtiene para $N=4$ y $E=10^{-6}$.

$$R_{sn} = 1$$

$$L_{1n} = 0.8099$$

$$C_{2n} = 0.5559$$

$$L_{3n} = 0.4046$$

$$C_{4n} = 0.1768$$

$$R_{4n} = 1$$

Para desnormalizar éstos valores hágase:

$$R = 50X R_n$$

$$C = \frac{C_n}{50XFD}$$

$$L = \frac{L_n \times 50}{Fd}$$

Donde FD= frecuencia de desnormalización
(para el presente diseño FD= 168 MHz)

De ésta forma se obtiene:

$$R_s = R_L = 50 \Omega$$

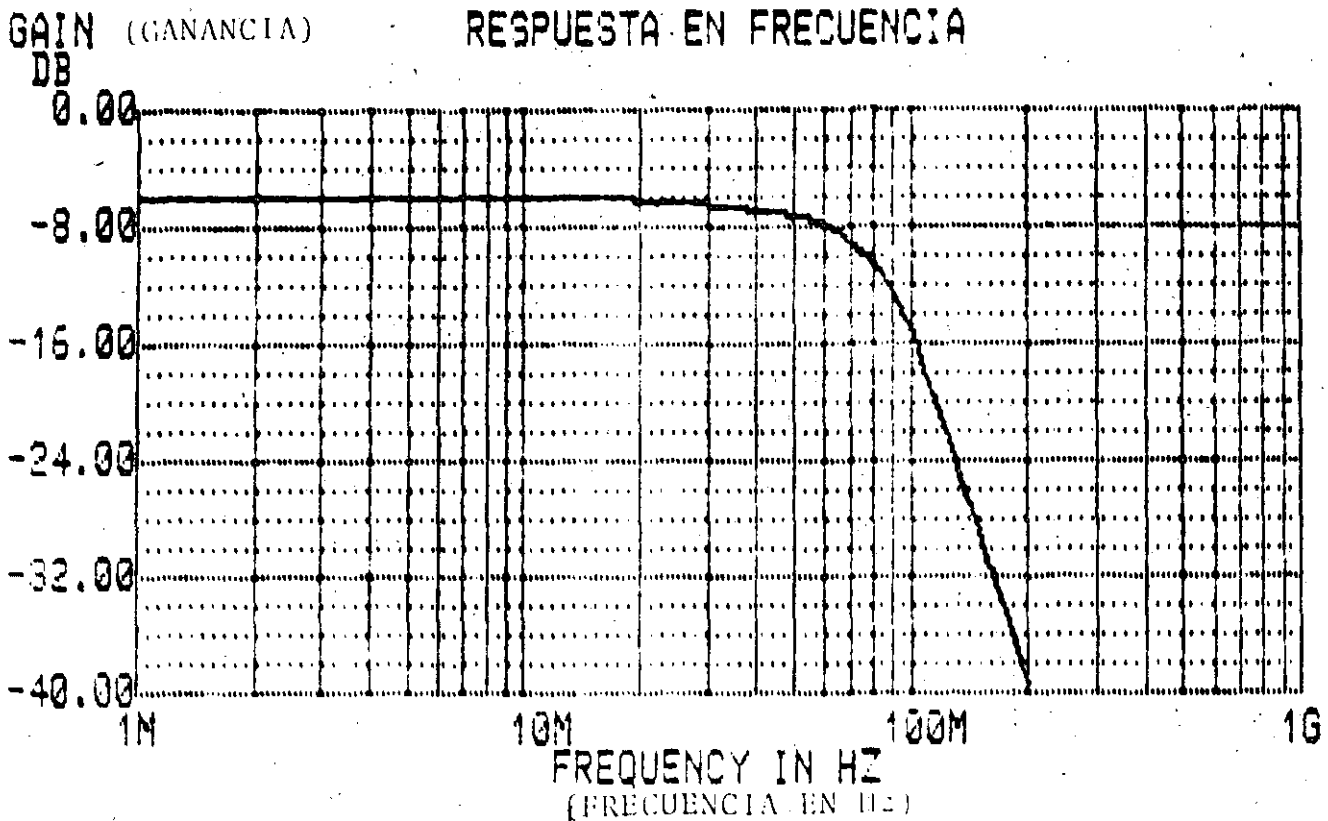
$$L_1 = 0.8099 \times 50 / 168 \times 10^6; \quad L_1 = 241 \text{ nH}$$

$$C_2 = 0.5559 / (50 \times 168 \times 10^6); \quad C_2 = 66.2 \text{ pF}$$

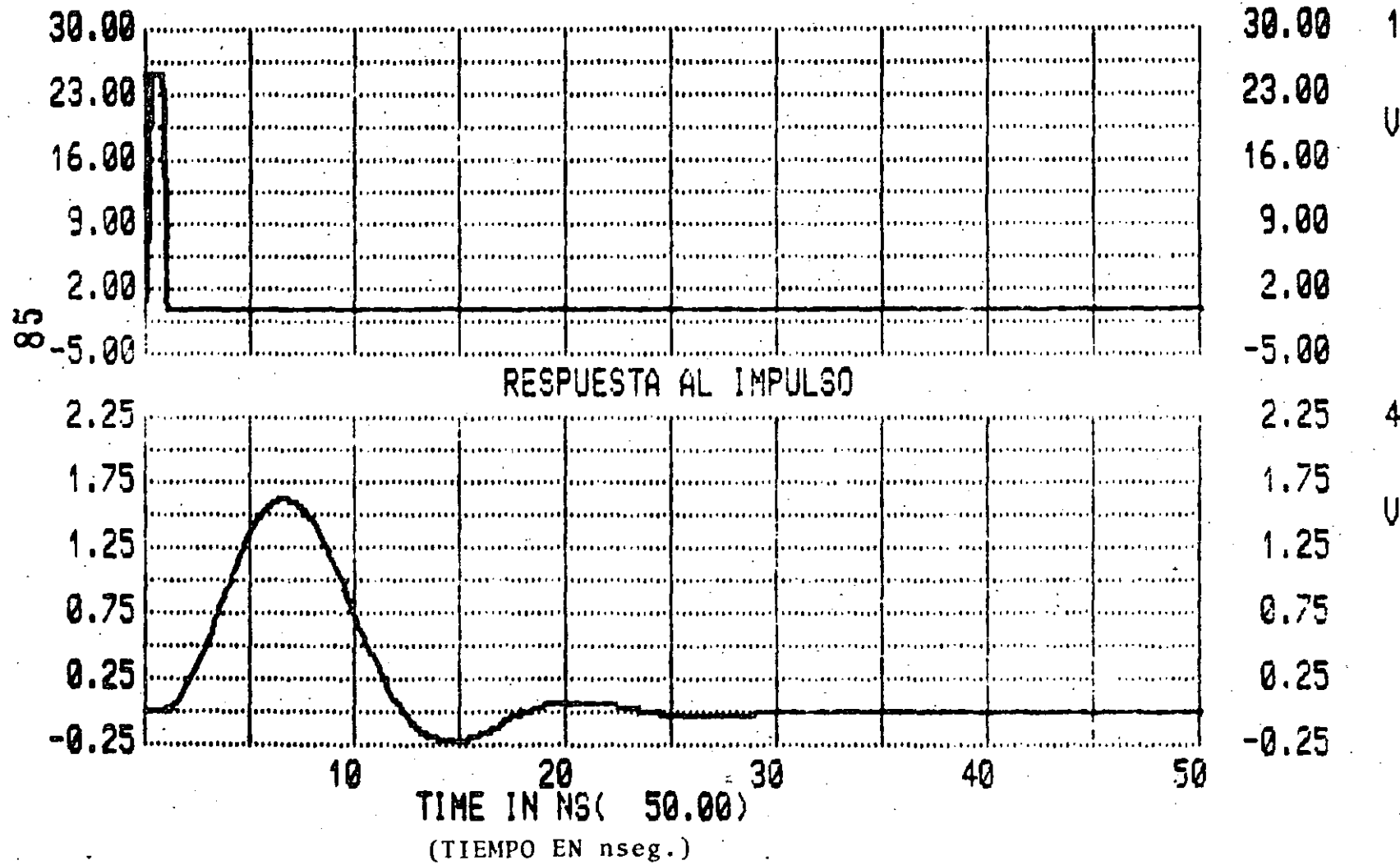
$$L_3 = 0.4046 \times 50 / 168 \times 10^6; \quad L_3 = 120 \text{ nH}$$

$$C_4 = 0.1768 / (50 \times 168 \times 10^6); \quad C_4 = 21 \text{ pF}$$

Se realizó una simulación del comportamiento del filtro en el dominio del tiempo y la frecuencia, los resultados obtenidos se presentan a continuación:

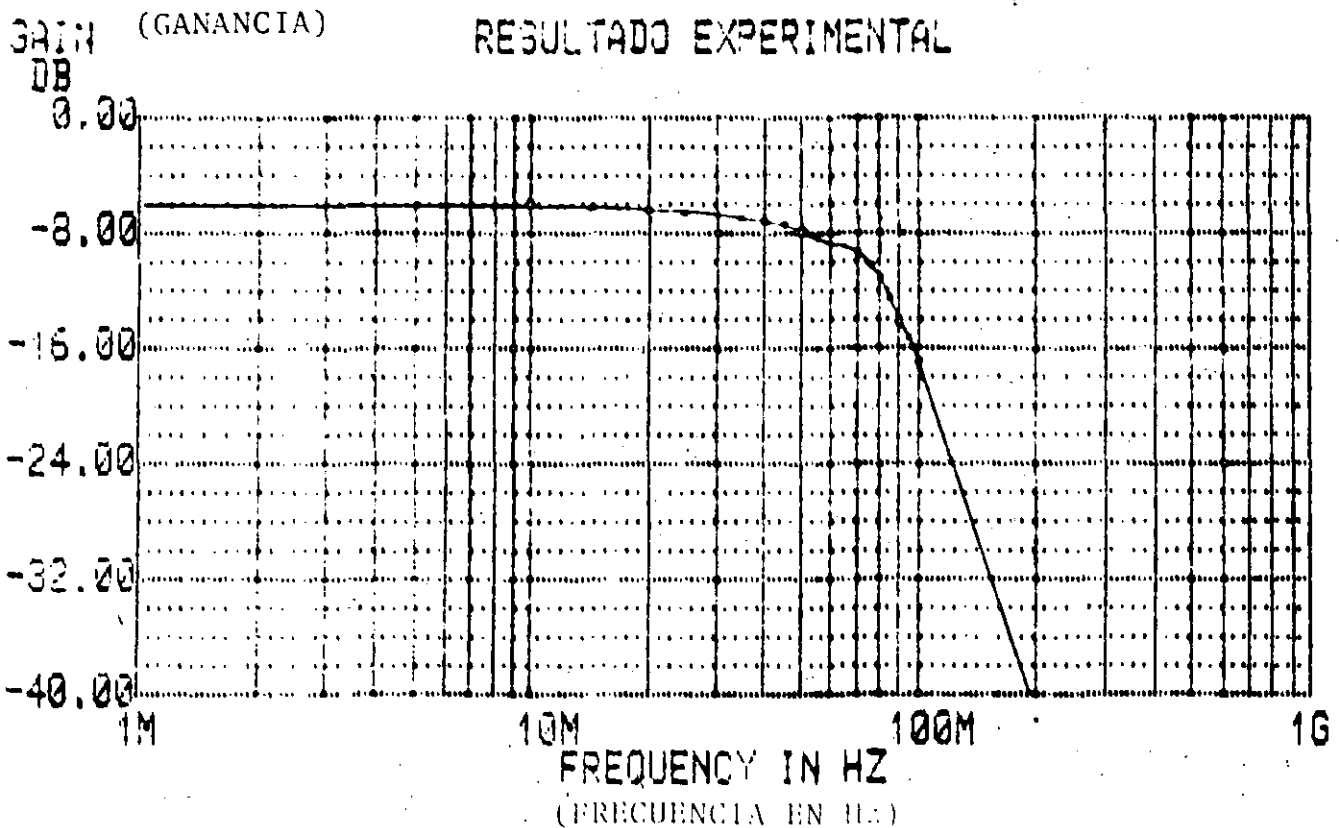


Pendiente de corte = 24 db/oct



La frecuencia de corte del preamplificador se encuentra a más de una octava arriba de la del filtro, sin embargo altera la respuesta al impulso de éste. Tal problema puede solucionarse si se modifican ligeramente los valores de los componentes del filtro para que la respuesta de todo el sistema presente mínima interferencia entre símbolos.

Se realizó una medición experimental de la respuesta en frecuencia del filtro y se obtuvo la siguiente gráfica



Como se observa los resultados teóricos y prácticos concuerdan en buena forma.

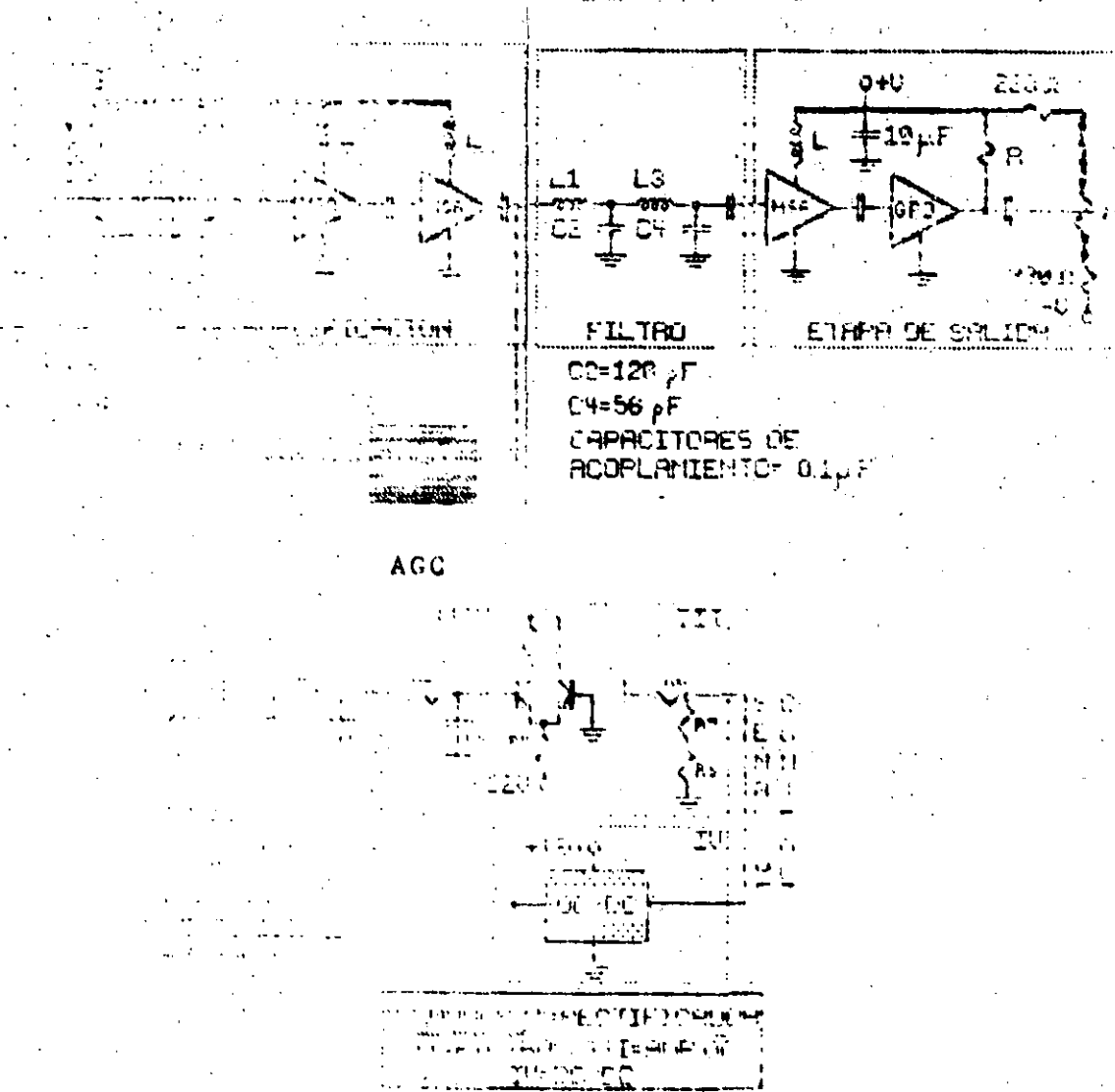
La forma de realizar el ajuste final al sistema, es enviando una serie de datos pseudoaleatorios al receptor y observando en el osciloscopio lo que se conoce -- con el nombre de diagrama de ojo; el cual es la superposición de todas las respuestas a los pulsos enviados al --

receptor.

Desgraciadamente, no se cuenta de momento con el equipo apropiado para generar una cadena de pulsos - pseudoaleatorios a una tasa de transmisión de 168 Mbits/seg, por lo tanto se decidió efectuar las pruebas finales a una velocidad menor; 34 Mbits/seg utilizando código 1B-2B lo que genera una tasa efectiva de 68 Mbits/seg.

Como es natural, se tuvo que diseñar un nuevo filtro que fuera apto para la velocidad actual. Tal filtro se calculó de manera similar al anterior, tan solo -- cambió la frecuencia de desnormalización de los componentes que en éste caso fué de 68 MHz.

A continuación se muestra el diagrama eléctrico total con el que se realizaron las pruebas finales:



En el esquema anterior se distinguen 6 bloques fundamentalmente que son:

- 1) fotodiodo (conversión optoelectrónica)
- 2) preamplificador (presenta bajo ruido)
- 3) postamplificación (ganancia al nivel de la señal)
- 4) filtro (reduce la banda al mínimo y evita interferencia entre símbolos)
- 5) Etapa final (prepara el nivel de señal para acoplarse con la siguiente etapa)
- 6) AGC (garantiza un nivel constante de señal a la salida).

Los valores de los componentes del filtro cuando se desnormalizan de la tabla presentada con anterioridad son los siguientes:

$$R_s = R_L = 50$$

$$L_1 = 595 \text{ nH}$$

$$C_2 = 163 \text{ pF}$$

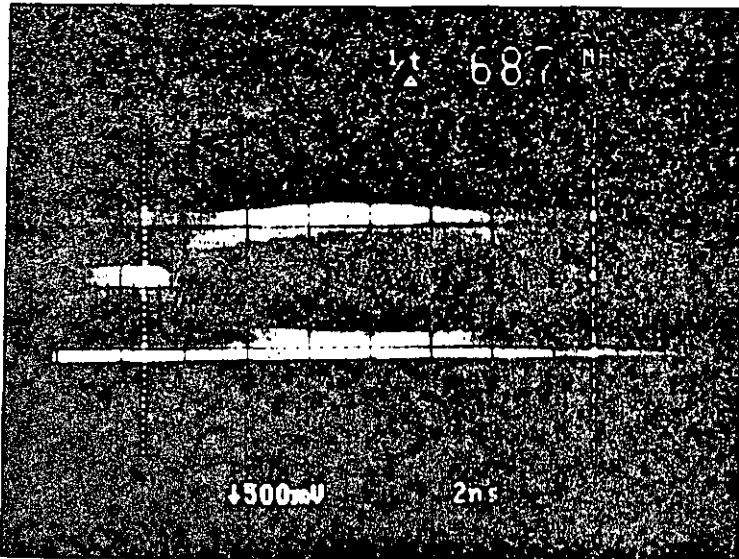
$$L_3 = 297 \text{ nH}$$

$$C_4 = 52 \text{ pF}$$

$$E = 10^{-6} \text{ y } N=4$$

Sin embargo en la práctica tales valores se tuvieron que ajustar hasta obtener una respuesta global que presenta mínima interferencia simbólica. Los valores de los capacitores utilizados aparecen en el diagrama eléctrico y las bobinas se realizaron con núcleo variable a fin de obtener el ajuste citado.

La respuesta final del sistema se puede observar en la fotografía tomada al diagrama de ojo. Dicho diagrama se generó mediante una cadena de 32767 pulsos pseudoaleatorios:

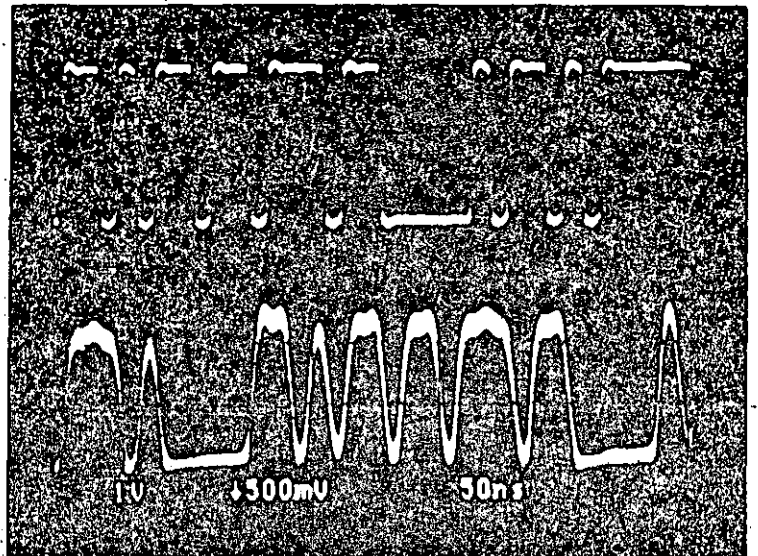


+ $P_o=40\text{dbm}$
 + Cadena pseudoaleatoria de 2^{15}
 -1 pulsos.

Finalmente, se puede apreciar en la siguiente -
 fotografia una comparación entre la cadena de pulsos pseudoaleatorios que entrega el generador de palabras, y la misma cadena obtenida a la salida del receptor.

arriba: cadena de pulsos pseudoaleatorios que entrega el generador de palabras (cadena de $2^9-1=511$ pulsos)

abajo: misma cadena obtenida a la salida del receptor ($P_o=40\text{dbm}$)





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

CURSOS ABIERTOS

" TELECOMUNICACIONES VIA FIBRAS OPTICAS "

**7 SISTEMAS ANALOGICOS DE COMUNICACIONES
POR FIBRAS OPTICAS**

M. EN C. ARTURO ARVIZU

MAYO 1992

TECNICA	VENTAJAS	DESVENTAJAS
<p>3. Exponencial (FM, PM)</p>	<p>Buena relación señal a ruido (SNR) teóricamente mayor que la de las técnicas lineales.</p>	<p>a) velocidades relativamente elevadas (mayores de 100 Mbits/seg.)</p> <p>Dado que su portadora es senoidal se ve afectada por las no linealidades del fototransmisor, lo cual afecta en el desempeño del sistema al realizarse una conversión distorsión de amplitud-modulación de fase o frecuencia, lo cual es indeseable.</p>
<p>4. Modulación de pulsos:</p>	<p>Tiene la ventaja de utilizar una portadora cuadrada la cual no se ve afectada por las no linealidades del fototransmisor.</p>	
<p>4.1 Modulación por ancho de pulso (PWM):</p>	<p>a) Circuitería relativamente sencilla.</p> <p>b) Existe la posibilidad de realizar modulación de ancho de pulso a alta velocidad utilizando un circuito monoestable de alta frecuencia.</p>	<p>a) Ineficiente, ya que gran parte de la energía transmitida no contiene información dado que ésta viene dada por las variaciones del pulso alrededor de un valor nominal de interés.</p> <p>b) Dado que el ancho del pulso varía, se hace necesaria la utilización de un circuito de control automático de ganancia (CAG) en recepción.</p> <p>c) Dificultad de realización de un generador de onda triangular (el cual es parte fundamental del modulador) con buena linealidad a alta frecuencia.</p>

TECNICA	VENTAJAS	DESVENTAJAS
		<p>d) Dificultad para obtener comparadores de alta velocidad y respuesta plana en frecuencia (los cuales son necesarios en el modulador)</p> <p>e) Su relación señal a ruido es la más baja de todos los esquemas de modulación de pulso.</p>
<p>4.2 Modulación* delta-sigma asíncrona con frecuencia modulada (ADSM-FM)</p>	<p>a) Su relación señal a ruido es mejor que la de PWM.</p> <p>b) Se obtiene una modulación frecuencial con una linealidad mejorada.</p>	<p>a) Su relación señal a ruido es menor que la de PFM.</p> <p>b) Difícil de implantar a alta frecuencia.</p> <p>c) Es necesario utilizar CAG en recepción.</p>
<p>4.3 Modulación* de pulsos en frecuencia (PFM):</p>	<p>a) Teóricamente el modulador y demodulador son de fácil implantación.</p> <p>b) Su relación señal a ruido es mejor que la de ADSM-FM y la de PWM.</p> <p>c) Demodulación sencilla (sólo se necesita teóricamente un filtro paso bajas).</p>	<p>a) Es difícil encontrar VCO's con buena linealidad, respuesta plana a alta frecuencia y buena estabilidad térmica.</p> <p>b) Se requiere utilizar CAG en recepción.</p>
<p>4.4 Modulación* en frecuencia de señales cuadradas con ciclo de trabajo del 50% (SWFM)</p>	<p>a) Su relación señal a ruido es mejor que la de PFM.</p> <p>b) Su modulador es más sencillo que el de PFM.</p> <p>c) No necesita CAG en recepción.</p>	<p>a) Dado que se necesita utilizar un VCO en el modulador tenemos los mismos problemas que en (a) del inciso 4,3</p>

TECNICA	VENTAJAS	DESVENTAJAS
<p>5. Modulación por posición de pulsos (PPM)</p>	<p>a) Su relación señal a ruido es la más alta de todos los esquemas de modulación de pulso.</p> <p>b) Eficiente en uso de potencia.</p>	<p>a) Su modulador se implanta a partir de un modulador PWM con los problemas mencionados en (c) y (d) de 4.1</p> <p>b) Su demodulador tiene una complejidad de realización superior a la de cualquiera de los esquemas de modulación de pulsos.</p>

* Para todos estos tipos de modulación (ADSM-FM, PFM, SWFM) se requieren circuitos monoestables de alta frecuencia, con buena linealidad, respuesta plana en frecuencia y buena estabilidad térmica.

4. ESQUEMAS DE MODULACION-DEMULACION PARA SISTEMAS DE MODULACION DE PULSOS

A continuación se muestran los diagramas a bloques de los diversos esquemas de modulación-demodulación para sistemas de modulación de pulsos; asimismo, se muestra una gráfica (tomada de la referencia 1) donde se ilustra la relación señal a ruido para los sistemas de modulación de pulsos en función de la potencia recibida para unos parámetros dados.

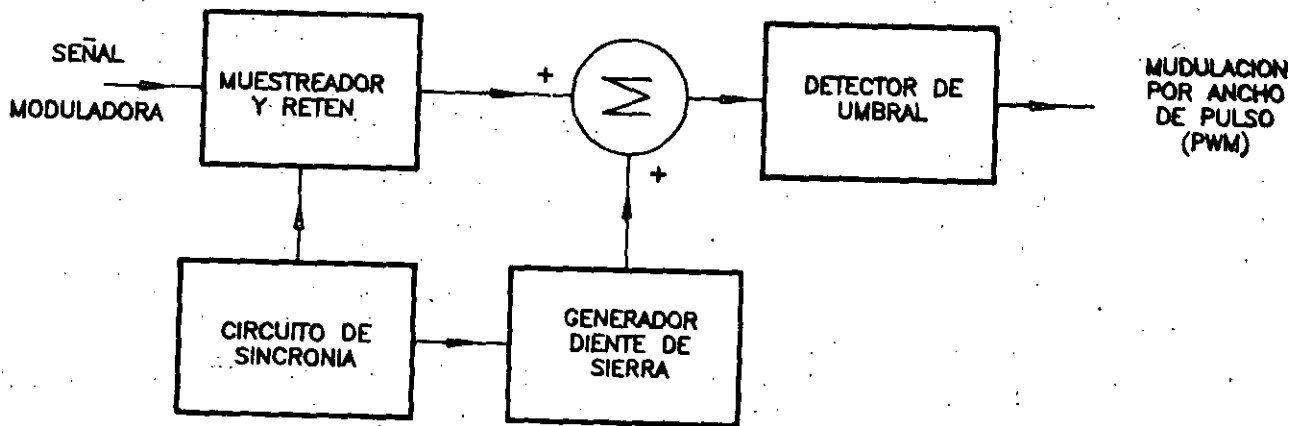


Fig. 2.- Generación de Modulación PWM con muestreo uniforme.

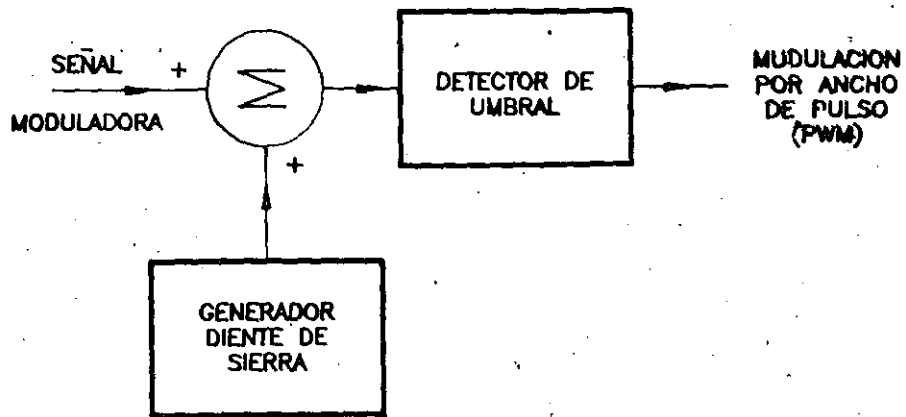


Fig. 3.- Generación de Modulación PWM con muestreo no-uniforme.

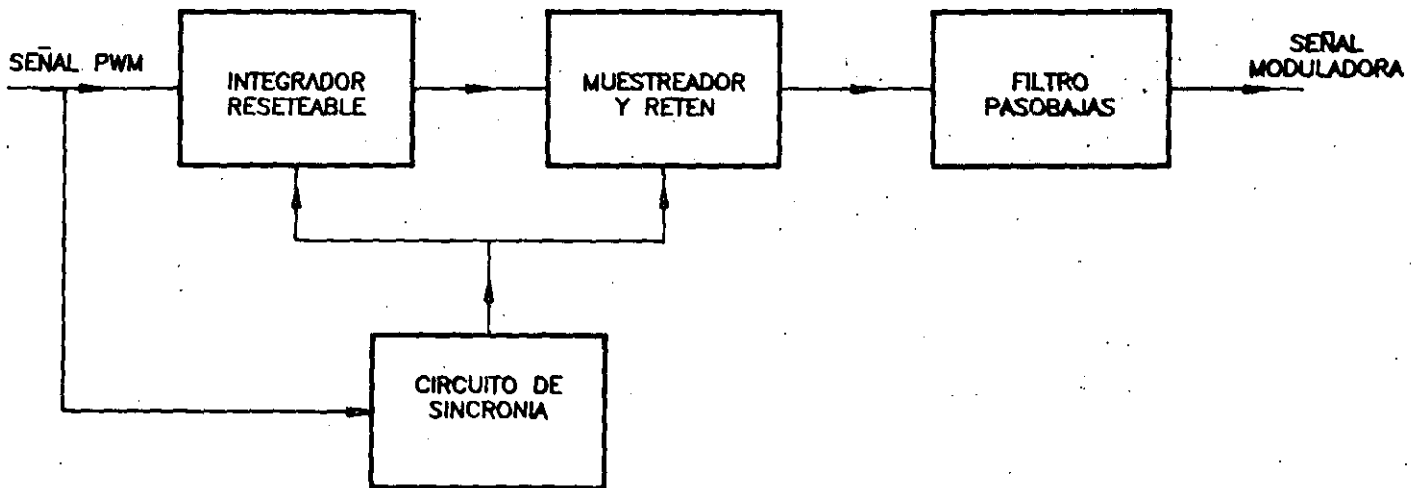


Fig. 4.- Demodulación PWM

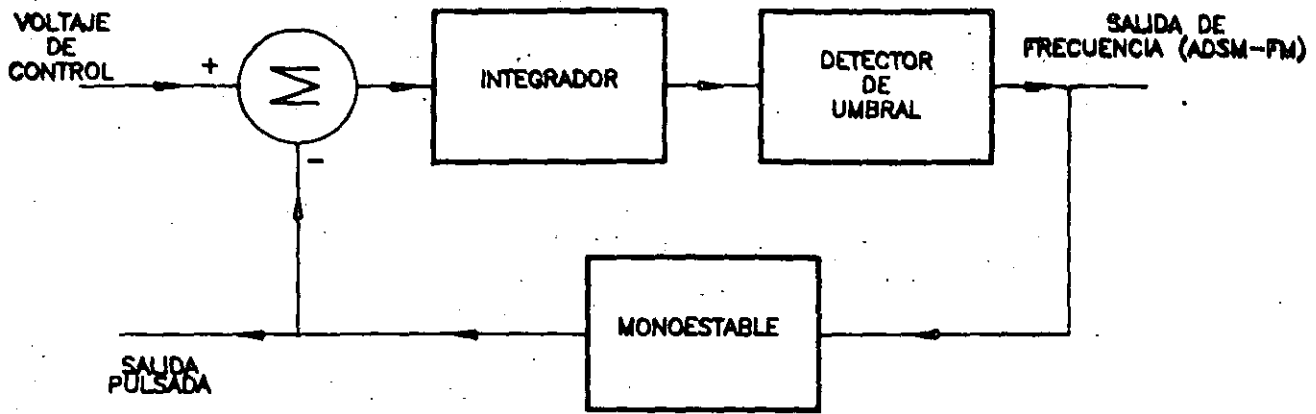


Fig. 5.- Generación de Modulación ADSM-FM

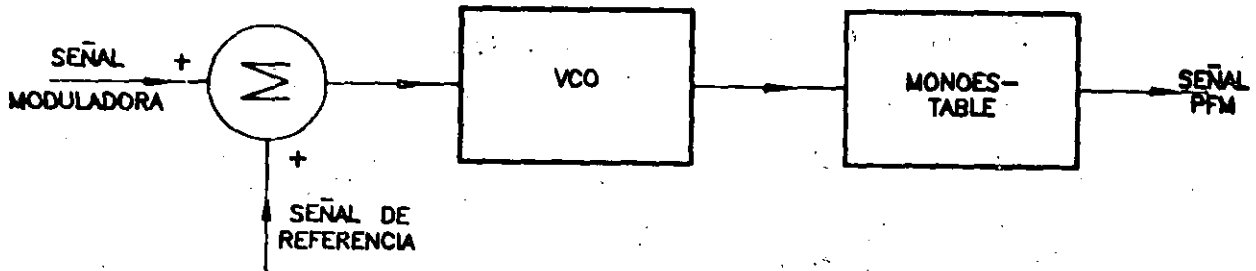


Fig. 6.- Generación de Modulación PFM

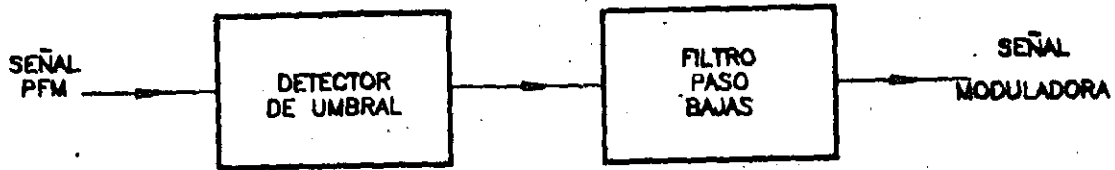


Fig. 7.- Demodulación PFM

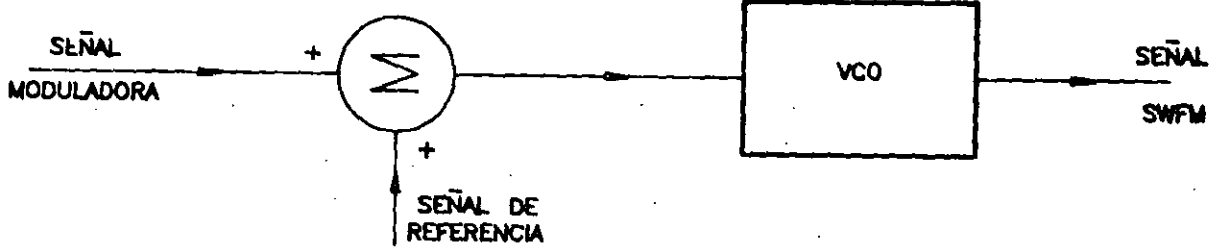


Fig. 8.- Generación de Modulación SWFM



Fig. 9.- Demodulación PFM

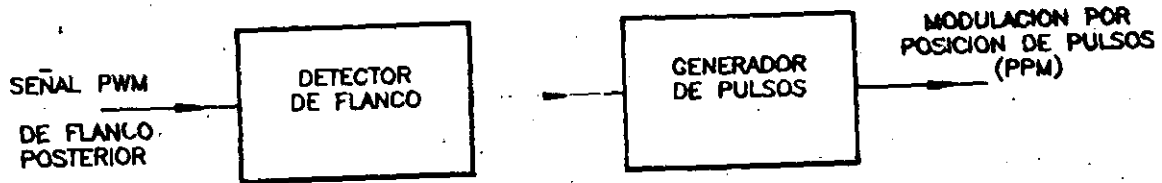


Fig. 10.- Generación de Modulación PPM

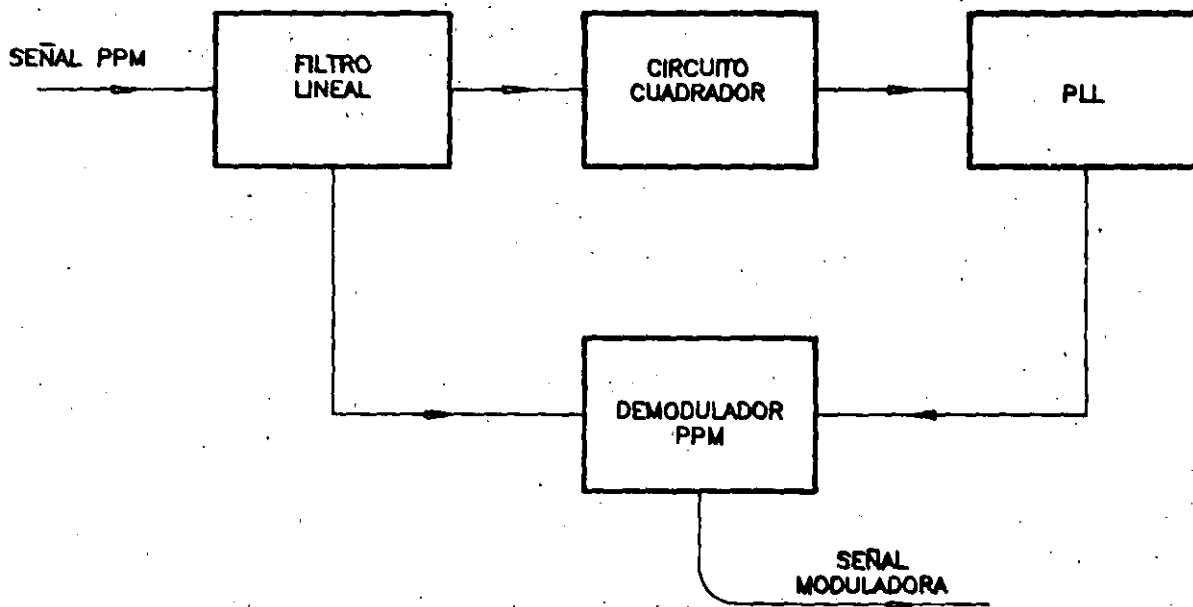


Fig. 11.- Demodulación PPM

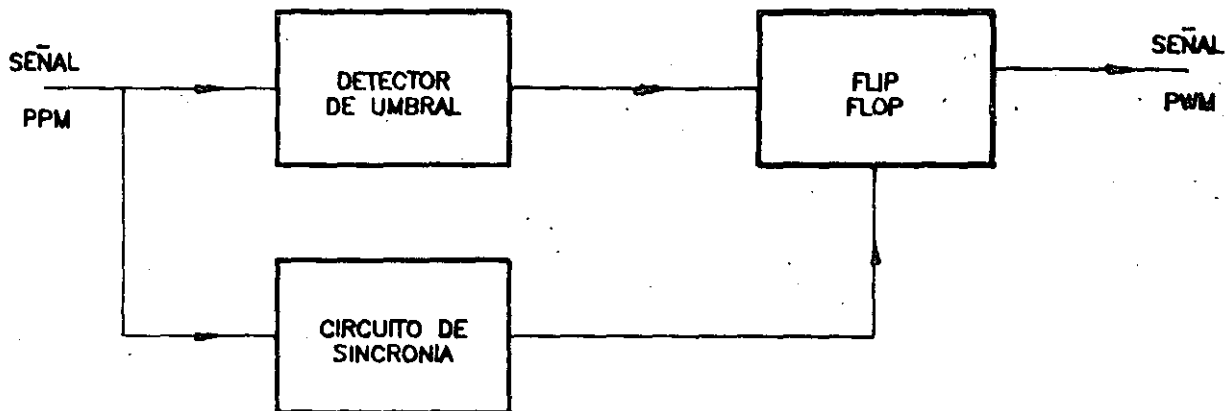


Fig. 12.- Diagrama a bloques de un demodulador PPM.

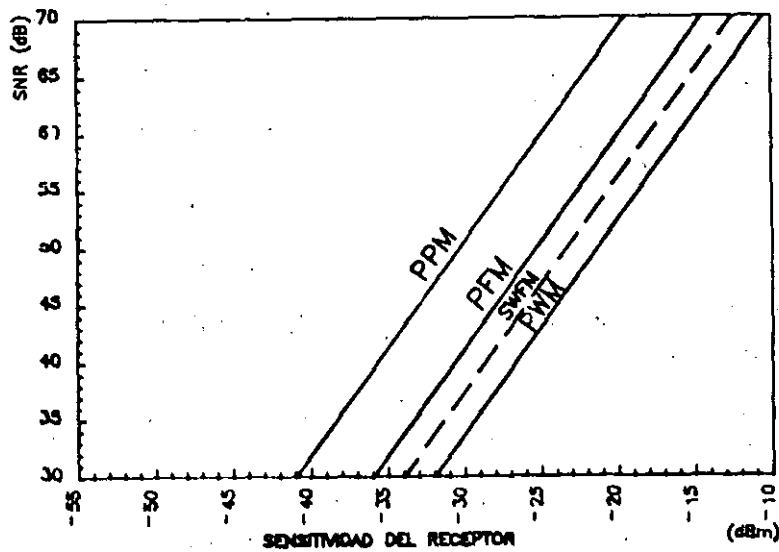


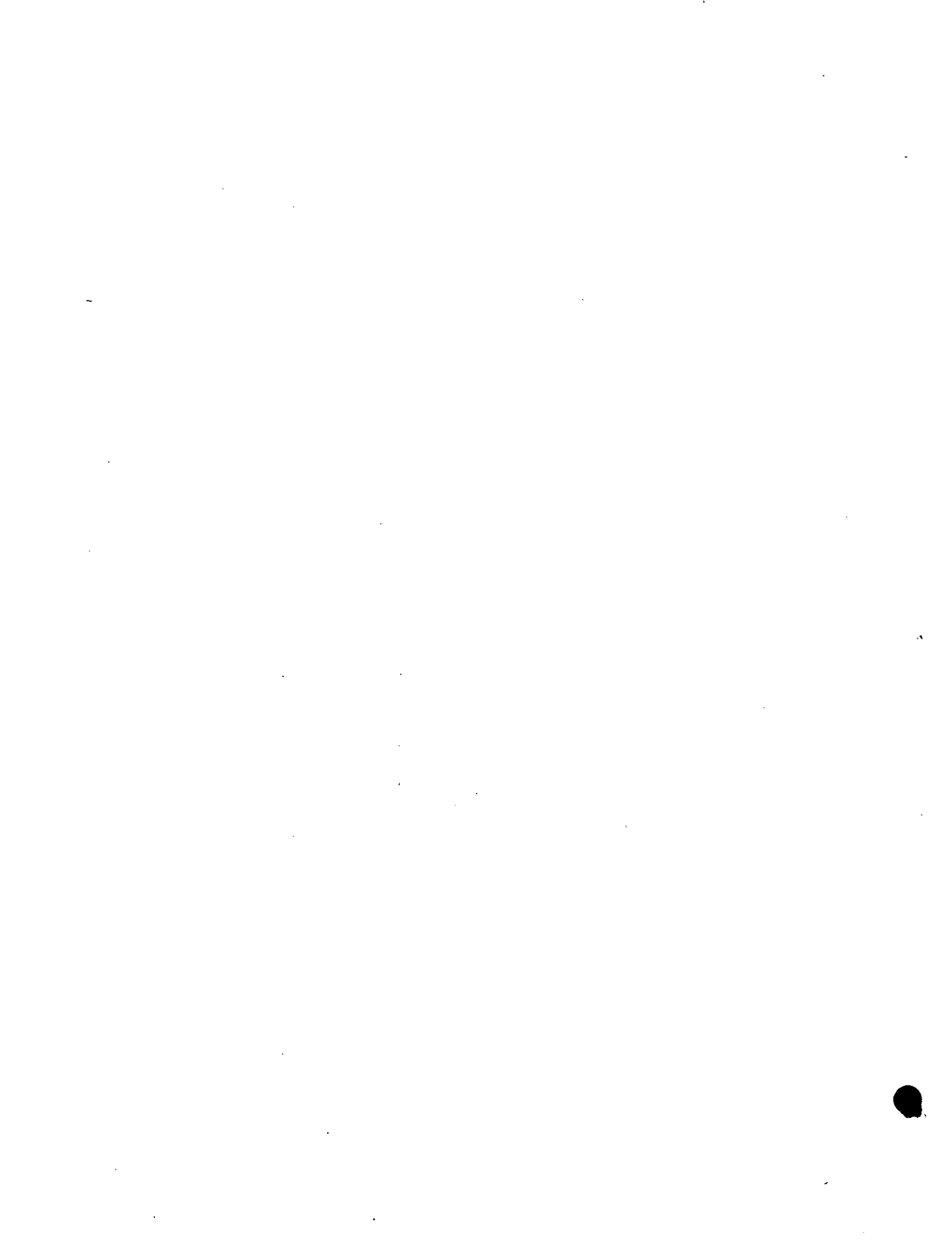
Fig. 13.- SNR (dB) para un receptor con diodo PIN en función de la potencia óptica de recepción (referencia 1).

5. RESULTADOS OBTENIDOS

A continuación se muestra una tabla donde se resumen los resultados obtenidos del análisis realizado para las técnicas de modulación de pulsos.

TABLA 2 RESULTADOS OBTENIDOS				
TECNICA	REQUIERE CAG		RELACION SEÑAL A RUIDO CON -30 dBm DE POTENCIA EN EL RECEPTOR, UTILIZANDO PIN (REF. 1)*	COMPLEJIDAD
	SI	NO		
1. PWM	X		5 (45 dB)	*Se requieren generadores triangulares lineales de alta frecuencia y amparadores rápidos con buena respuesta.
2. ADSM-FM	X		4	*Se necesitan integradores y sumadores de alta frecuencia así como monoestables con buena respuesta.
3. PFM	X		2 (60 dB)	*Se requieren VCO's lineales y monoestables con respuesta plana en frecuencia.
4. SWFM		X	3 (53 dB)	*Mismos problemas que para PFM.
5. PPM		X	1 (70 dB)	*Se requiere generar primero PWM. *El demodulador tiene una complejidad de realización elevada.
6. PCM	X		Es dependiente del número de bits utilizados en la conversión analógica digital.	*Se requieren velocidades de procesamiento y transmisión elevadas, por ejemplo, para video codificado a 8 bits se necesita trabajar a velocidades mayores de 100 Mbits/seg.

*Los Nos. fuera de los paréntesis indican la relación entre los diferentes esquemas.



6. CONCLUSIONES

De la comparación realizada en las tablas 1 y 2 podemos observar que las alternativas más viables son las referentes a las técnicas de modulación de pulsos y dentro de éstas las más factible de implantar es la modulación por ancho de pulso, la cual está condicionada a poder realizar un generador de onda triangular lo suficientemente lineal y poder disponer de comparadores de voltaje rápidos y con respuesta en frecuencia plana.

Para las técnicas de modulación en frecuencia (PFM, SWFM) se hace necesario disponer de VCO's de alta frecuencia con buena linealidad, respuesta plana en frecuencia y buena estabilidad térmica, lo cual por experiencias del autor del presente trabajo, es muy difícil de lograr.

Opcionalmente, se podría intentar la realización de un esquema PPM, sin embargo, dicha realización está condicionada a lograr en primer lugar, la modulación PWM.

7. REFERENCIAS

1. V.Di Biase, P. Passeri, R. Pietroivsti, "Pulse Analog Transmission of TV Signal on Optical Fibre", Alta Frecuencia, Vol. LVI-No. 4, June 1987.
2. G.G.Windus, "Fibre Optic Systems for Analogue Transmission" the Marconi Review, Vol. XLIV, No. 222 2nd Quarter 1981".
3. D.G. Fink, "Electronics Engineer's Handbook" Mc Graw Hill, 1975, U.S.A.
4. C.J. Kikkert, D.J. Miller, "Asynchronous Delta Sigma Modulation", Proceedings of the IREE, April 1975.
5. K. Sato, S. AOYAGI, T. KITAMI, "Fiber Optic Video Transmission Employing Square Wave Frequency Modulation", IEEE Trans. on Comm., Vol. COM-33, No. 5, May 1985.
6. C. Chen, C.S. Gardner, "Performance of PLL Synchronized Optical PPM Communication Systems" IEEE Trans. on Comm., Vol. COM-34, No. 10, Oct. 1986.
7. A.B. Carlson, "Sistemas de Comunicación" Mc Graw-Hill, 1980, México.



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

CURSOS ABIERTOS

" TELECOMUNICACIONES VIA FIBRAS OPTICAS "

8 SINCRONIZACION EN SISTEMAS DE FIBRA OPTICA

ING. IVAN PORTUGAL

MAYO 1992

SINCRONIZACION DE SIMBOLO PARA TRANSMISION OPTICA DIGITAL A ALTA VELOCIDAD

En el presente trabajo se presentan las ecuaciones de diseño para un circuito de sincronización de símbolo para transmisión digital por fibra óptica, basándose en la utilización de un lazo de encadenamiento de fase (PLL).

Las ecuaciones presentadas toman en cuenta las perturbaciones de fase, ocasionadas por el proceso de justificación en multicanalizadores y por el carácter aleatorio de la señal de ductos transmitida.

En este trabajo, se muestran también un circuito sincronizador y un circuito de decisión, diseñados para operar a 34.368 Mbs, así como algunas pruebas realizadas sobre los mismos.

Introducción

Cuando se realiza una transmisión digital, la información es transmitida a través de la presencia o ausencia de pulsos a una determinada velocidad.

Si la señal digital recorre una distancia larga a través de un determinado medio de transmisión -fibra óptica en nuestro caso- se tiene en el receptor una señal atenuada y distorsionada.

La función de un regenerador digital es determinar si se transmitió un "uno" o un "cero" lógico y regenerar la información con una mínima probabilidad de error.

Para realizar la regeneración, es necesario disponer de una referencia de tiempo que esté en fase con los datos recibidos.

Existen varias técnicas para tener dicha referencia de tiempo, entre otras se puede utilizar otra fibra óptica para enviar la señal de reloj. Otra técnica que es generalmente más utilizada por su economía y eficiencia es la recuperación de la señal de reloj, a partir de la señal de datos recibida.

Como generalmente la señal de datos recibida no contiene explícitamente la información suficiente para recuperar la señal de reloj, es necesario realizar un preprocesamiento que produce una espiga a la frecuencia del reloj de transmisión. Esta espiga puede ser recuperada a través de un filtrado de tipo paso banda.

El filtrado de tipo paso-banda puede realizarse a través de un circuito resonante (4), utilizando un filtro SAW (5) o con un lazo de encadenamiento de fase (PLL). (6).

Se ha visto que para una transmisión digital por fibra óptica es en general más conveniente utilizar un PLL que un circuito resonante. (1).

Por otro lado, la utilización de un PLL realizado en base a circuitos lógicos de mediana escala de integración (MSI) y alta velocidad resulta más económica que la utilización de filtros SAW.

Preprocesamiento no Lineal

Tradicionalmente se ha utilizado como preprocesamiento no lineal una no linealidad de orden par (figura 1). Sin embargo, para la frecuencia para la que se realizó este trabajo (68.736 MHz) (34.368 Mbs) resulta más conveniente utilizar un detector de transición (figura 2). Puede mostrarse (1) que ambos circuitos generan una espiga a la frecuencia del reloj de transmisión a partir de la señal de datos recibida. En la figura 3 se muestra la implantación práctica de un detector de transición a 68.736 MHz.

Se puede demostrar que el tiempo de retardo óptimo es igual a 90° (6), es decir, 7.27 ns en nuestro caso. Dicho retardo se obtiene utilizando 2 compuertas 74S04 que tienen un retardo típico de 3ns y una red RC que nos permite hacer los ajustes de retardo necesarios.



Fig. 1 No Linealidad de Orden Par

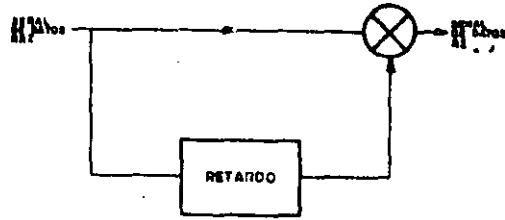


Fig. 2 Detector de Transición

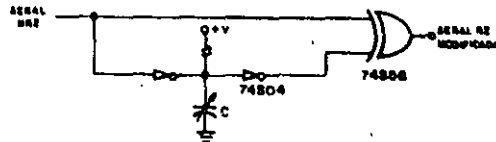


Fig. 3 Detector de Transición Implantado

Filtrado Paso Banda

El filtrado paso banda tiene por objeto recuperar la señal de sincronía generada a partir de los datos recibidos por el preprocesamiento no lineal.

La operación del filtrado se basa en el conocimiento previo de la frecuencia de operación del sistema y en el seguimiento de la fase relativa de los pulsos recibidos que puede cambiar debido a perturbaciones de fase presentes en la trayectoria de la señal, causadas por las operaciones de justificación de los multicanalizadores (2) así como al carácter aleatorio de los pulsos transmitidos. (3).

Por otra parte, en caso de falla, el sistema de sincronización debe adquirir sincronía en un tiempo relativamente corto, bajo cualquier estado posible del sistema, por ello el rango de adquisición de frecuencia debe ser amplio y el tiempo de adquisición, corto.

Cuando se realiza el filtrado paso banda utilizando un lazo de encadenamiento de fase (PLL) existe un compromiso

entre estos dos parámetros; a mayor rango de captura se tiene menor inmunidad a las perturbaciones de fase producidas por la aleatoriedad de los datos recibidos.

El compromiso se resuelve matemáticamente (1) y nos lleva a la realización de un filtro de lazo del PLL de recuperación, tal que la contribución del "ruido de fase" debido a la aleatoriedad de los datos más la contribución del ruido de fase por las operaciones del multicanalizador se sumen a un valor menor que el especificado para obtener una probabilidad de error dada (34.2° en nuestro caso).

Diseño del Lazo de Encadenamiento de Fase PLL

El ruido de fase introducido por una cadena de multicanalizadores está especificado en las recomendaciones de CCITT (7) conocida como máscara de "jitter" máximo admisible. En su punto crítico esta máscara específica para una transmisión a 34.368 Mbs (figura 4) una modulación senoidal de fase sobre la señal de datos con una amplitud de 10 unidades básicas de tiempo, esto es 10 períodos de la señal ó 5 radianes pico a pico a la frecuencia de 800 Khz.

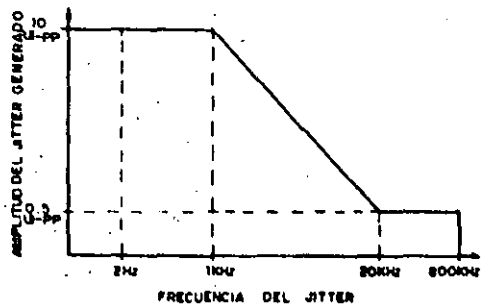


Fig. 4 Máscara de Jitter para 34.368 Mbits según la Norma CCITT

El valor del "jitter" total a la salida del sincronizador (incluyendo el efecto de aleatoriedad de los datos y el efecto de multiplexores) máximo es (1):

$$J_{max} = \sqrt{\int S_{01}(f) |G(f)|^2 df} + m_0 \quad - (1)$$

donde:

$$S_{01}(f) = \frac{2a^2 td^2}{T} \text{senc}^2 \left(\frac{f T d}{T} \right) \quad - (2)$$

- a: amplitud de la señal de reloj (volts)
- td: retardo del detector de transición (segs)
- T: periodo del reloj (segs)
- |G(f)|²: magnitud al cuadrado de la función de transferencia del filtro paso-bajas equivalente para datos aleatorios (1).

$$m_0 = m_1 \sqrt{\frac{(1 + (2\zeta - \omega_n/K)^2) \omega^2 / \omega_n^2}{(1 - (\omega/\omega_n)^2)^2 + (2\zeta\omega/\omega_n)^2}} \quad - 3$$

- m₀: índice de modulación a la salida de un PLL con filtro pasivo para una modulación de fase senoidal con índice de modulación m₁ (8);
- Ω: frecuencia angular de modulación (rad/seg)
- ζ: factor de amortiguamiento del PLL
- ω_n: frecuencia natural del PLL (rad/seg)

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_0 K_d}{T_1}} \quad - 4$$

$$\zeta = \frac{1}{2} \omega_n \left(\tau_2 + \frac{1}{K_0 K_d} \right) \quad - 5$$

Para el filtro paso bajas utilizado.

y τ₁ = (R₁+R₂)C
τ₂ = (R₂)C

- K₀: ganancia del Vco (rad/seg) / volt
- K_d: ganancia del detector de fase Volts / rad

El cálculo de "jitter" máximo a la salida de un PLL implica un cálculo numérico ya que el primer término de la ec. 1 es una integral numérica.

El filtro de lazo diseñado mediante un proceso iterativo de optimización (1) resulta en un ruido debido a esta perturbación determinista dada por la máscara CCITT de 10.1° mientras que el ruido de fase debido a la aleatoriedad de los datos es de 23°. El agregado total es de 33.1° lo cual queda por abajo de los 34.2° especificados.

En la figura 5 se ilustra el PLL implantado en base a circuitos integrados de la familia TTL Schottky y un filtro paso bajas pasivo. La utilización de circuitos TTL nos permite una implantación sencilla y económica.

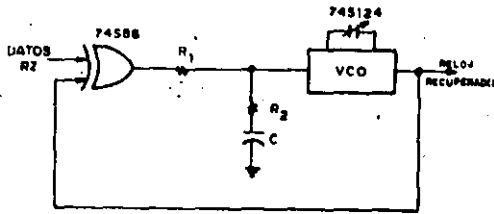


Fig. 5 Circuito de Sincronización Implantado

Circuito de Decisión

La función del circuito de decisión es regenerar los datos entregados por el receptor con una probabilidad de error baja (9).

En la figura 6 se ilustra el circuito de decisión implantado.

El retardo es ajustado en base al diagrama de ojo del receptor para obtener una tasa de error mínima.

La regeneración se basa en comparar la señal de datos contra un umbral dado (el umbral del FF en este caso) a instantes de muestreo fijados por el reloj recuperado.

El retardo variable se implantó de la misma forma en que se hizo para el detector de transiciones.

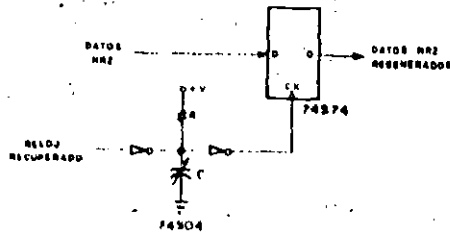


Fig. 6 Circuito Decidor

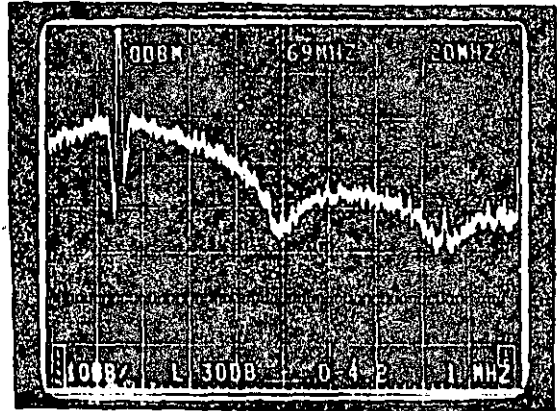
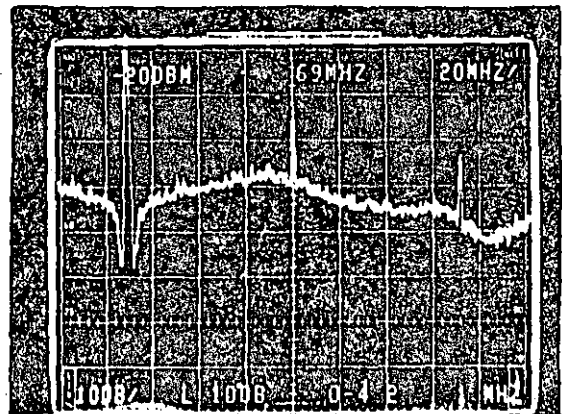
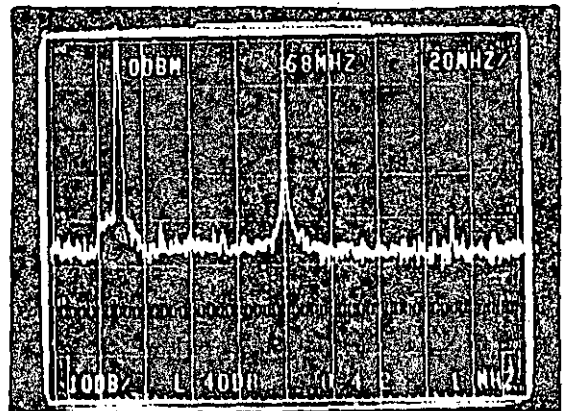


Fig. 7 (a) Espectro de la Señal NRZ de datos



(b) Espectro de la Señal RZ modificada



(c) Espectro de la Señal de Reloj Recuperado

Conclusiones

En este trabajo se presenta un sistema de sincronización de símbolo y un circuito de decisión a 68.736 MHz que cumplen satisfactoriamente con los requerimientos de máximo "jitter" admisible a la salida para obtener una probabilidad de error dada.

Como estos circuitos fueron realizados con base en circuitos integrados lógicos de mediana escala de integración TTL, su implantación a velocidades mayores es inmediata utilizando circuitos de tecnología ECL, de hecho, actualmente se trabaja en dicha dirección.

Referencias

1. Arvizu A, Desarrollo de un Circuito de Sincronización de Símbolo para PCM a 34 Mbs, Tesis Licenciatura, Facultad de Ingeniería, U.N.A.M. 1986
2. Bylansky P, Ingram D, Digital Transmission Systems, Peter Peregrinus LTD, Revised Edition 1980.
3. Duttweiler D, "The Jitter Performance of phase locked loops extracting timing from baseband data wave forms" BSTJ, Vol. 55 January 1976.
4. Andreucci F, Mengali U, "Timing Extraction in optical transmissions", Optical and Quantum Electronics 10 (1978) pp. 445-458.
5. Stevenson A, Whitt S, Rowley R, "A 280 Mbit/s monomode optical trunk transmission system", IEEE/Elsevier science Publishers B.V., North Holland 1984.
6. Gardner F, Phase-lock Techniques, John Wiley and Sons, 2nd Edition 1979.
7. Flynn K, "What you don't know about T1 Jitter can give you the jitters", Data communications, May 1987.
8. Blanchard A, Phase locked loops application to coherent receiver design, John Wiley and Sons, Inc. N.Y. 1976.
9. Malone T, Sell D, Wolaver D, "Atlanta Fiber System experiment: Practical 45 Mb/s regenerator for lightwave Transmission", BSTJ, Vol. 57, No. 6 July-August 1978.
10. Best R, Phase locked loops, theory, Design and applications, MC Graw-Hill Company 1984 U.S.A.
11. Arvizu A, Pineda D, "Diseño y realización de un circuito de sincronización de símbolo para transmisión digital PCM", IEEE Mexican 87, Acapulco México 1987.



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

CURSOS ABIERTOS

" TELECOMUNICACIONES VIA FIBRAS OPTICAS "

9 CARACTERISTICAS DE TRANSMISION DE FIBRAS OPTICAS

ING. DANIEL PINEDA C.

MAYO 1992

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.

Dispersión de Guía de Onda.

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

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

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.

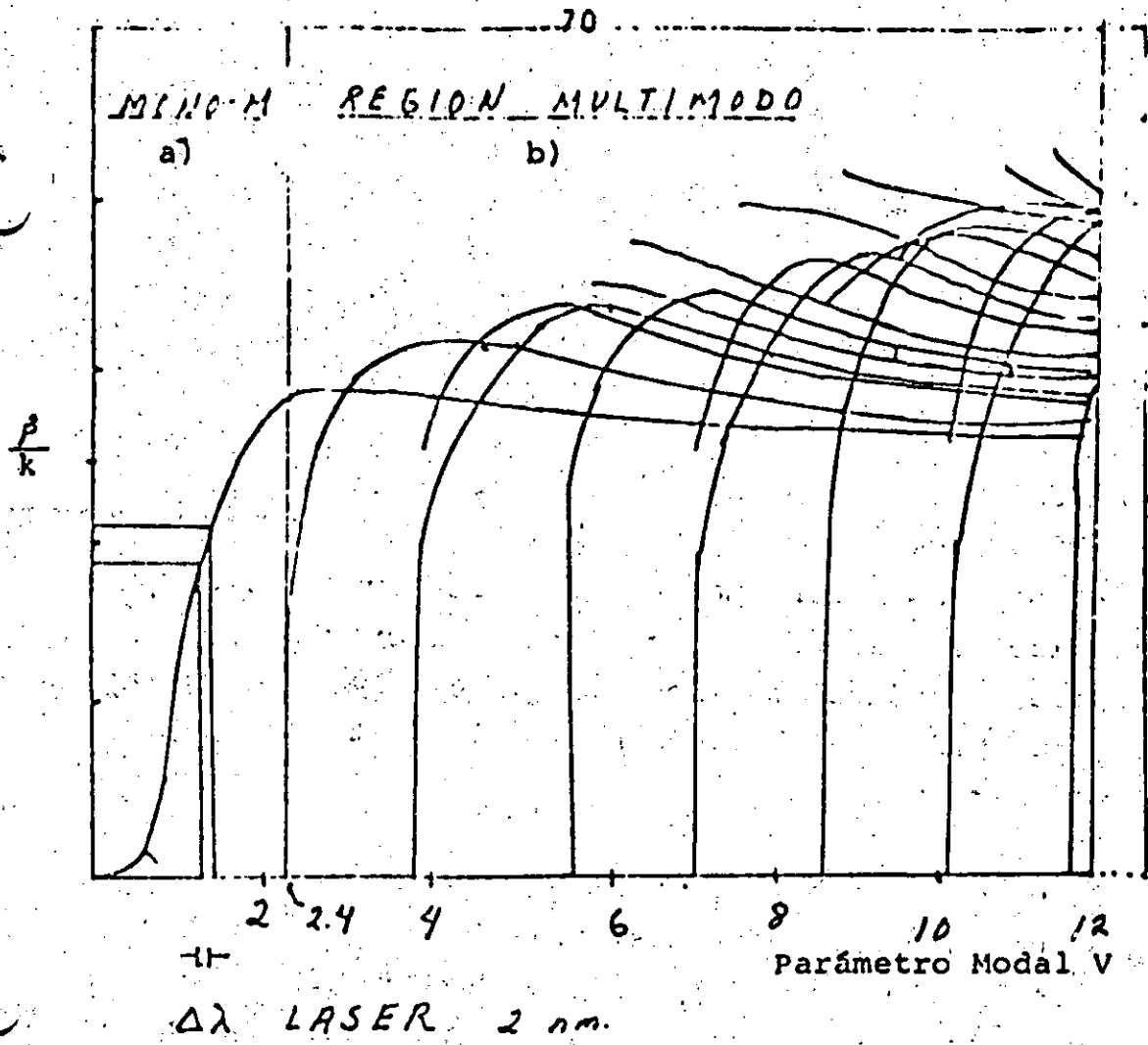


Figura (2.3.6).- Regiones de propagación. a) Monomodal y b) Multimodal.

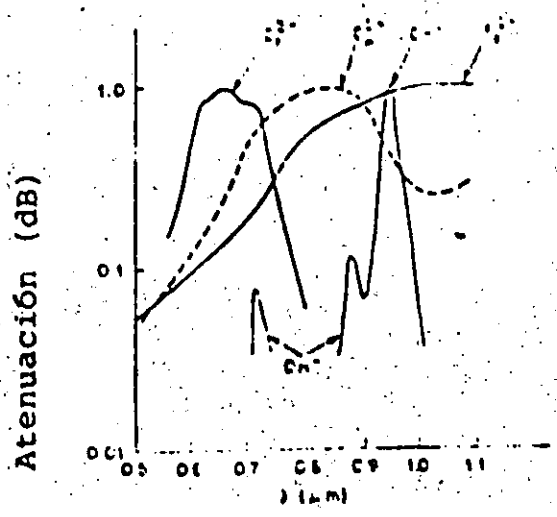
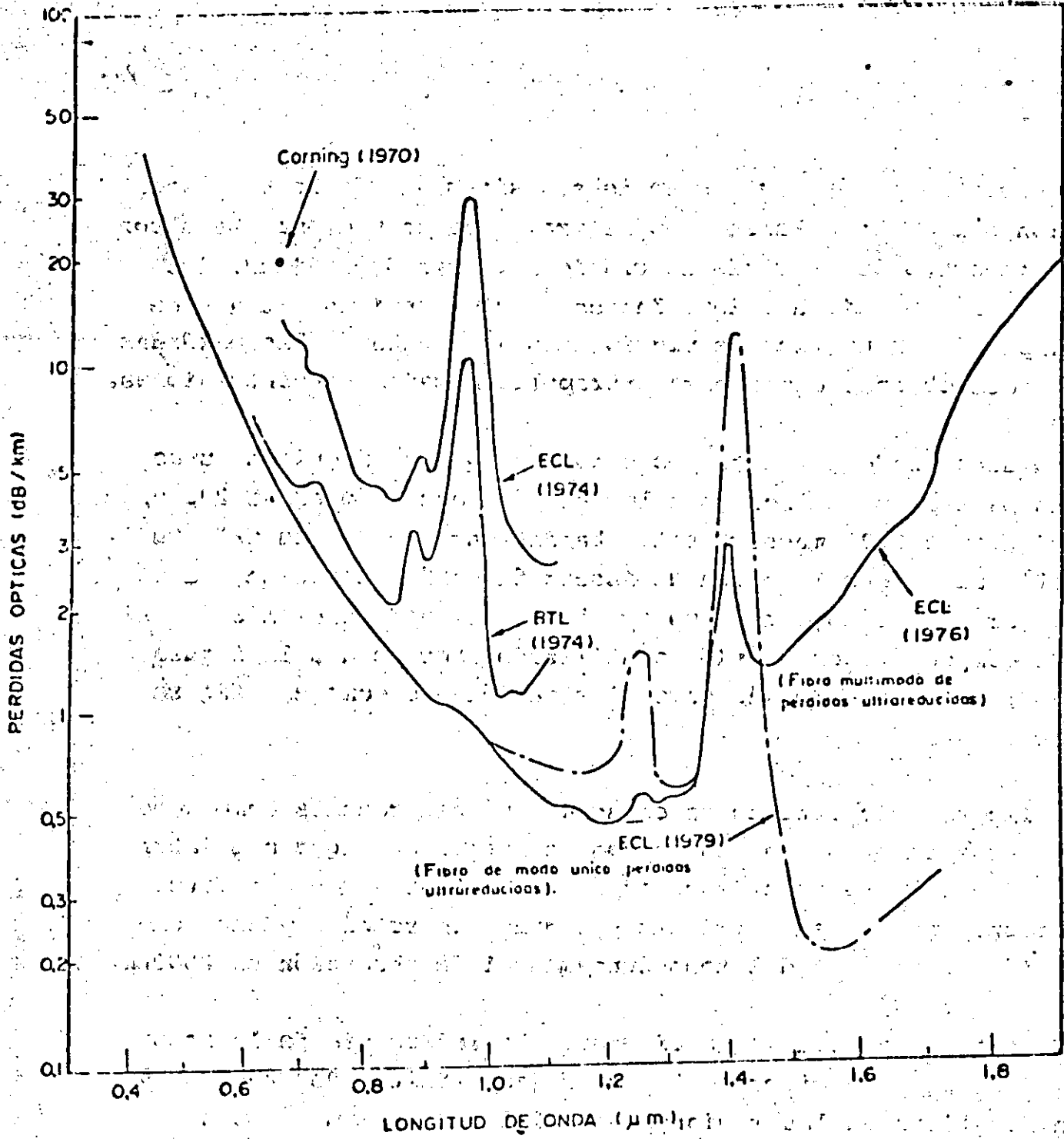


Figura (2.3.7).- Bandas de absorción de diferentes impurezas.



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.

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

Donde: K = es la constante de Boltzman

T = es la temperatura

y B = la compresibilidad

Para la dispersión por fluctuación de densidad

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

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 Raleygh. 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.

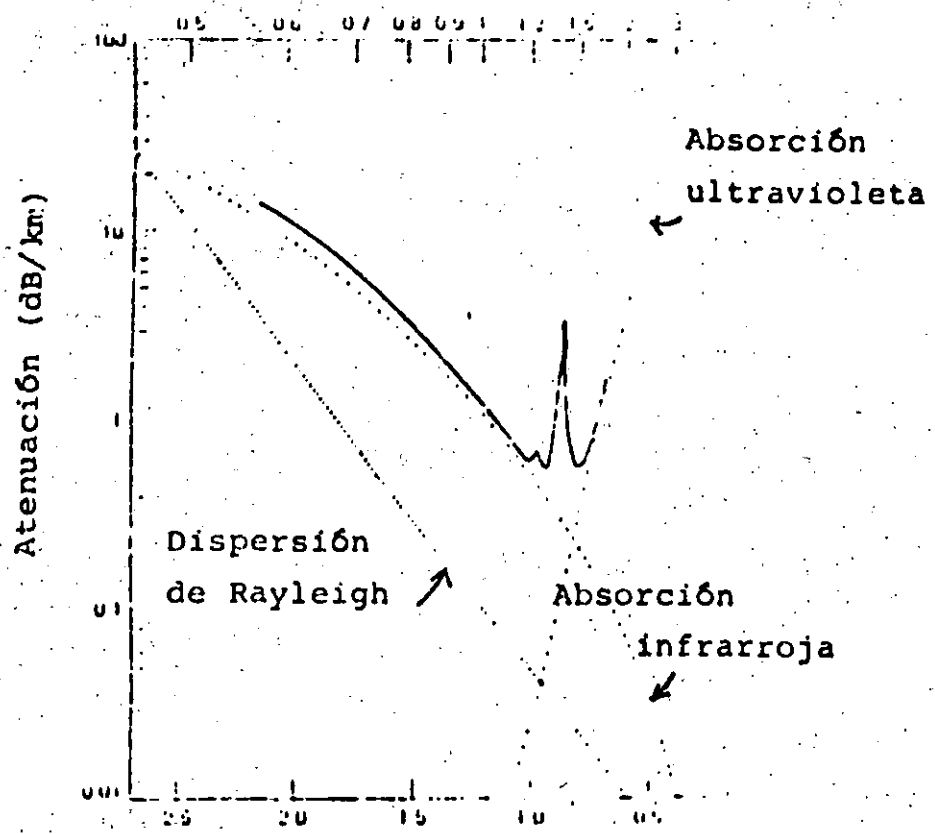


Figura (2.3.9).- Descomposición de pérdidas en absorción y dispersión.

TYPICAL SPECTRAL ATTENUATION RANGE: MG05 FIBER

ATTENUATION (dB/km)

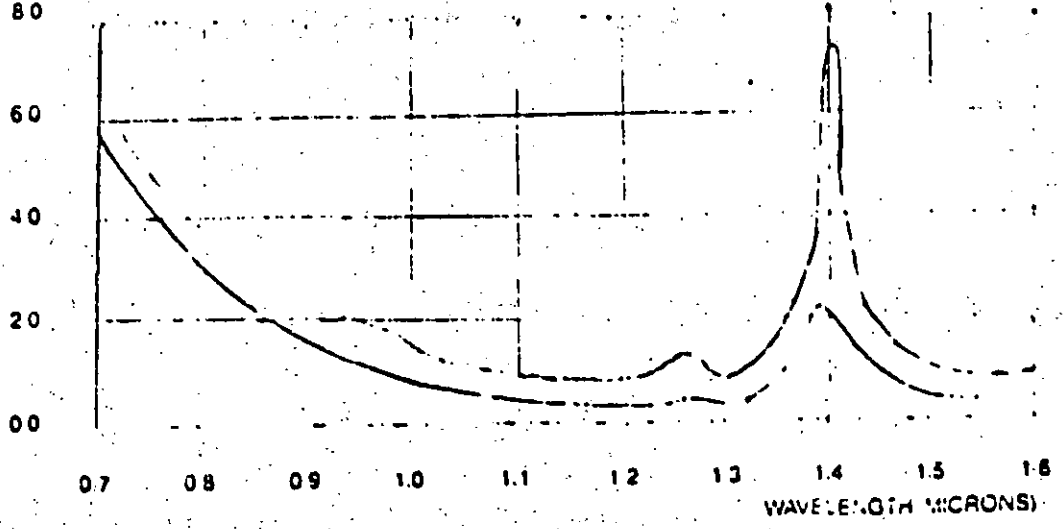
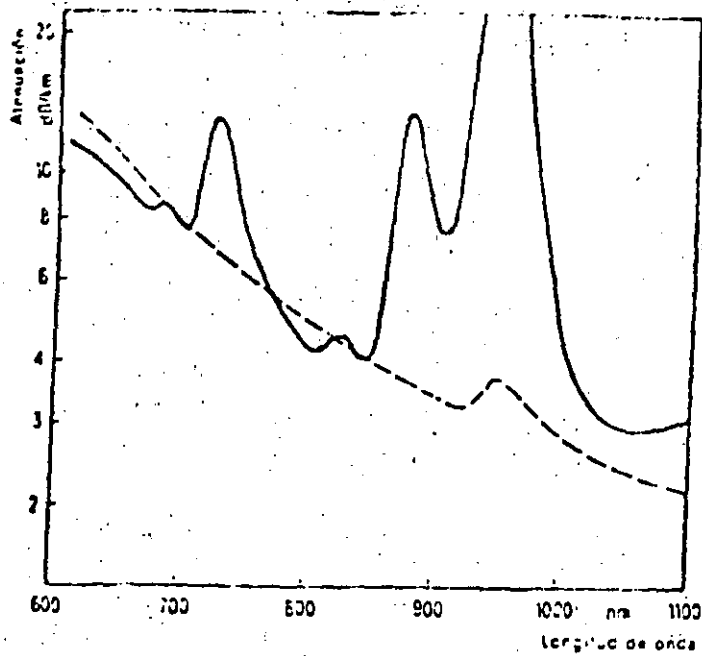


Figura (2.3.10).- Atenuación índice gradual. (VALTEC)



Ejemplos de la curva de atenuación medida
 --- Cables con fibras sin agua a demanda
 (No hay crestas de atenuación en el margen de 900 nm)

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

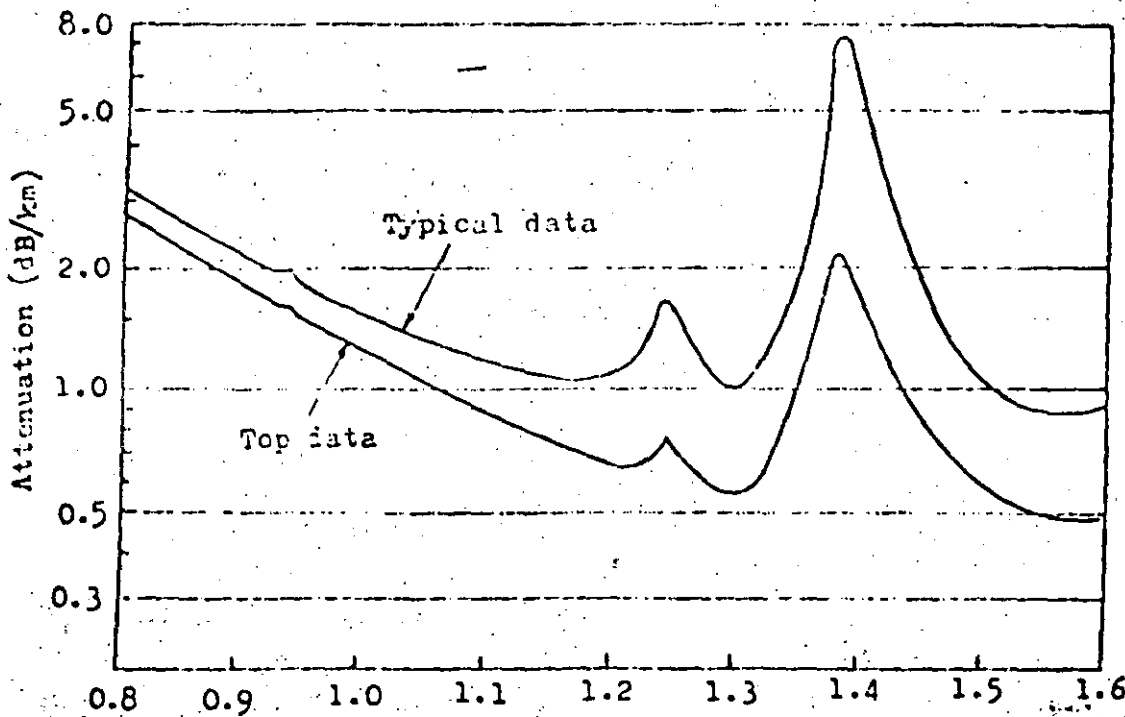


Figura (2.3.12).- Atenuación índice gradual (SUMITOMO)

Telecommunications Products Department
 Corning Glass Works
 Corning, New York 14831
 Tel: (607) 974 4411
 Telex: 952499 (USA)



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 @ 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

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 reportar 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.

Analiquemos 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. 20-

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

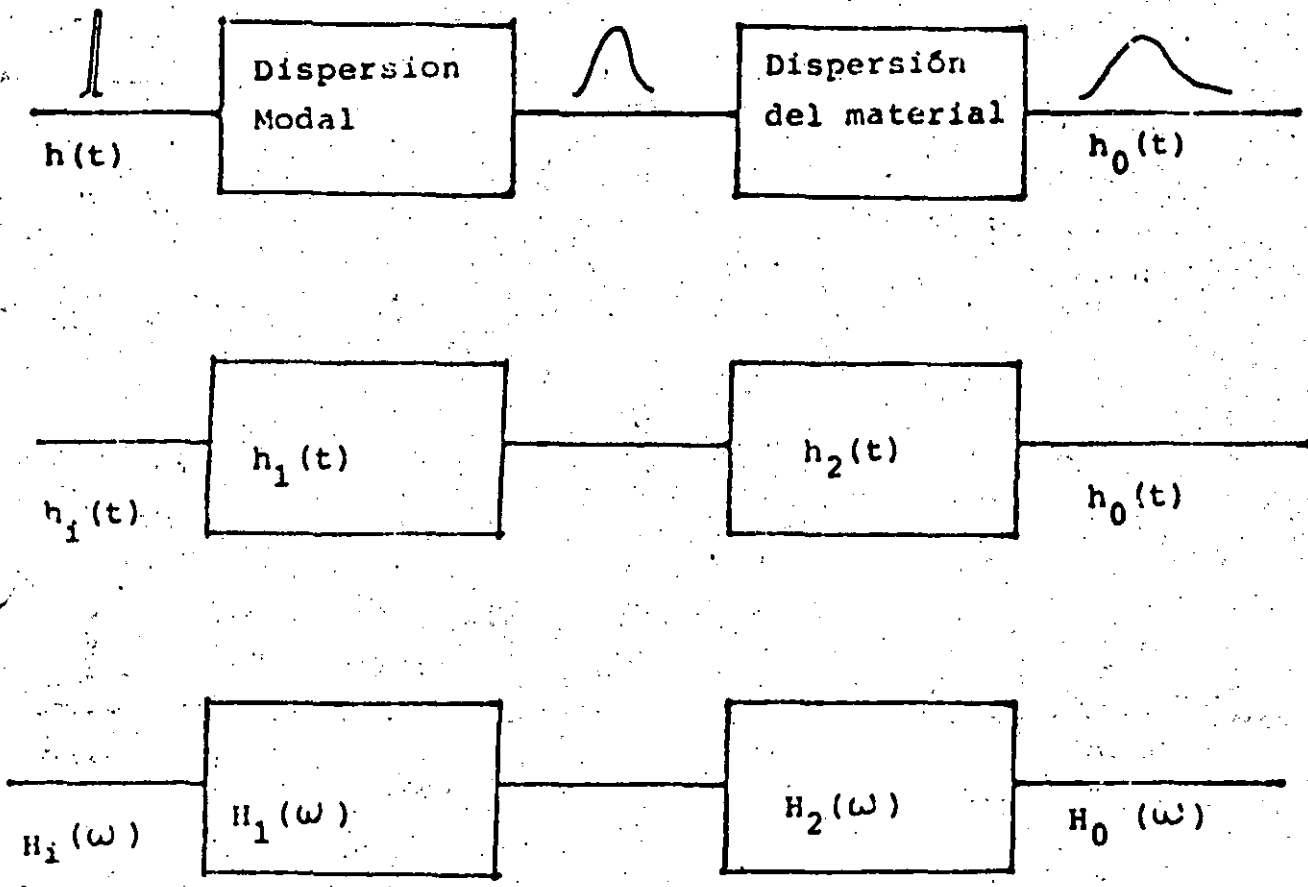


Figura (2.3.14).- Procedimiento de análisis de ancho de banda.

$$P_o = P_n(\tau) = h_i(t) \iff H_i(\omega) \quad (2.3.23)$$

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 τ_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.

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

Así para:

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

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

$$H_i(\omega) = \int_{-T/2}^{T/2} e^{-j\omega t} dt = \frac{2 \sin(\pi \tau f)}{2\pi \tau f} \quad (2.3.25)$$

La figura (2.3.15) 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

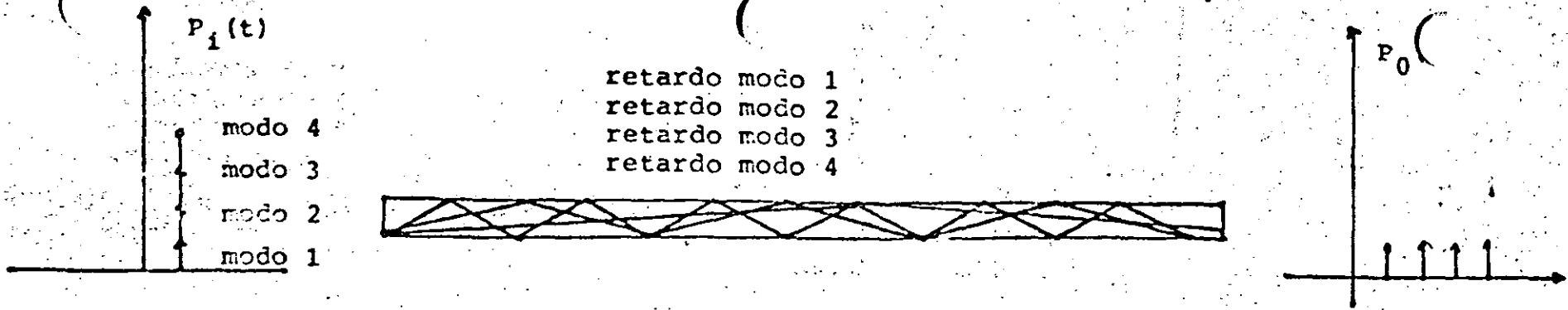


Figura (2.3.15).- Espaciamento de impulsos modales

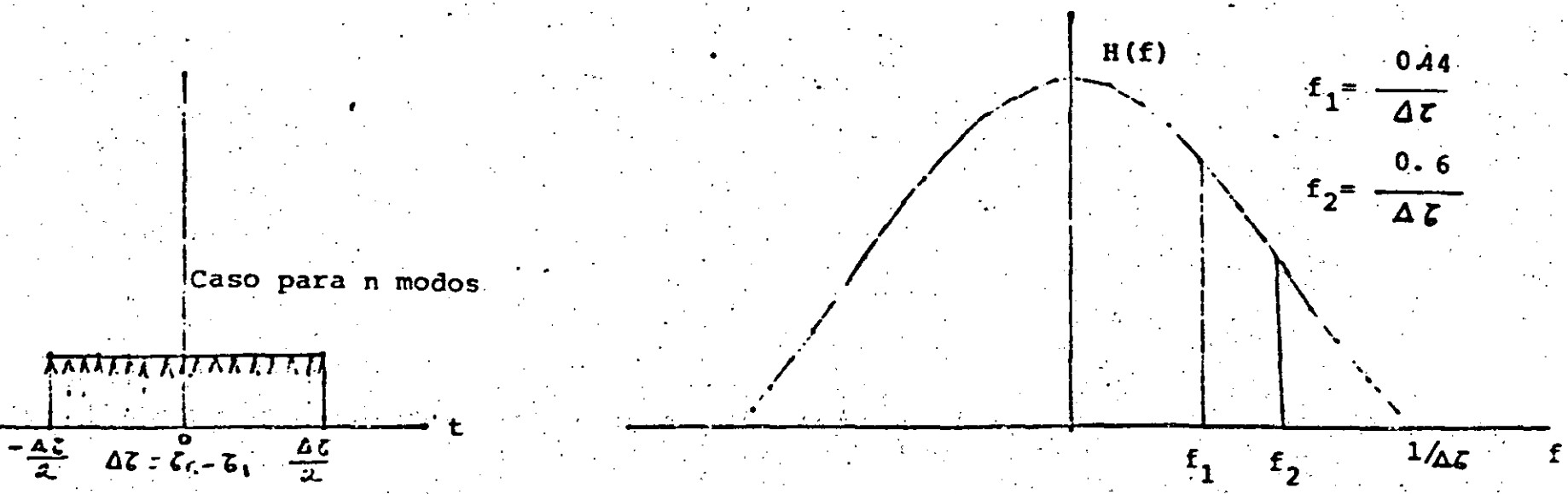


Figura (2.3.16).- Aproximación de la dispersión modal mediante un pulso rectangular de ancho Δz y su transformada de Fourier, indicando f_1 (3 dB eléctricos) y f_2 (3 dB ópticos).

N
W

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:

$$V_{m_0} = \frac{L_1 \eta_1 \Delta}{2 c \sqrt{3}} \quad (2.3.26)$$

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:

$$V_{m_0} = \frac{L \eta_1 \Delta^2}{20 c \sqrt{3}} \quad (2.3.27)$$

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 laser, sin embargo en otros casos hay que considerar también el efecto del material y determinar $h_2(t)$ y $H_2(w)$.

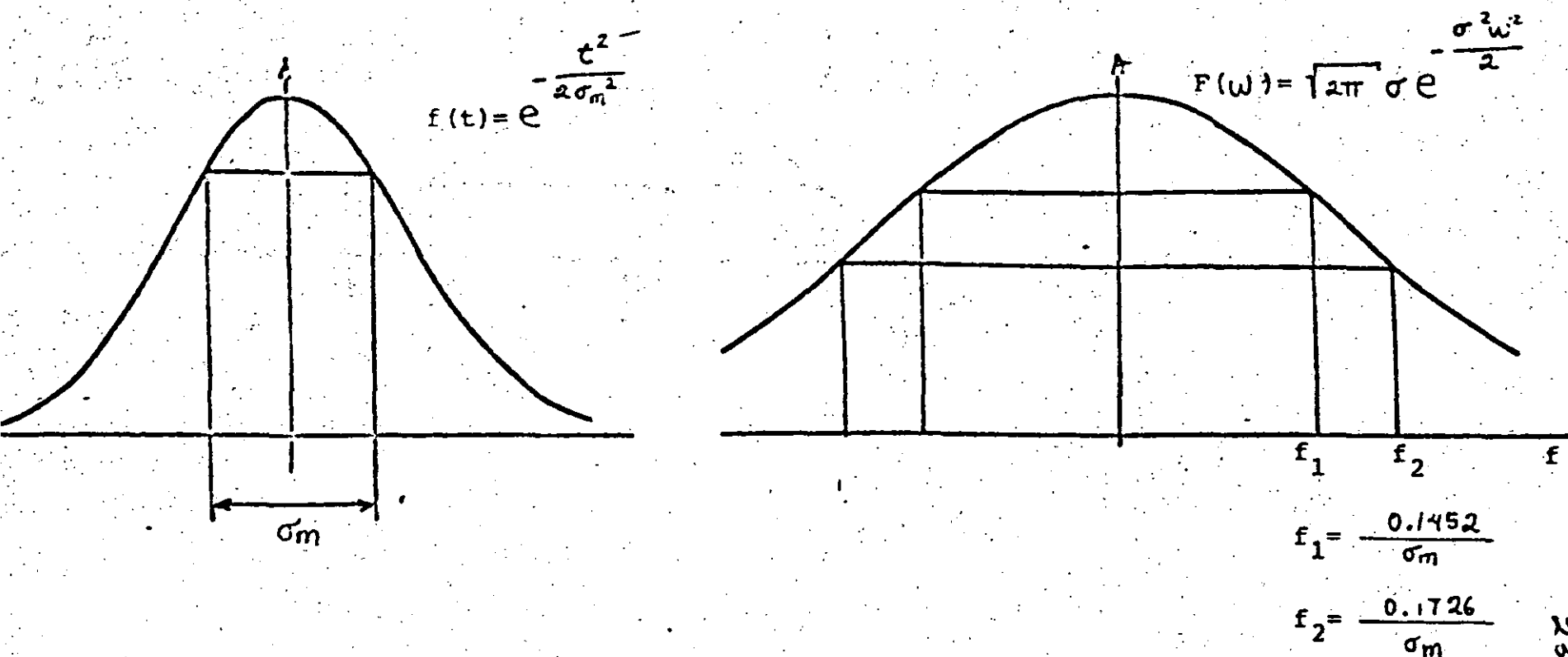


Figura (2.3.17).- Modelo Gaussiano para la dispersión intermodal.

$\sigma_m = \frac{L n_1 \Delta}{2c \sqrt{3}}$ 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:

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

normalizando $S(\lambda)$ tenemos:

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

λ_0 será

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

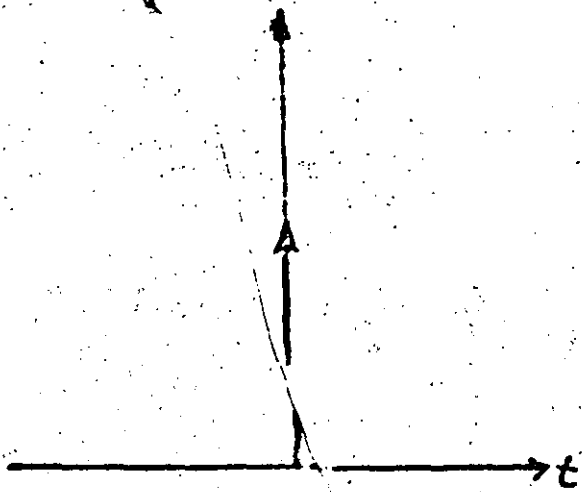
y σ_s será

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

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:

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

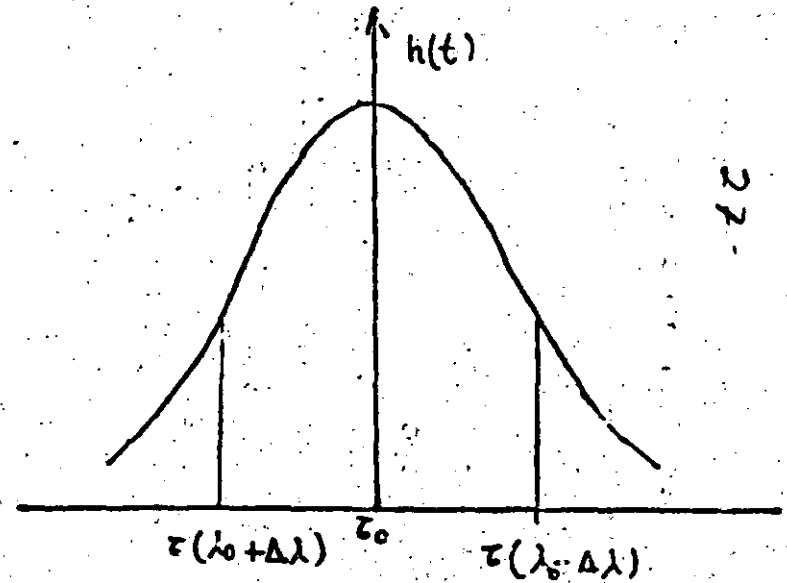
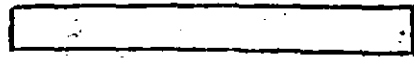
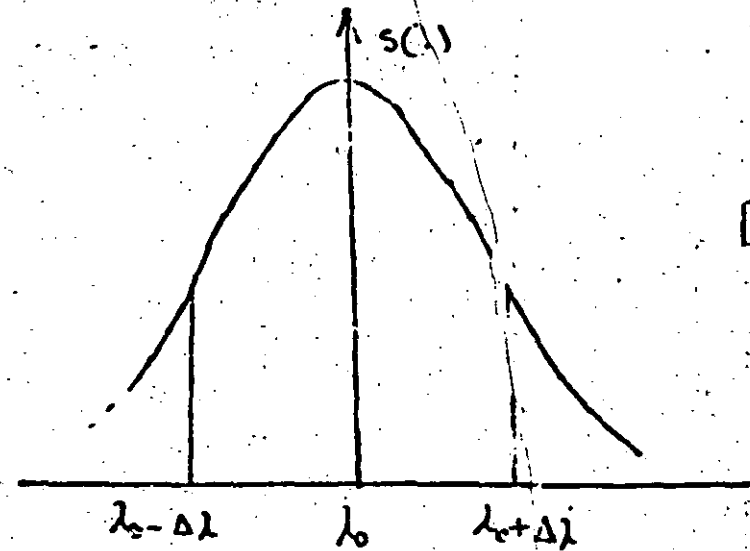
$$\tau(\lambda) = L \frac{\lambda_0}{c} n''(\lambda_0) (\lambda - \lambda_0) \quad (2.3.32)$$



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

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

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



22

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 .

$$h(t) = S\left(\frac{t - \Delta\lambda}{\tau_m}\right) \Leftrightarrow S(\lambda - \lambda_0) \quad (2.3.33)$$

donde

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

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:

$$\tau_s = 0.4247 \Delta\lambda_{1/2} \quad (2.3.35)$$

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

$$\tau_c = \tau_s M = \frac{\lambda}{c} \left. \frac{d^2 n}{d\lambda^2} \right|_{\lambda_0} \tau_s \quad \text{ns/km} \quad (2.3.36)$$

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

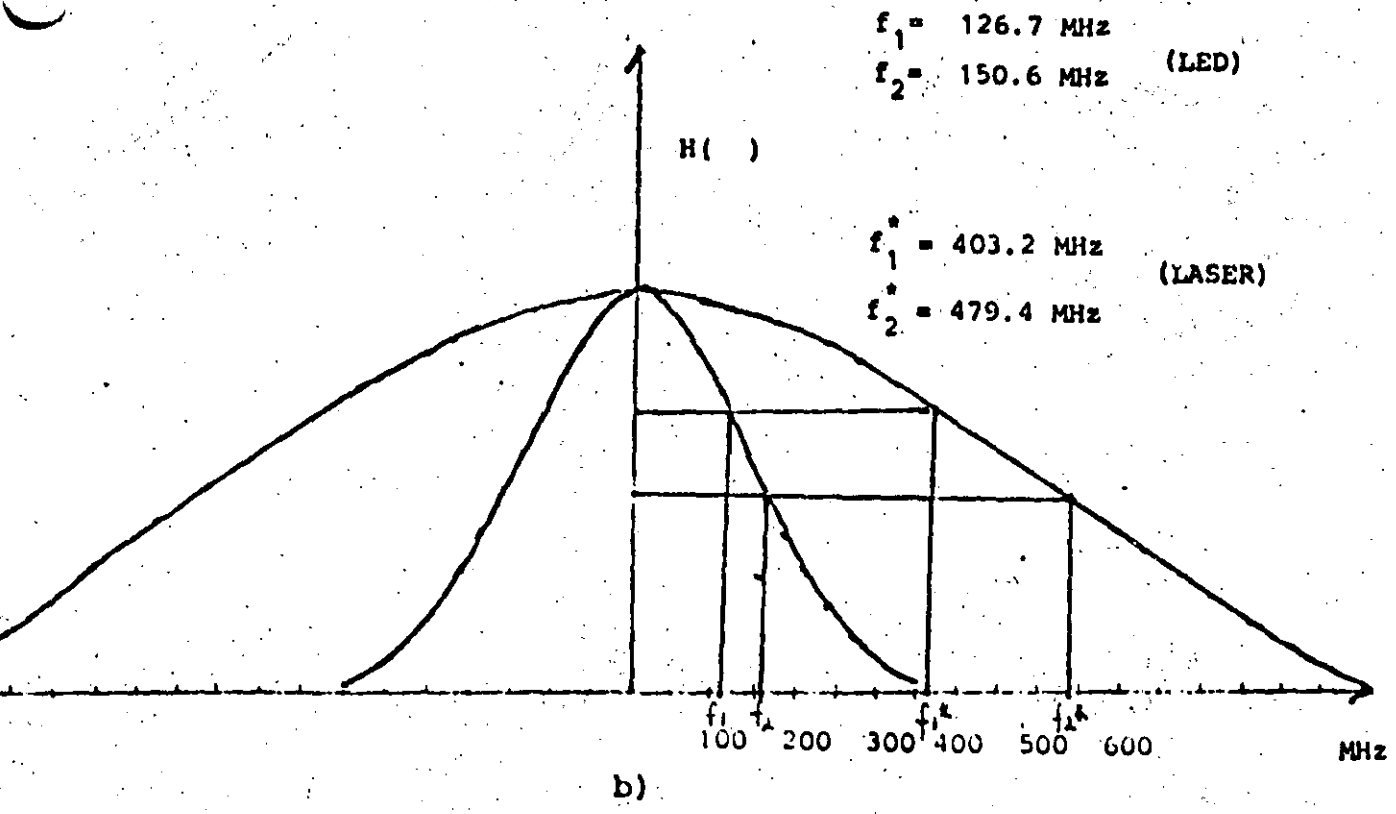
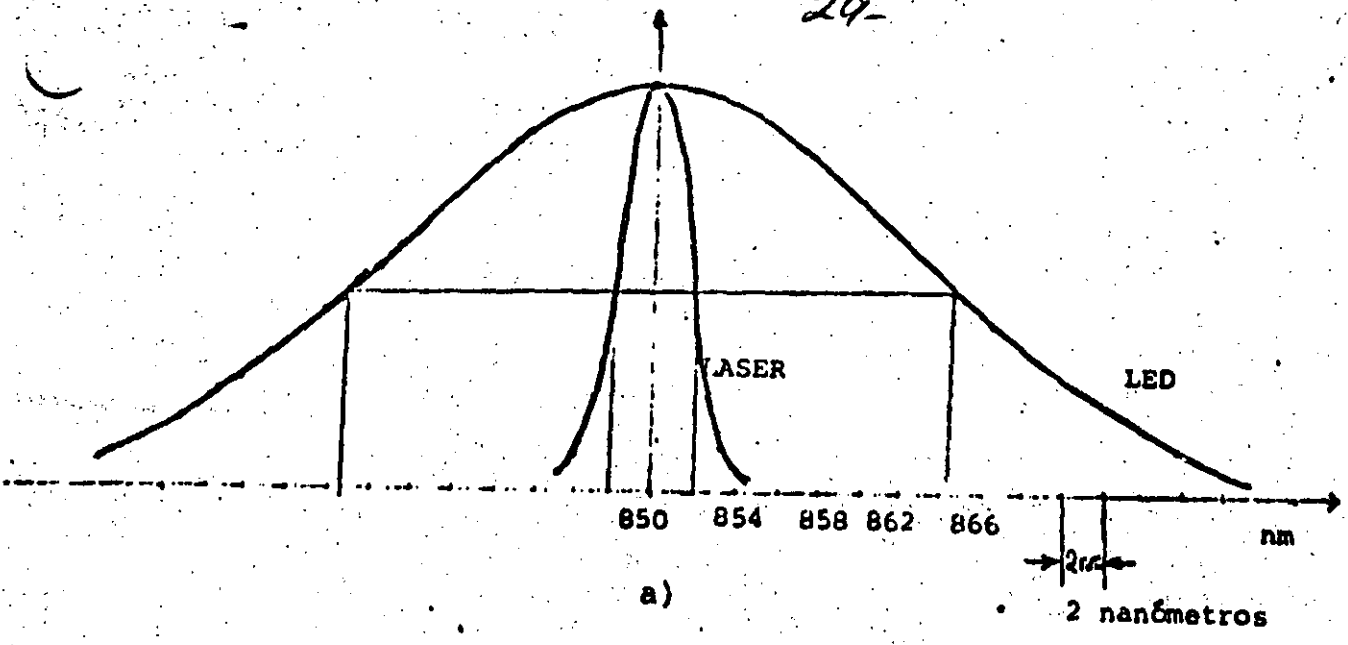


Figura (2.3.19).- Ancho espectral (a) y ancho de banda (b) para un LASER y un LED típicos.

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:

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

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 $0.85\mu\text{m}$ y 0.85 para $1.3\mu\text{m}$.

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:

$$\sigma_T = \sum_{k=1}^N \sigma_k$$

(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 :

$$\sigma_T^2 = \sum_{k=1}^N \sigma_k^2$$

(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

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

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.

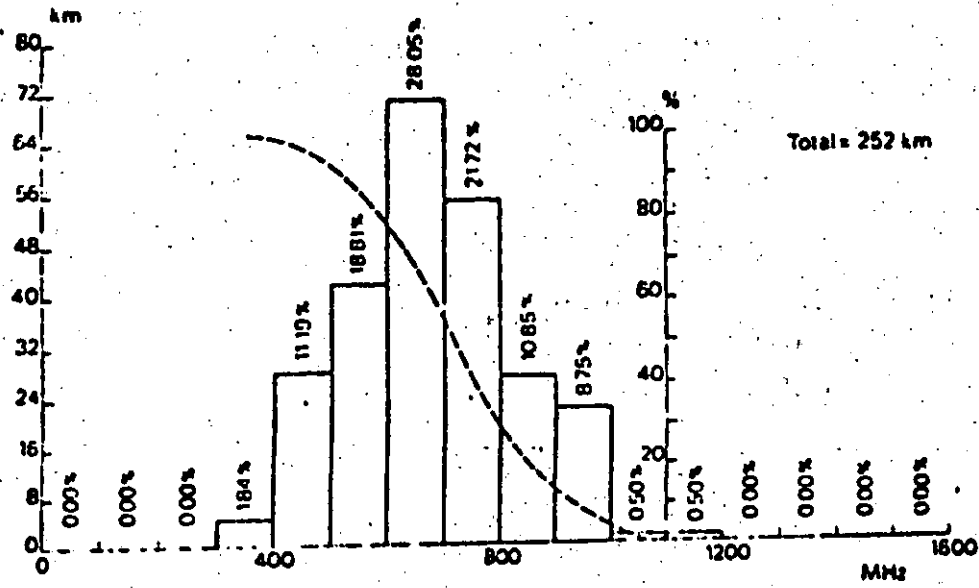


Figura (2.3.20).- Ancho de banda. Histograma.

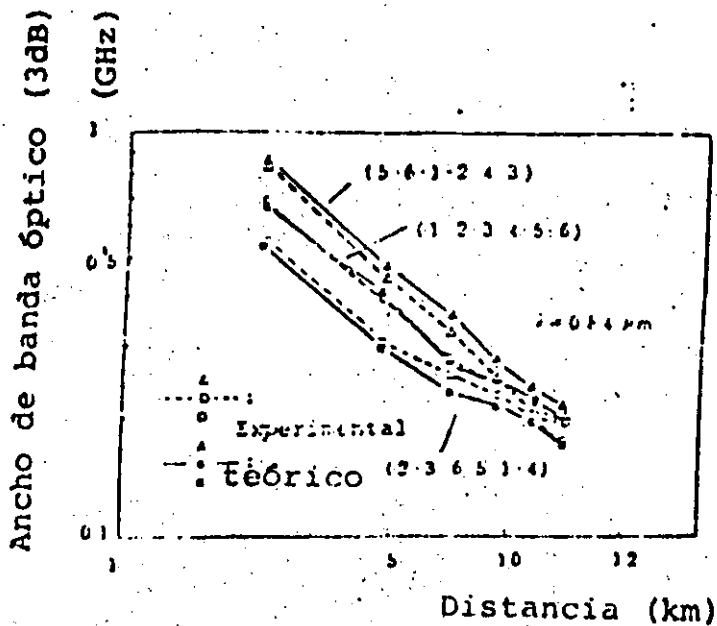
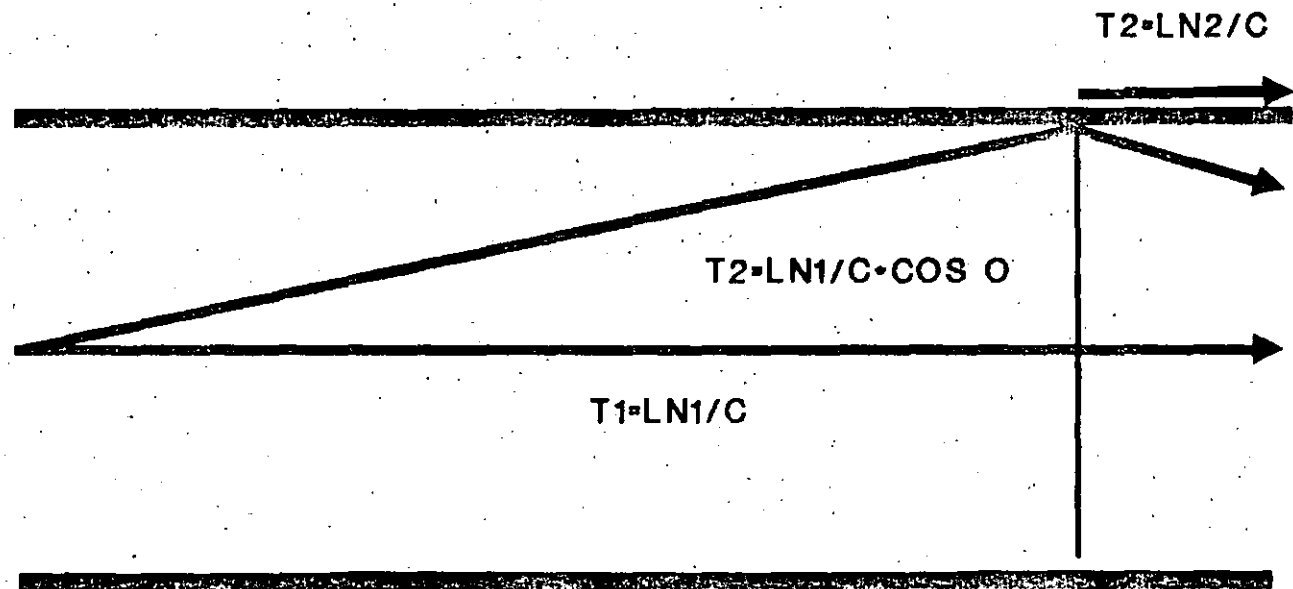


Figura (2.3.21).- Variación del ancho de banda total cuando se cambia el orden de las fibras concatenadas.

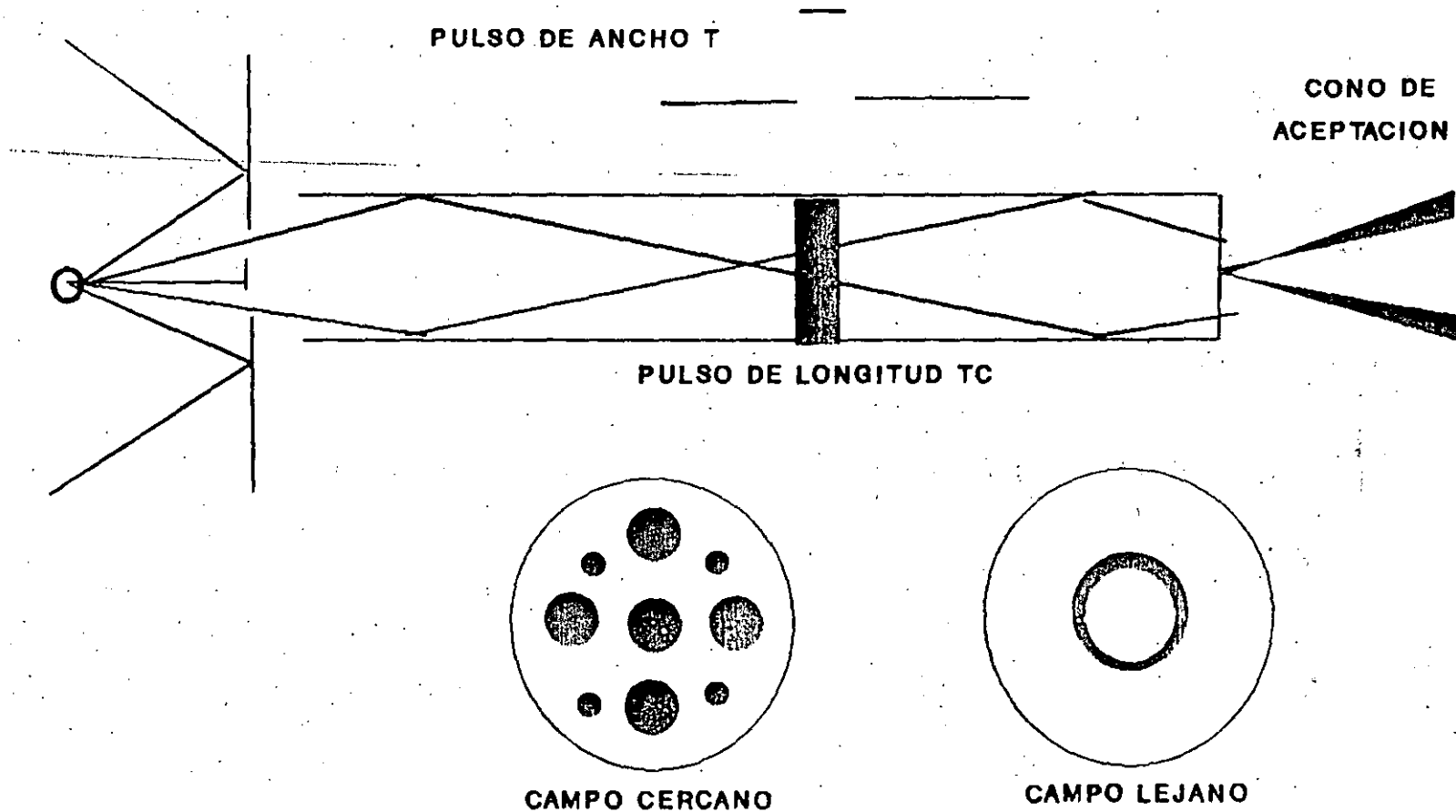
DISPERSION INTERMODAL FIBRA MULTIMODO



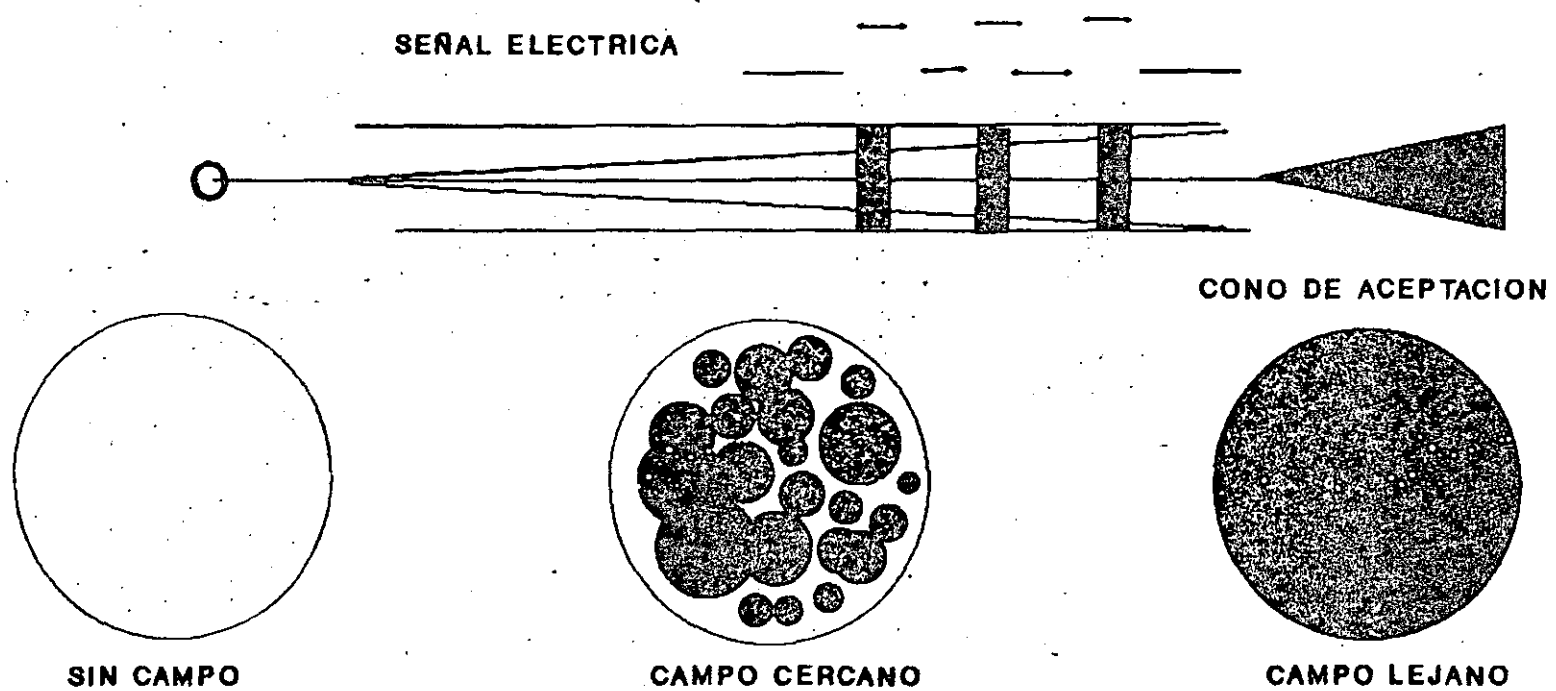
$$T_2 - T_1 = LN_1/C(1 - 1/\cos \theta) = L/C(N_1 - N_2) = LN_1 / C$$

35

PROPAGACION F.O. MULTIMODO RESTRICCION A UN SOLO MODO

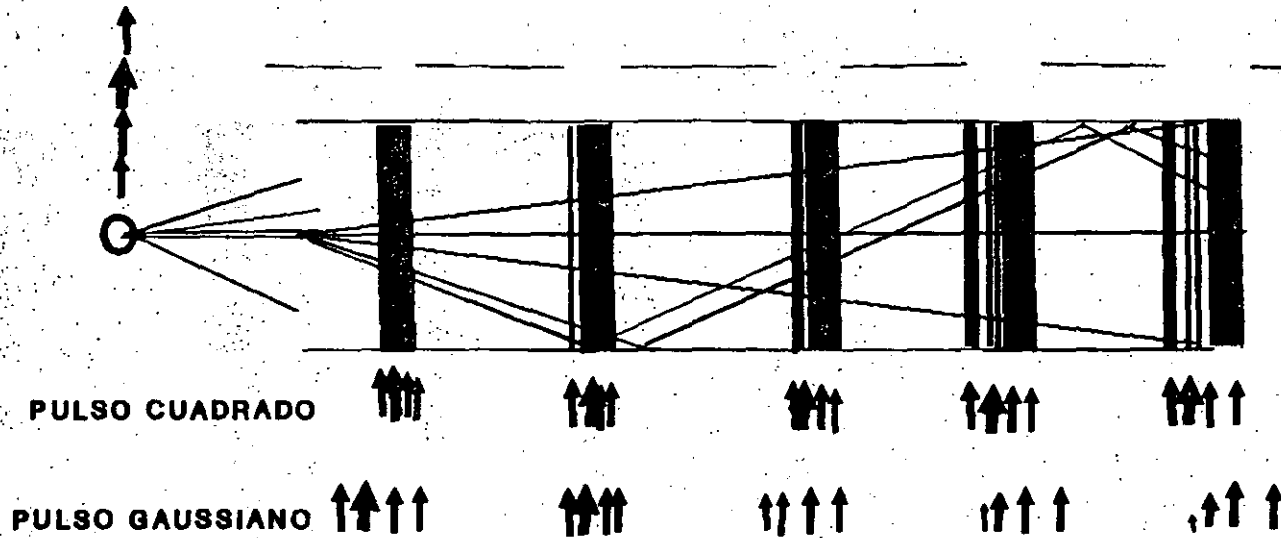


PROPAGACION F.O. MULTIMODO EFECTO GLOBAL



DISPERSION INTERMODAL F.O. DE INDICE ESCALONADO

ENSANCHAMIENTO DEPENDIENTE DE LA DISTANCIA

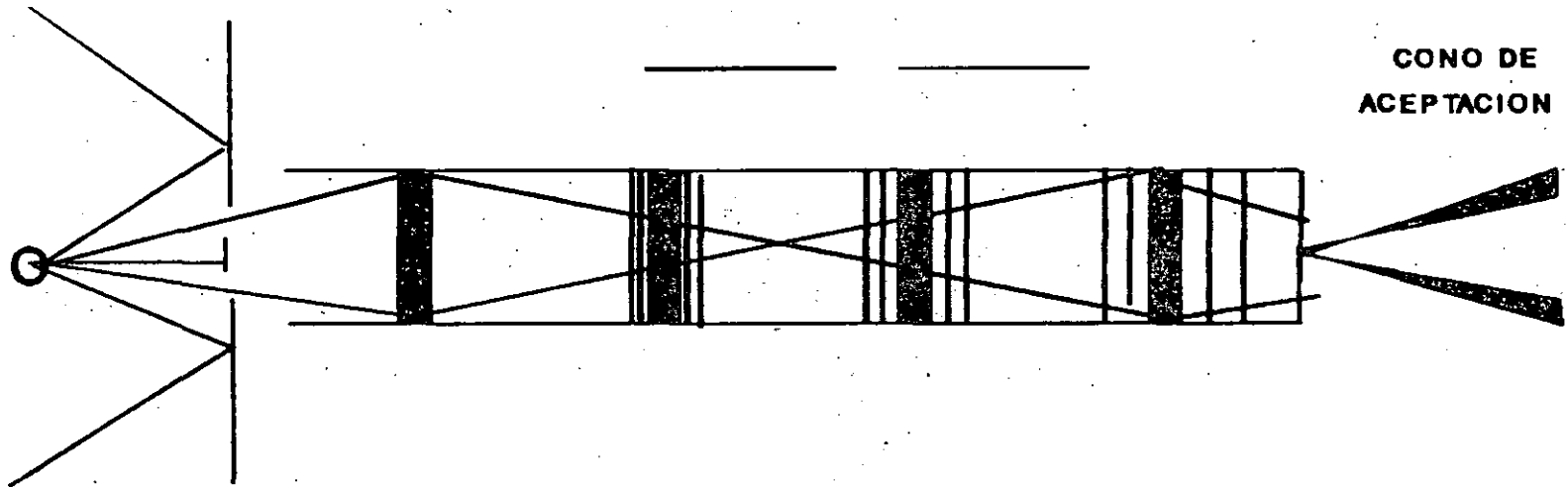


$$\text{FACTOR DE DISPERSION I. M.} = (L/C) \cdot (N_1 - N_2) = Q$$

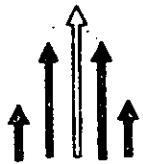
$$\text{PARA EL PULSO CUADRADO } T = \sqrt{Q \cdot t/2}$$

$$\text{PARA EL PULSO GAUSSIANO } F(t) = \text{EXP}(t^2/2Q^2)$$

DISPERSION CROMATICA PARA UN SOLO MODO



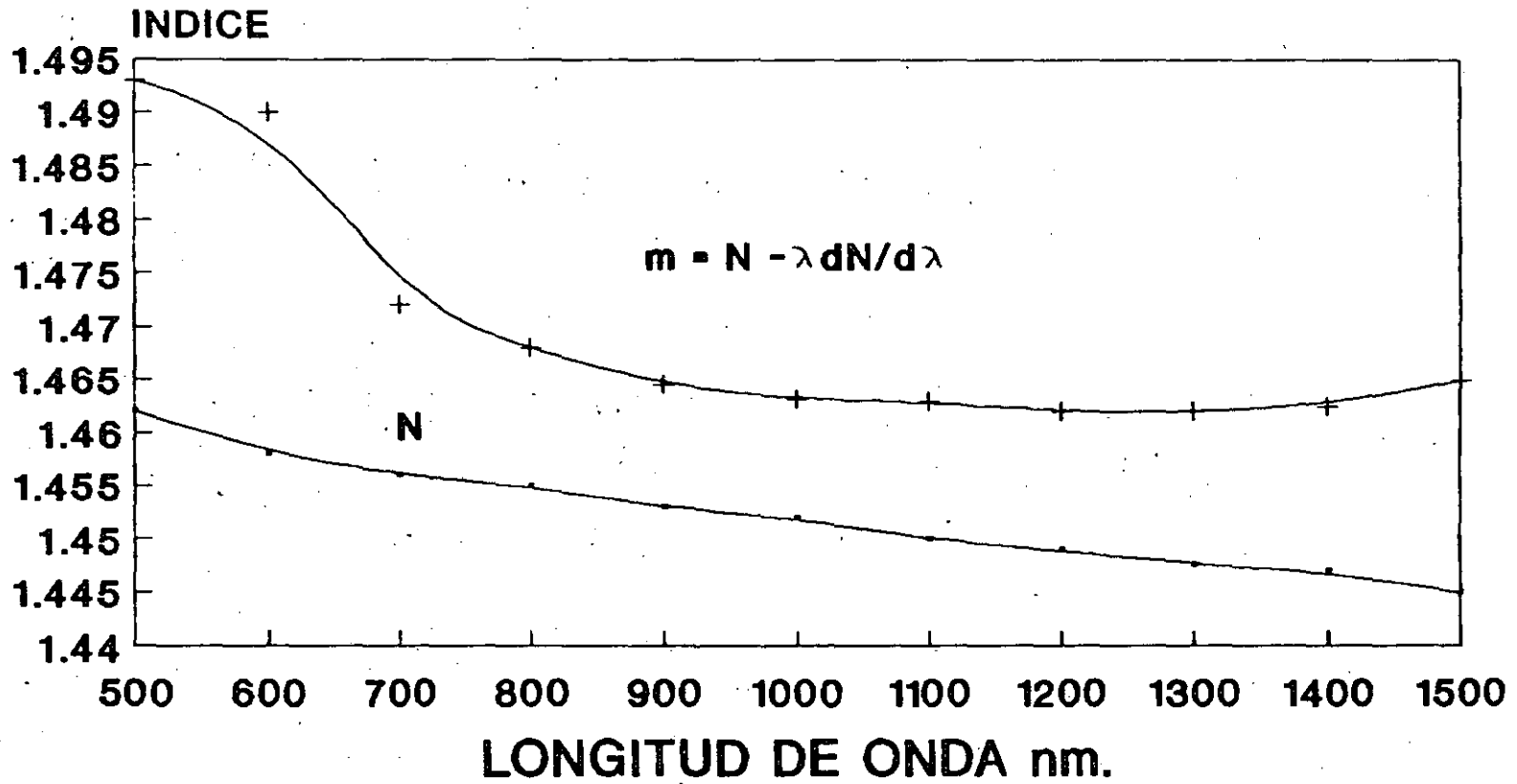
VELOCIDAD DE PROPAGACION EN FUNCION DE λ



COMPOSICION

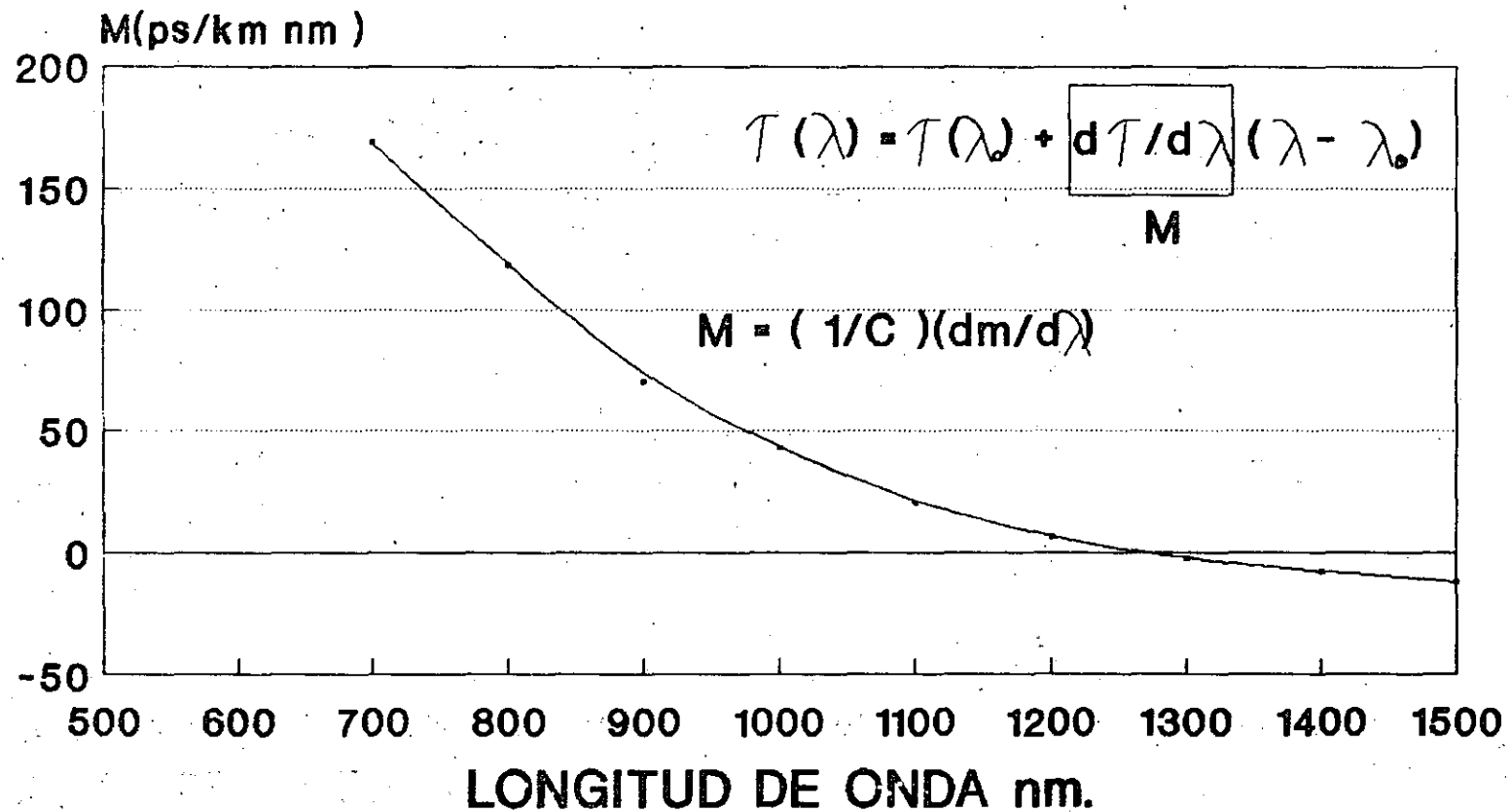
ESPECTRAL DELA FUENTE

VARIACION DEL INDICE DE REFRACCION m Y n EN FUNCION DE LA LONG. DE ONDA



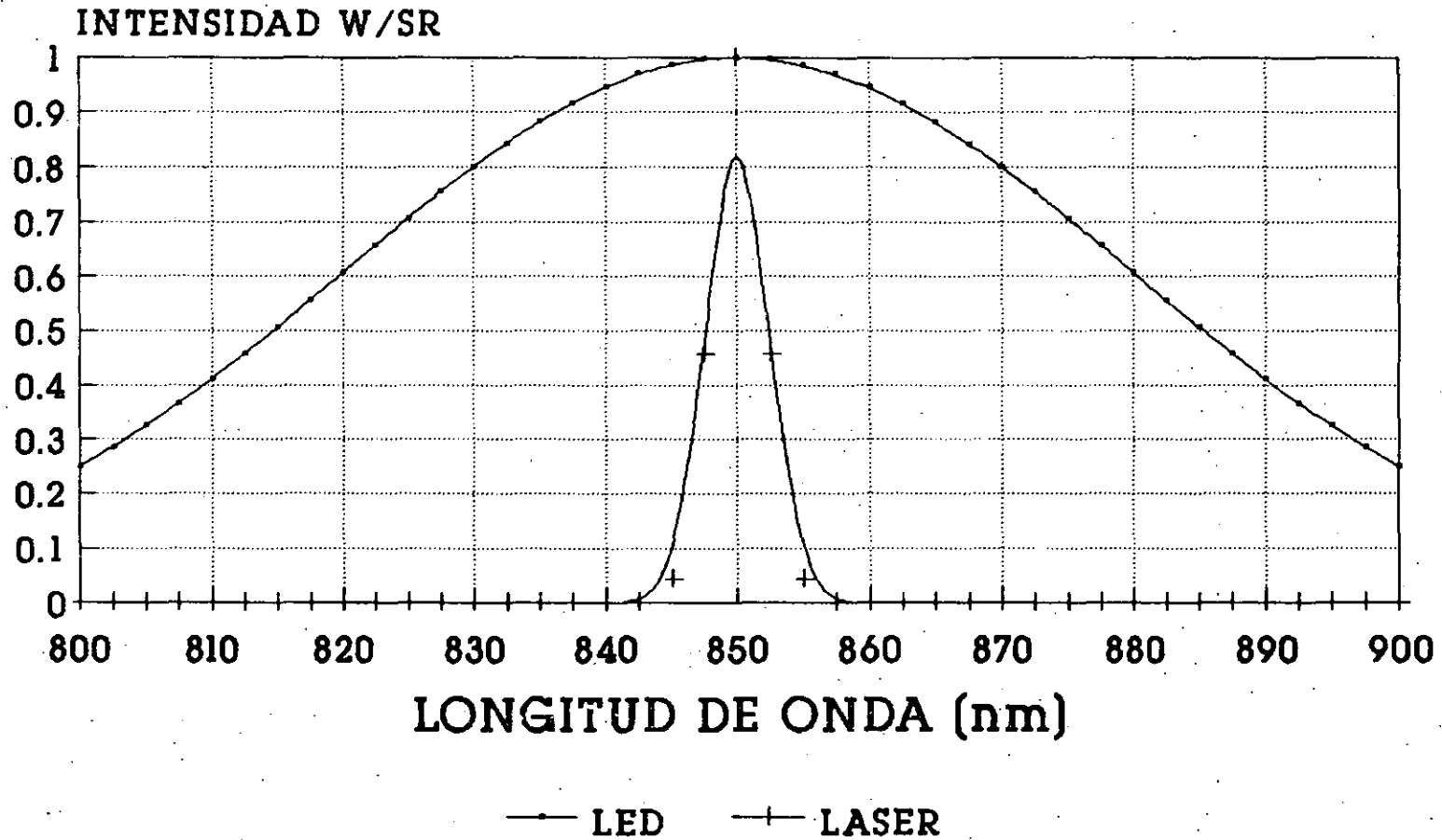
— INDICE DE REFRACCION + INDICE EFECTIVO

FACTOR DE DISPERSION DEL MATERIAL EN FUNCION DE LA LONG. DE ONDA

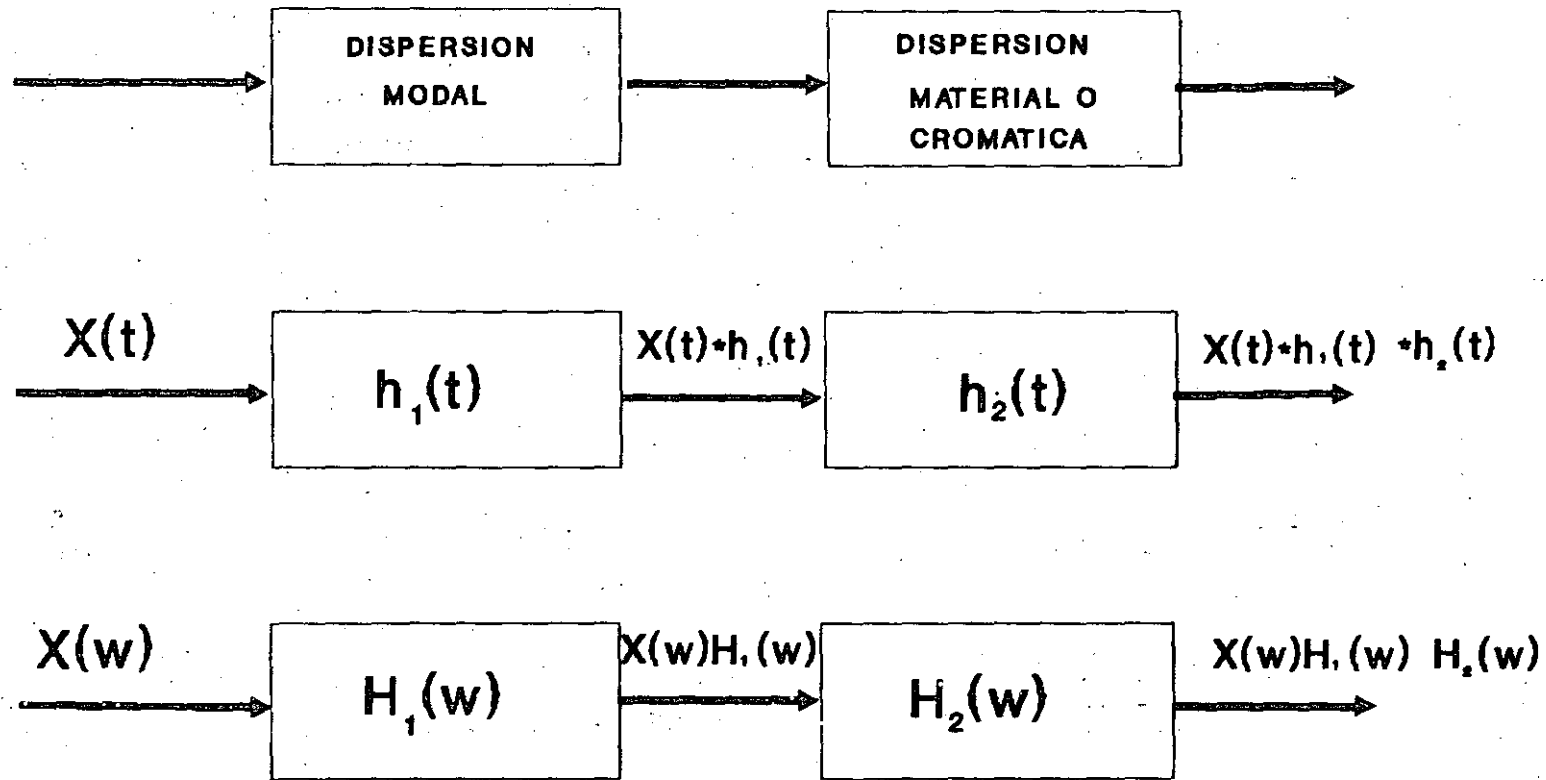


— M

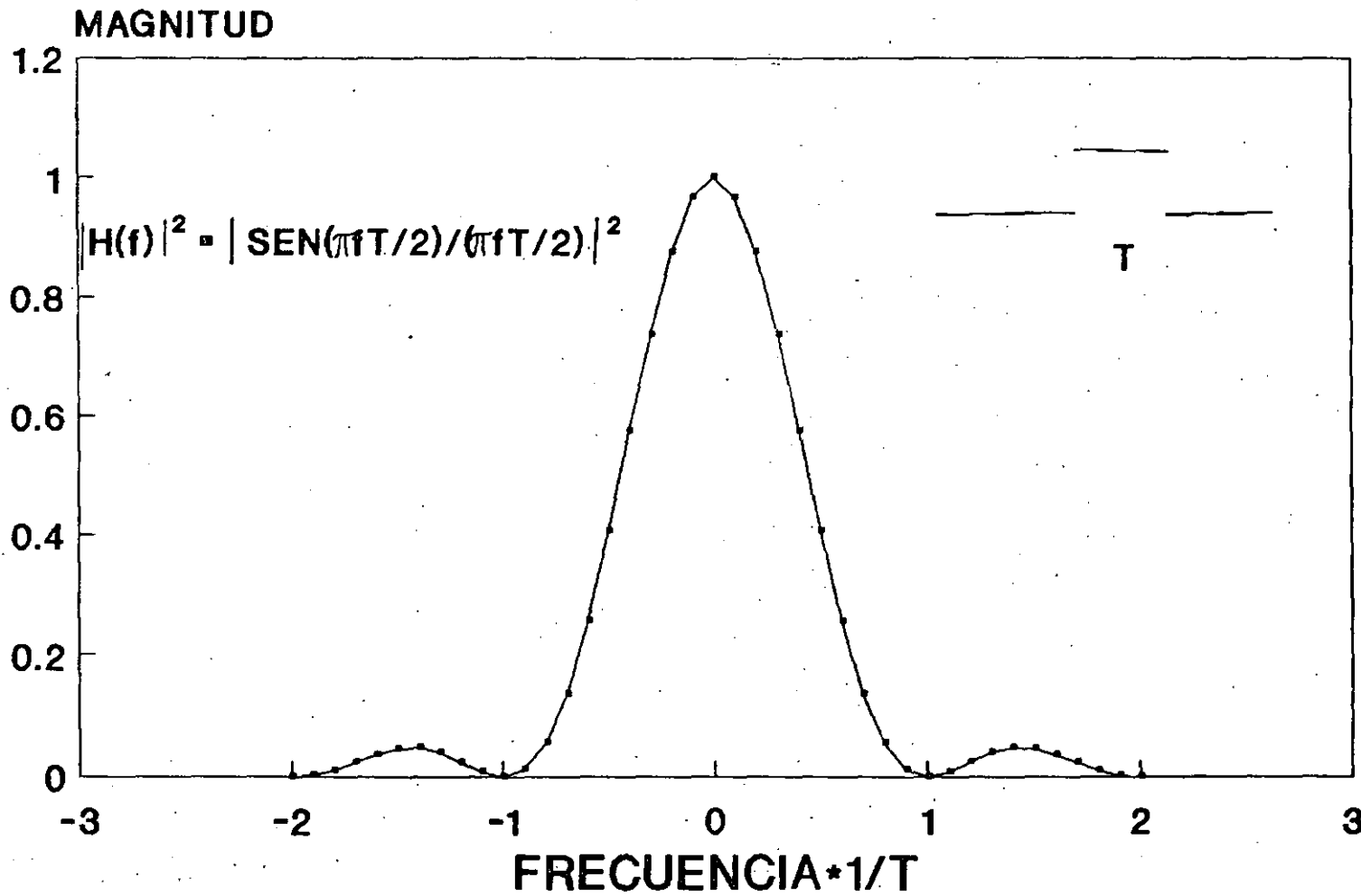
ESPECTRO DE EMISION DIODO LASER Y LED



MODELO PARA EL ANALISIS ANCHO DE BANDA



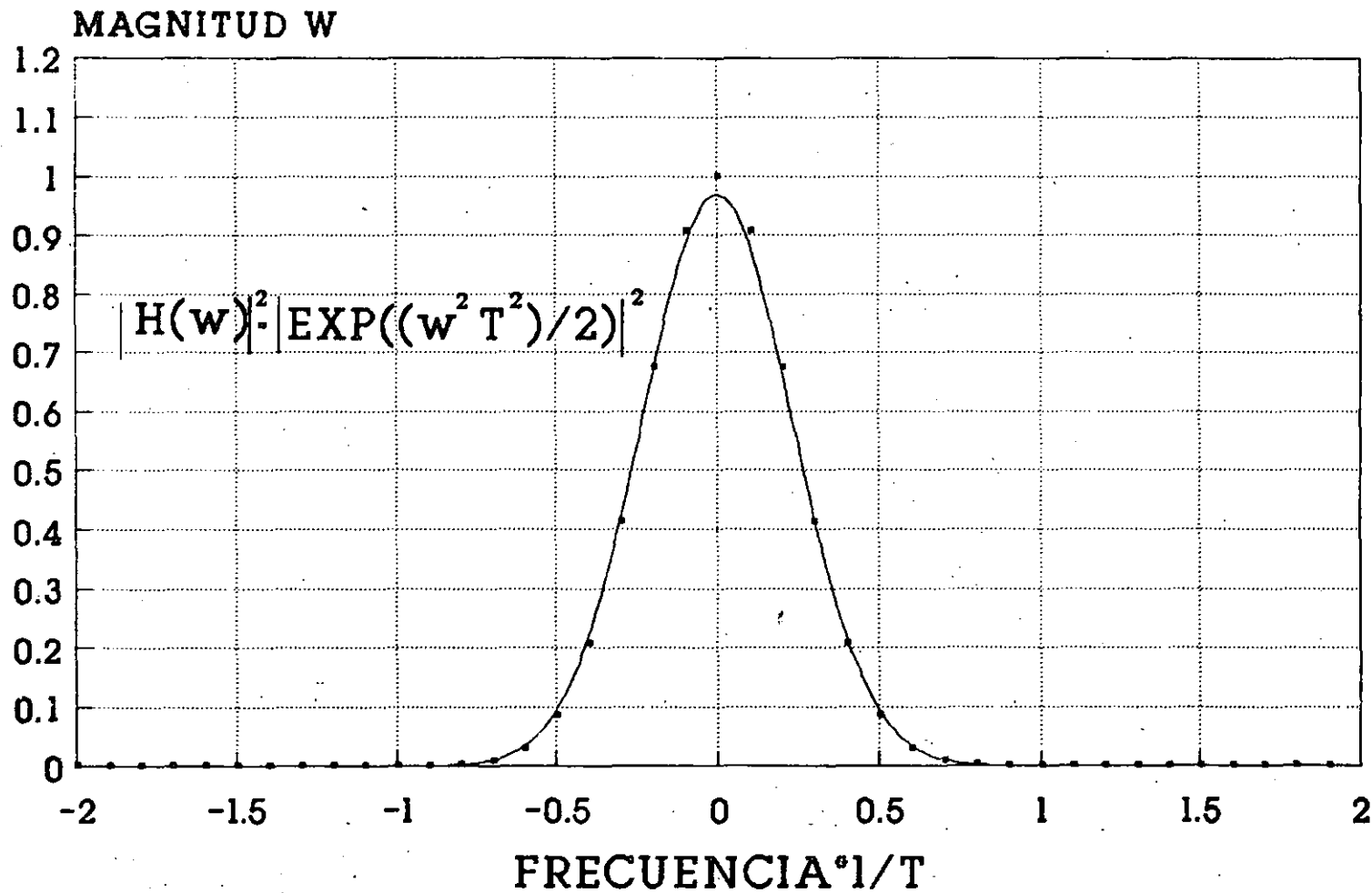
RESPUESTA EN FRECUENCIA PULSO CUADRADO DE SALIDA



T ES EL ANCHO DEL PULSO DE SALIDA

67/3

RESPUESTA EN FRECUENCIA PULSO GAUSSIANO



T ES LA VARIANZA DEL PULSO DE SALIDA

45



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

CURSOS ABIERTOS

" TELECOMUNICACIONES VIA FIBRAS OPTICAS "

10 DISEÑO DE ENLACE EN COMUNICACIONES

ING. DANIEL PINEDA CORTES

MAYO 1992

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.

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 decibeles y generalmente se usa el valor pico para el ruido impulsivo y el valor RMS para ruido eleatorio.

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, practicamente, 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:

$$\alpha L + k_{aj} = 10 \log \left(\frac{P_t}{P_r} \right) \quad (1)$$

donde:

α es la atenuación en la fibra (dB/km)

k_{aj} 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:

$$\sigma_{\text{tot}} L = 0.25 T = \frac{1}{4f_0} \quad (2)$$

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:

$$\sigma^2_{\text{tot}} = \sigma^2_{\text{mod}} + \sigma^2_{\text{crom}} \quad (3)$$

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.

$$f_0 > f_{\text{lim}} = \frac{\alpha}{4\sigma_{\text{tot}}} \left(\frac{1}{10 \log \frac{P_t}{P_r} - k_{\text{aj}}} \right) \quad (4)$$

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 Optico
- 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 Sensibilidad 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. (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

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
 - Area de radiación efectiva
 - Perfil de emisión
- Características de la fibra
 - Apertura Numérica
 - Area 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 comunicación por fibra óptica así como un breve análisis en cada caso.

2 Proceso de Diseño para la Selección del Transmisor Optico

En la figura 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 limitante 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 investigados y especificados como un resultado del esfuerzo del diseño del medio de transmisión.

La potencia óptica de salida acoplada se calcula a partir del nivel 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 acoplamiento 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 especificación. Como puede notarse, el producto ancho de banda-distancia (o velocidad de transmisión-distancia) relaciona la capacidad de transmisión de la fibra óptica con la distancia y tiene su origen en la limitante de dispersión.

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.

3.3 Proceso de Diseño para la Selección del Cable de Fibra Óptica.

En la figura (3.3) se muestra un diagrama de flujo para la selección del cable de fibra óptica. Como puede observarse, el proce-

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.

4 Proceso de Diseño para la Selección del Receptor Optico.

En la figura (4) se muestra un diagrama de flujo para el proceso de diseño en el subsistema receptor. Primeramente, el usuario de fine 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

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.

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, cuándo no es significativa la limitante por dispersión?

solución:

$$\alpha L + kaj = 10 \log \left(\frac{P_t}{P_r} \right)$$

$$\alpha = 5 \text{ dB/km}$$

$$L = ?$$

$$K = ?$$

$$a_j = 0.5 \text{ dB}$$

$$K = \text{número de empalmes} = \frac{L}{l_0}$$

$$f_{lim} = \frac{11 \times 1}{4 \times 2 \times 10^{-9} \times 50}$$

$$f_{lim} = 27.5 \text{ Mbd.}$$

Laser

datos:

$$\sigma_{tot} = 4 \text{ ns/km}$$

$$\alpha = 5 \text{ dB/km}$$

utilizando nuevamente (2.4):

$$f_{lim} = \frac{5 \times 1}{4 \times 4 \times 10^{-9} \times 50}$$

$$f_{lim} = 6.25 \text{ Mbd.}$$

2. Considerense los siguientes datos de un sistema de comunicación óptico, determine la distribución de potencia óptica ("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 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:

$$L = \frac{10 \times 50}{5 + \frac{1}{1} \times 0.5} = 9.09$$

$$L = 9.09 \text{ Km}$$

3. 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 (4) se tiene:

$$f_{lim} = \frac{\alpha}{4 \sigma_{tot}} \cdot \frac{1}{10 \log \frac{P_t}{P_r}}$$

$$f_{lim} = \frac{\alpha \cdot 1}{4 \sigma_{tot} \cdot 10 \log \frac{P_t}{P_r}}$$

Sustituyendo valores:

$$f_{lim} = \frac{5.0}{4 \times 4 \times 10^{-9} \text{ ns/km} \times 3.91 - (-71.42)}$$

$$f_{lim} = 4.14 \text{ MBd.}$$

$$f_o = 2.048 \times \frac{4}{3}^* = 2.731 \text{ MBd.}$$

* 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 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 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,

$$a_j = 0.3 \text{ dB (9 empalmes)} \quad a_j K = 2.7 \text{ dB}$$

$$\text{Margen de Tolerancia} \quad K_r = 5.0 \text{ dB}$$

$$\alpha L + a_j K + K_r = 56.7 \text{ dB}$$

Distancia entre repetidores $L = 9.8$ 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

ñal a Ruido 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.

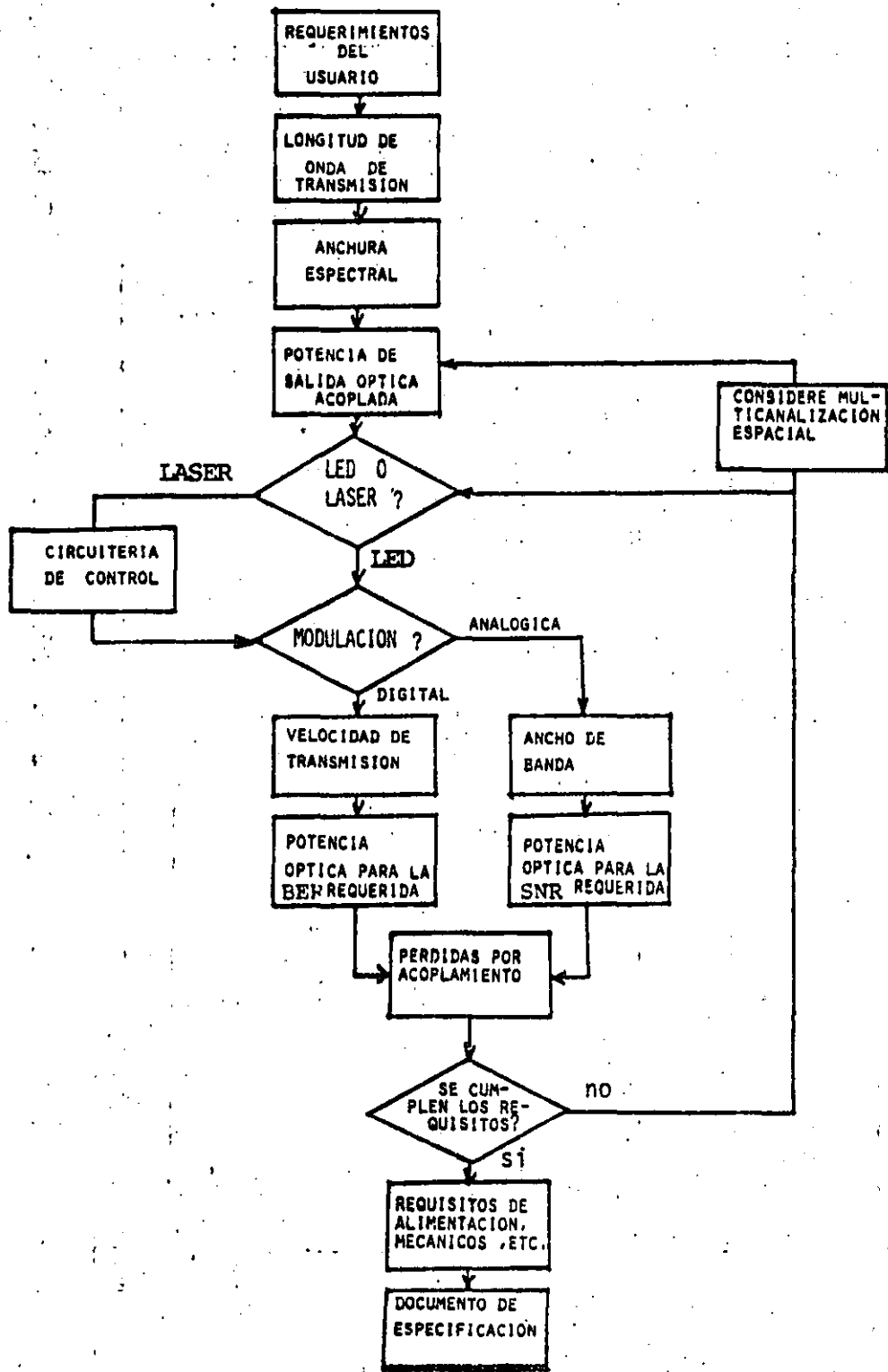


Figura (2).- Diagrama de flujo que muestra el proceso de diseño para la selección del transmisor óptico.

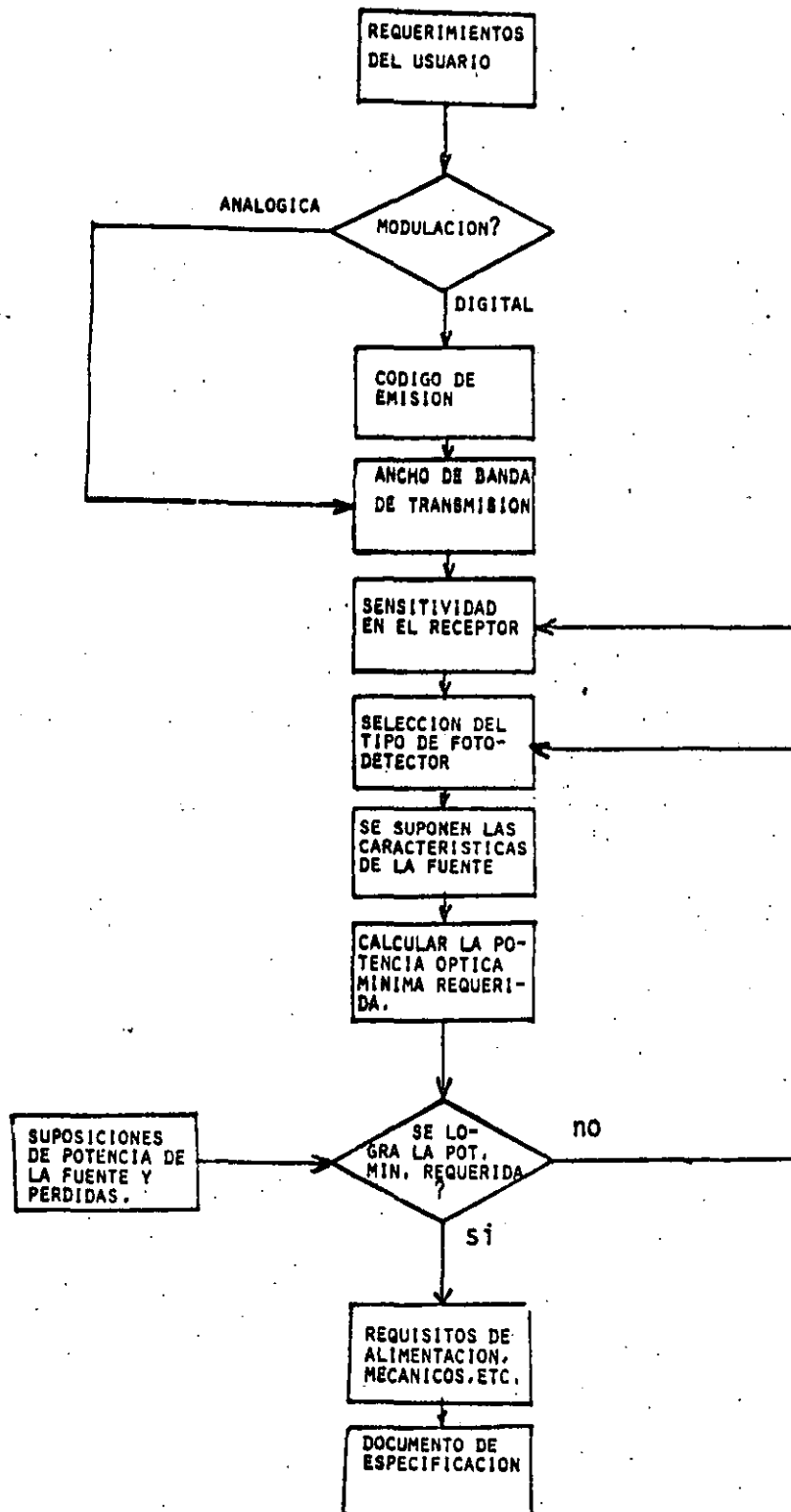


Figura (4).- Diagrama de flujo que muestra el proceso de diseño para la selección del receptor óptico.

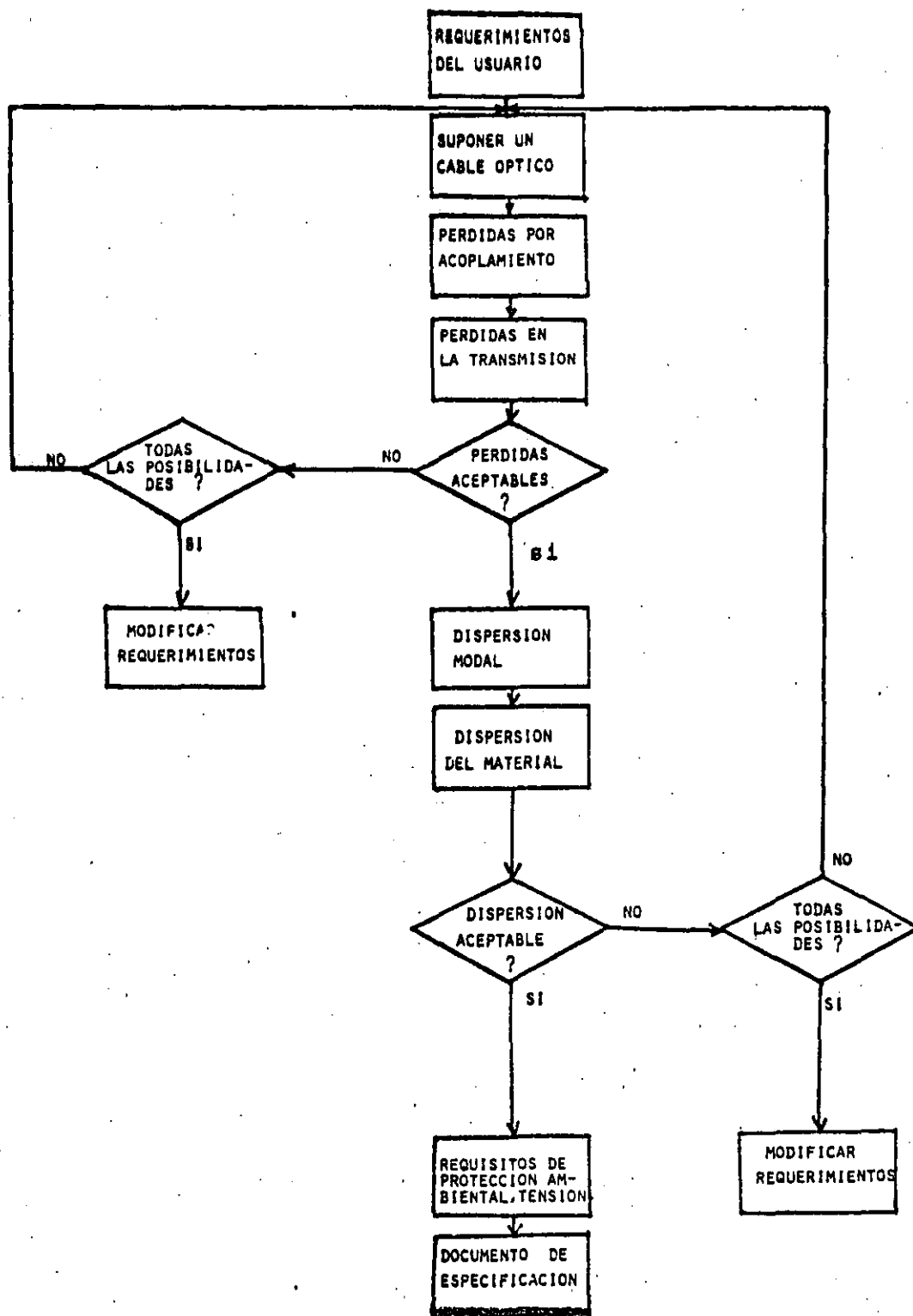


Figura (3).- Diagrama de flujo que muestra el proceso de diseño para la selección del cable de fibra óptica.



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

CURSOS ABIERTOS

" TELECOMUNICACIONES VIA FIBRAS OPTICAS "

11 SISTEMAS DE COMUNICACION POR FIBRAS OPTICAS

ING. DANIEL PINEDA CORTES

MAYO 1992

SISTEMAS DE COMUNICACION POR FIBRAS OPTICAS

INTRODUCCION

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 congestión de las líneas, en el caso de par telefónico, o bien, de limitación del espectro de frecuencia 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 reperidores 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.

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 señal 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 sistema. 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 me-

nores 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 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), o un diodo laser.

De esta 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 esté contenida en el ancho de banda de interés el cual es relativamente grande (aproximadamente 5MHz), 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. 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 2.

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 bajo esta tecnología no solo se pueden manejar aspectos como la telegrafía, telefonía o transmisión de datos entre computadoras, sino 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

res (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 10Mb/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 muestra 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 magnitud de la misma, de acuerdo con características de la ley de cuantificación logarítmica. Por convención, se ha optado por usar los primeros 3 bits, después del bit de polaridad, como la característica, y los últimos 4 como la mantisa. Basados en este procedimiento, 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 sincronización, además de contar con algunos bits de servicio requeridos para la sincronización de la trama, y -

alarma, por solo mencionar 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 diversas jerarquías utilizadas tanto en Europa como en Estados Unidos de acuerdo a la tasa de transmisión requerida.

CARACTERISTICAS DE TRANSMISION

Un sistema de transmisión digital requiere de llevar flujos 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 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 obra 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, afin de no aumentar la velocidad de transmisión.

TIPO DE REDES Y REPETIDORES

En los sistemas digitales de comunicación por fibras ópticas existen varios problemas que se deben solucionar; el problema de la codificación de la señal, que ya ha sido mencionado, el problema de la derivación en una red de comunicaciones y el problema de la instalación y alimentación de los repetidores para sistemas de largo alcance.

En este punto se estudiarán estos dos últimos problemas.

Hay dos tipos básicos de redes de comunicaciones: la de "Arbol" y la de "Anillo".

En la figura 3 se muestra una red de "Arbol", la cual se basa en una terminal principal y varias terminales remotas.

La figura 4 ilustra una red de "Anillo". Dichas redes de datos están limitadas por la considerable cantidad de Bits de control requeridos para mantener una comunicación ordenada entre las diversas terminales.

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 5 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.

Sin embargo, este acceso tiene la desventaja de que si en un momento dado se presenta una falla en alguna terminal se puede alterar el funcionamiento de la mayor parte de la red.

En el acceso por "derivación óptica", señalado en la figura 6 un acoplador óptico es usado para remover la luz de la fibra, o por el contrario, agregar luz a la misma. De esta forma, si la terminal llega a fallar, sólo la sección perteneciente a dicha terminal se verá afectada en la comunicación.

Las desventajas de este método son la necesidad de la derivación óptica -- misma y la dificultad para supresión o modificación de los pulsos de la red óptica. Otro aspecto importante a considerar es el aprovisionamiento de potencia óptica de la red, ya que la señal óptica no es regenerada en cada nodo terminal y por lo tanto, presenta diferentes pérdidas tanto por la derivación, como entre las derivaciones de la red, lo cual limita considerablemente el tamaño de la misma.

Pasando el problema de los repetidores, cabe mencionar que las complicaciones más importantes se presentan en sistemas de largo alcance, ya que en los de corto alcance se puede establecer un cierto control y mantenimiento de los mismos. Debido a la necesidad de maximizar la distancia entre los repetidores, se ha acudido al uso de fuentes de laser a fin de obtener alta potencia 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 concluído que con el objeto de minimizar las pérdidas de la fibra óptica se requerirá del uso de la tecnología de longitud de onda de 1.3um, 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 μ 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.

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 7 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 7 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 modulada 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 comutación 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, 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, mientras que la canalización por división en el tiempo se utiliza en la transmisión de señales digitales.

En el siguiente bloque de la figura 7 se describen 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.

La codificación binaria, como se ilustra en la figura 8 convierte 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 señal 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 señal binaria que transmite únicamente 1 Bit 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 9.

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; ésta 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.

5B6B codificador, DSCR aleatorizador, FO localización de fallas, LA alarma laser, OS transmisor laser, REG regenerador, SCR desaleatorizador.

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 a 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. Aunado 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 interpreta dos como ceros por el receptor óptico.

En la figura 10 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 diferencia 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 co- dicaciones no aumenten la tasa de transmisión utilizada, para lo cual se emplean codificaciones como la de la fig. 11 que permiten una interfaz del código HDB-3 para su transmisión óptica a través de la fibra. Como se pue- de observar en la fig. 11, lo único que se necesita es mantener un nivel de potencia óptica P_t para la transmisión, y que éste sea modulado por las se ñales de codificación HDB-3. Este tipo de codificaciones presenta el pro- blema de un nivel de estabilización tanto para el transmisor como para el receptor.

En lugar de esta codificación de interfaz han presentado diferentes opcio- nes 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 (Com- plemented 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 si codifica como "00", y en el caso del cero se codifica "10" si aparece después de un pulso nega tivo 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 cade- nas de "0" ó "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, 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 laser.

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 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.

Dependiente 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 50Mb/s.

El laser es un dispositivo de umbral: una vez encendido, provee una larga cantidad de potencia óptica; esto se logra cuando la corriente manejada alcanza el valor de umbral, como se observa en la figura 12.

Dicha gráfica nos muestra cómo el rango lineal que maneja el Laser es muy limitado, por lo que 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 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 cerca 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 0.8 μ m 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 necesario 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 a 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 desventaja de necesitar altos voltajes de polarización, y una gran sensibilidad 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 debe 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 demultiplexador, ya sea por división en el tiempo o en la frecuencia, y se reintegren las diversas señales a sus canales correspondientes.

ANALISIS COMPARATIVO CON OTROS SISTEMAS DE COMUNICACION

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 multipar es mucho menor en diámetro 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 favorable 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 aún se tienen problemas con la no linealidad de 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.

De manera general se puede hablar de las ventajas que presenta un sistema de comunicación por fibras ópticas 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 compete 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 distancia.

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.

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 media distancia.

Potencia acoplada 0 dBm.

Mínima pot. en recepción -50 dBm.

Pérdida en línea 50 dB.

Pérdidas fijas:

> Conectores 1 dB

Margen para equipo 3 dB

Total 4 dB

Pérdidas en instalación 46 dB

Pérdidas variables (en instalación):

Cable 0.5 dBs/Km.

Empalmes (0.1 dB.c/u 1/2Km.) 0.2 dBs/Km.

Margen 0.1 dBs/Km.

Total 0.8 dBs/Km.

$$\text{Dist.} = \frac{\text{perdidas en inst.}}{\text{perdidas variables}} = 57 \text{ Km.}$$

TABLA 1

	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	44.736	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 2.

	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
SECCION TRANSVERSAL	0.2	7.0	PULGADAS CUADRADAS
PESO	0.1	10	LIBRA/PIE
COSTO (MATERIALES)	COMPARABLE		
ESPACIAMIENTO REP.	4	1	MILLAS

TABLA 3

APLICACION	DIAMETRO	PERDIDA POR KM.	FRECUENCIA (MHz)	COSTO POR Km (Dis)	
				(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 4

	MICRO- ONDAS	CABLE COA- XIAL	PAR TELEFO NICO	SATE LITE	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 COMPUTADORES	1	3	1	1	1	3
CATV	3	3	1	3	1	3

TABLA 5

EQUIPO TRANSMISOR, RECEPTOR DE SEÑALES DE VIDEO POR FIBRA OPTICA

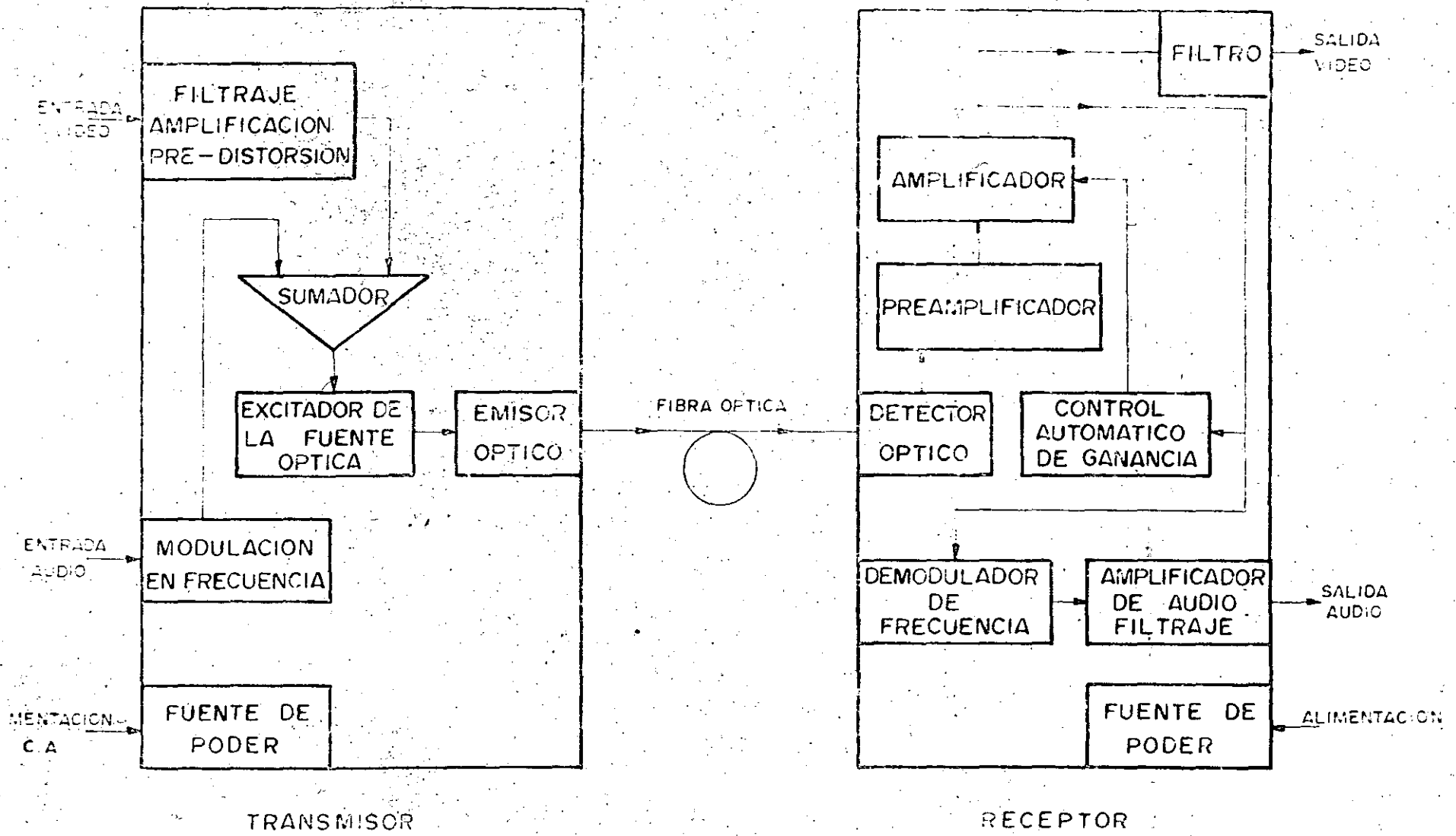


FIGURA 1. Sistema de transmisión analógica para señales de video.

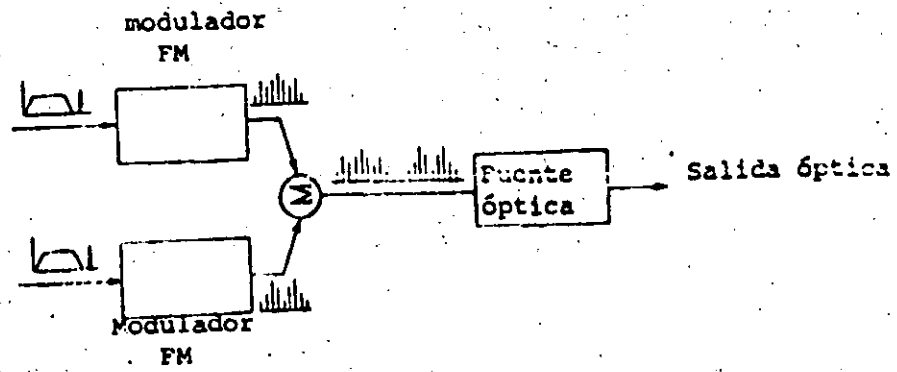


FIGURA 2. Multicanalización analógica por división en frecuencia.

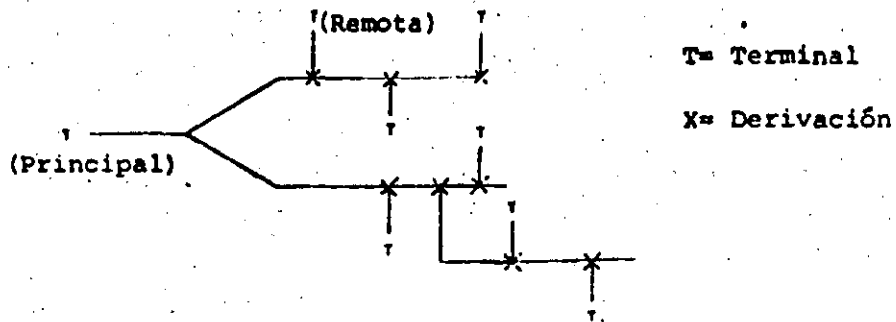


FIGURA 3. Red de distribución con topología de tipo árbol.

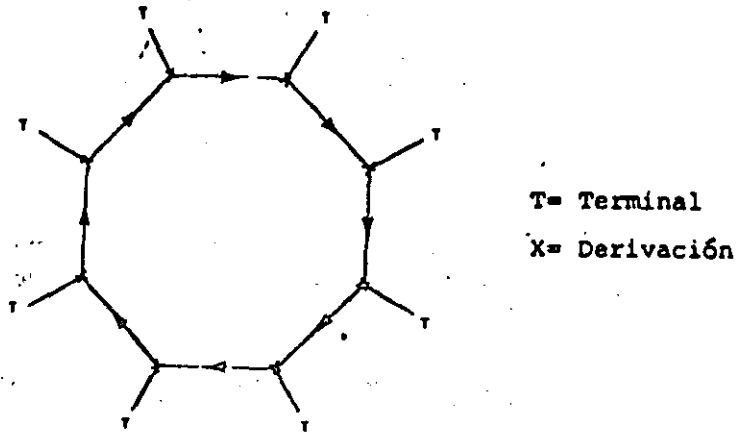


FIGURA 4. Red local tipo anillo

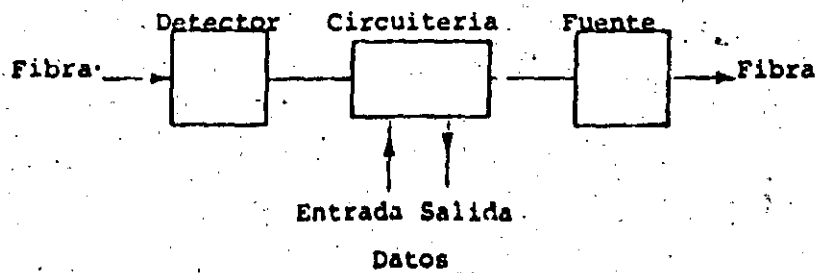


FIGURA 5. Sistema de derivación activo para red local por fibra óptica.

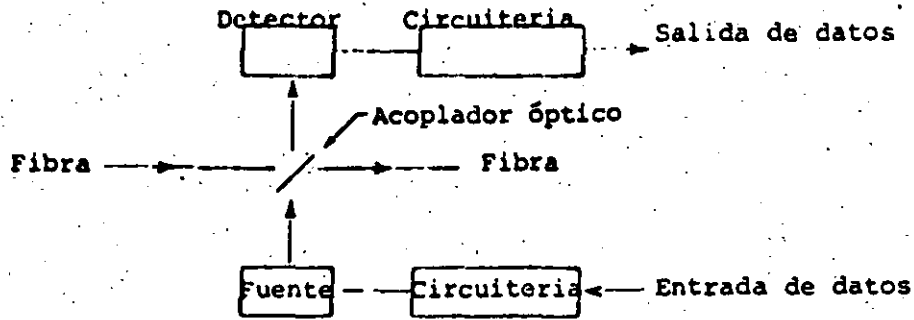


FIGURA 6. Sistema de derivación pasivo para red local por fibra óptica.

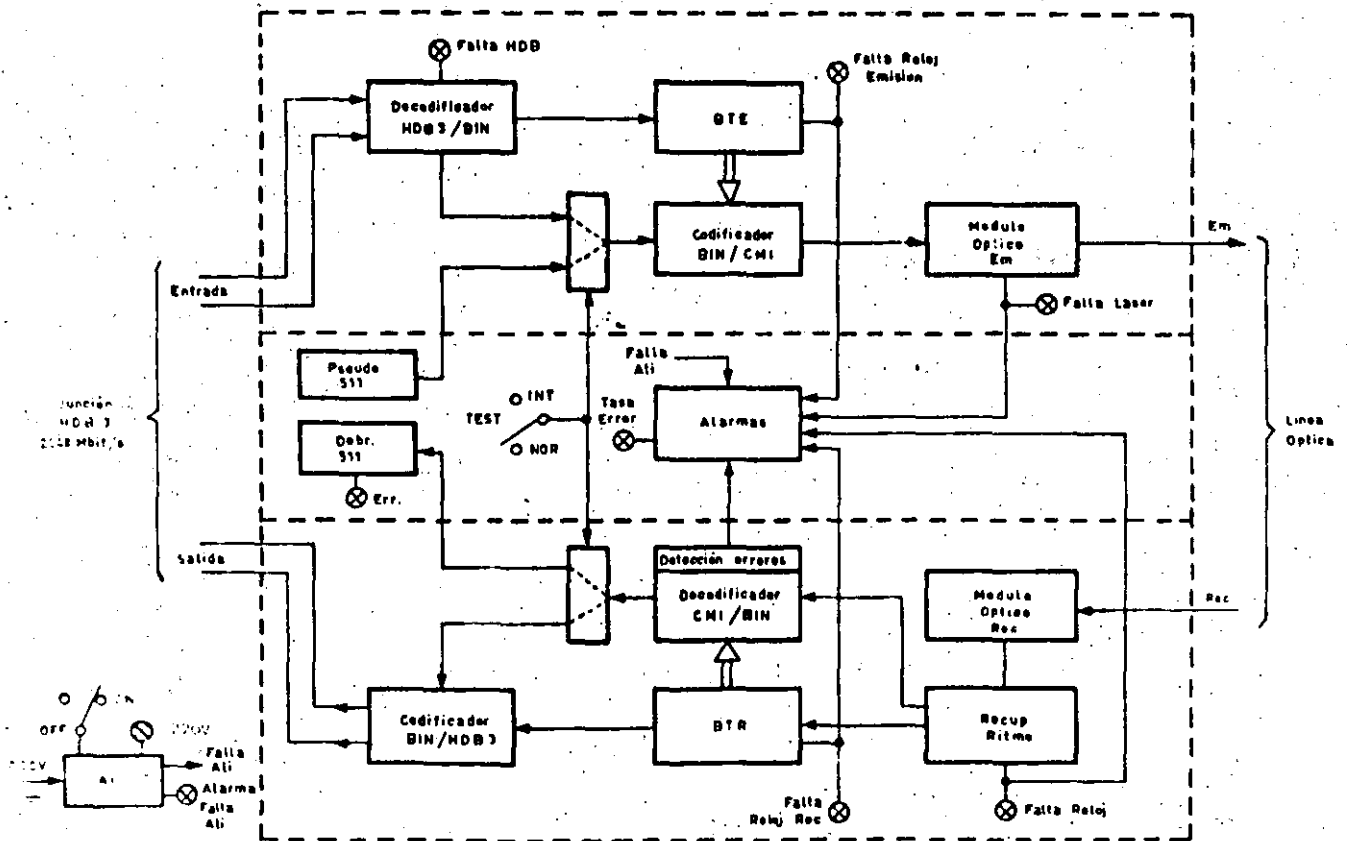


FIGURA 7. Equipo terminal de línea óptica para transmisión P.C.M.

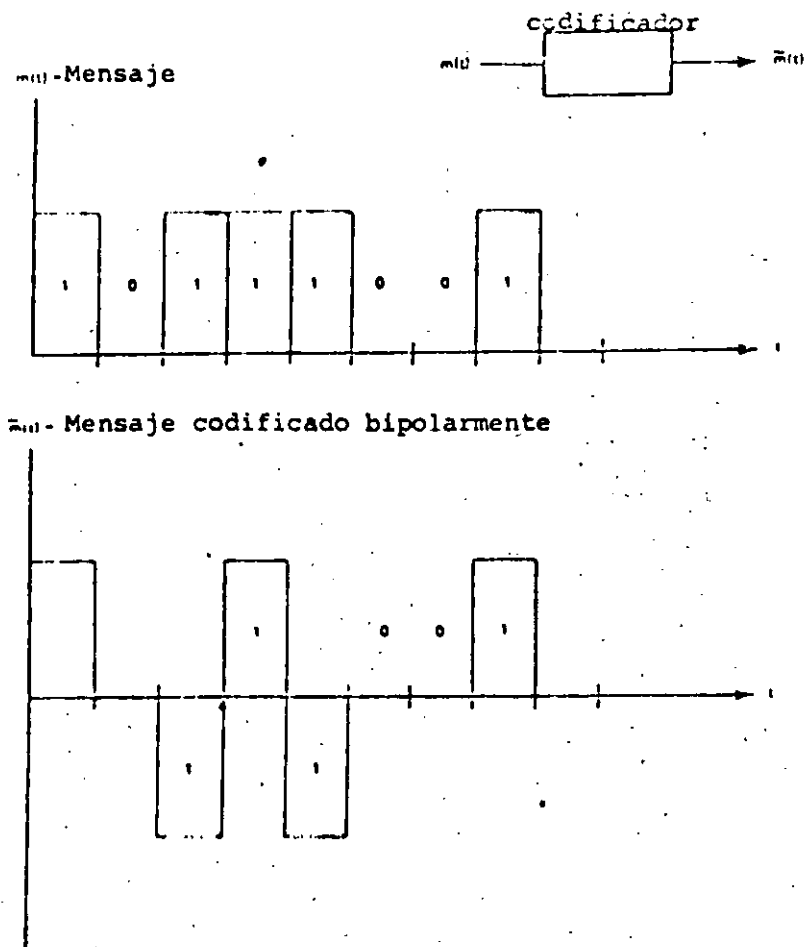


FIGURA 8. Codificación de línea bipolar

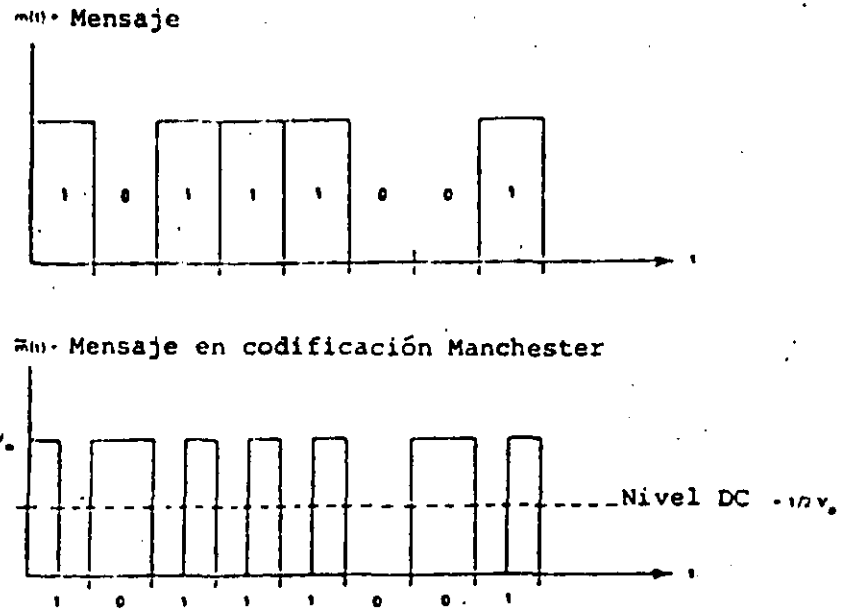


FIGURA 9. Código Manchester.

AMI/HDB-3	Potencia óptica
-1	0
0	P_t
+1	$2P_t$

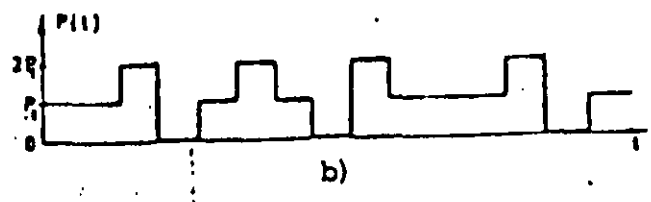


FIGURA 11. Transmisión de un código bipolar usando tres niveles de potencia óptica.

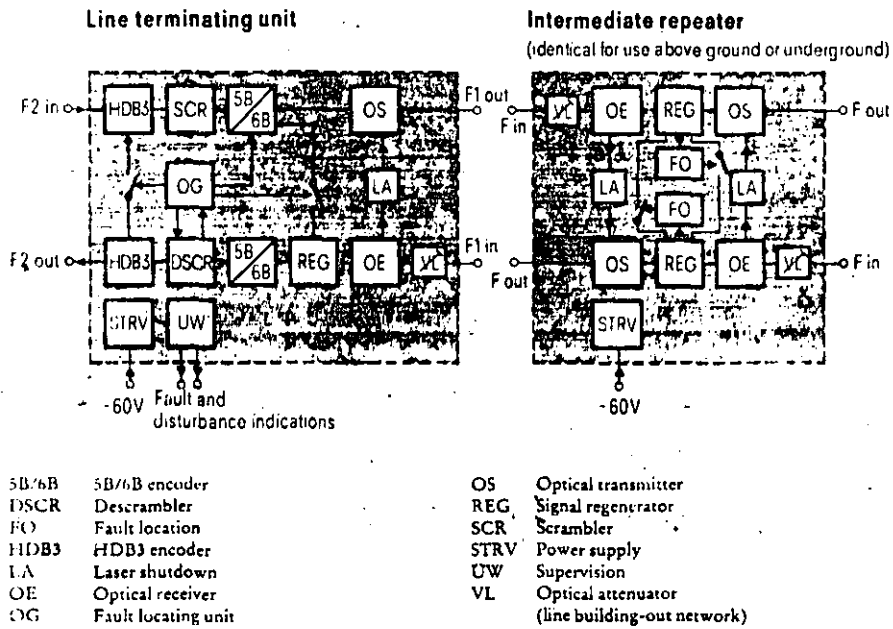


FIGURA 10. Equipo terminal de línea para comunicaciones digitales por fibra óptica.

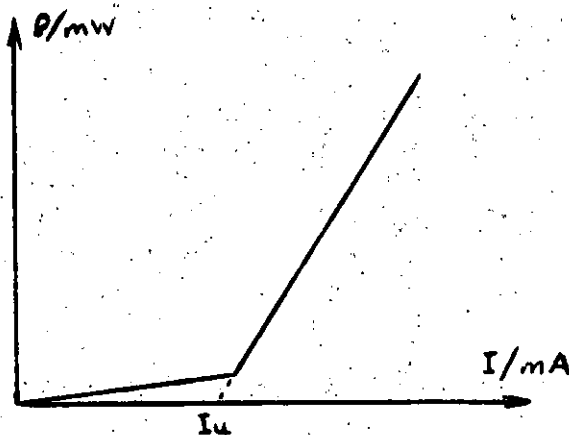


FIGURA 12 Respuesta de un diodo láser.

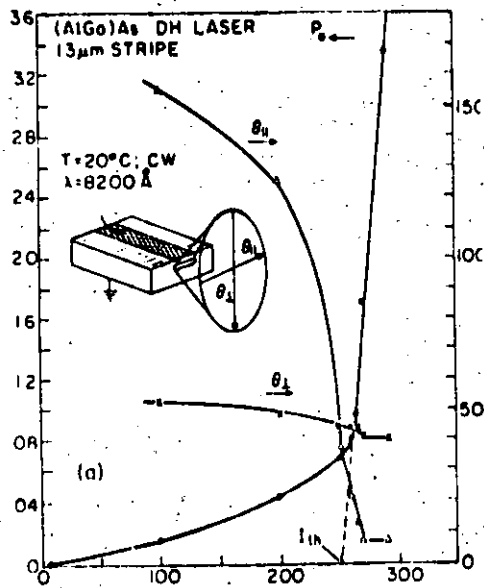


FIGURA 13 Angostamiento espacial del haz láser con la corriente de inyección.



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

CURSOS ABIERTOS

" TELECOMUNICACIONES VIA FIBRAS OPTICAS "

12 CODIFICACION DE LINEA

DR. DAVID MUÑOZ P.

MAYO 1992

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:

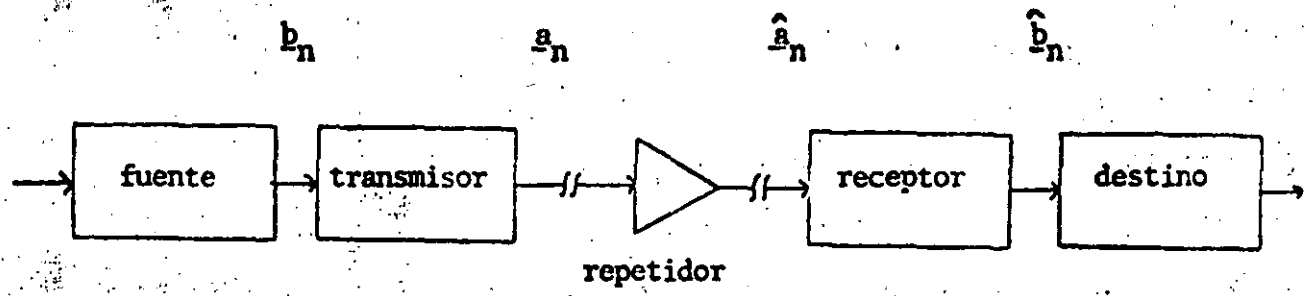


Figura III.1. Sistema de comunicación digital.

donde:

b_n	secuencia de información
a_n	secuencia de transmisión
r_n	secuencia recibida
e_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 líneas 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

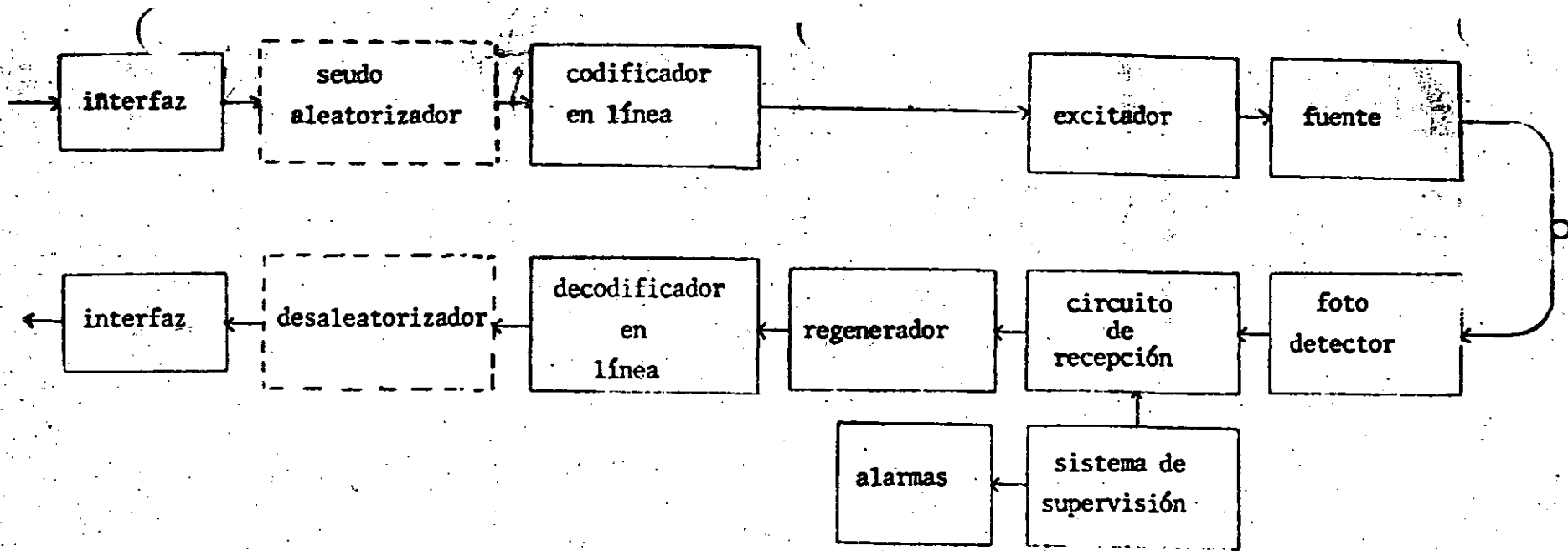


Figura III.2a. Diagrama a bloques de un equipo terminal típico

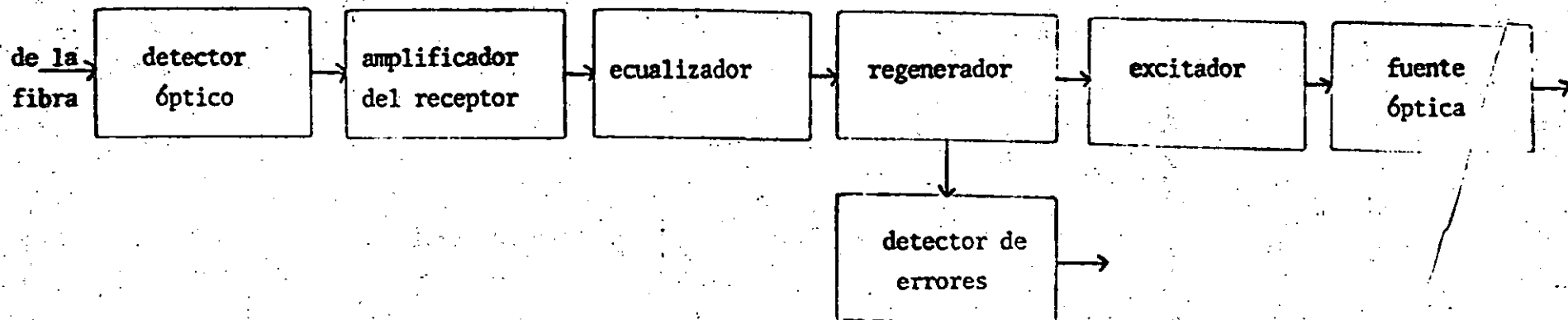


Figura III.2b. Diagrama a bloques de un repetidor intermedio típico

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)

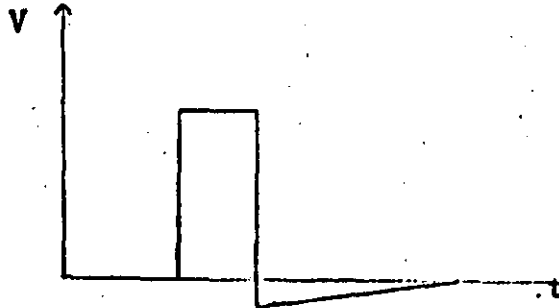


Figura III.3. Pulso acoplado en CA.

si se aplican muchos pulsos consecutivos, debido a la acumulación de colas ocurrirá una desviación del nivel de CD de la secuencia.

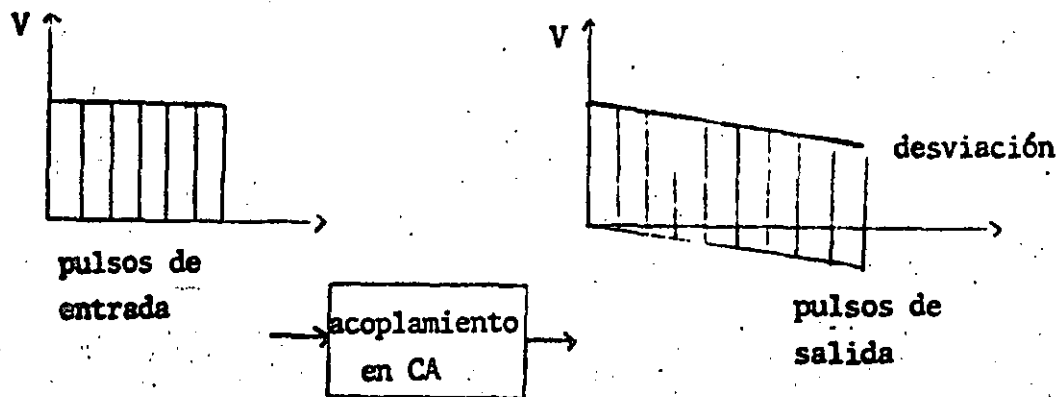


Figura III.4. Desviación del nivel de CD.

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 nivel R ($R=2$ 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 $C\{I\} \leq C\{Z\}$ donde C es la cardinalidad del conjunto, es decir, $B^m \leq R^n$.

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⁾:

$$M = (I, Z, S, \delta, \phi) \quad \dots \text{III.1}$$

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 $(a_1) \in Z$ que es la imagen de la secuencia de entrada $(b_1) \in I$ 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, $\underline{a}_k \in z(s_k)$, es la imagen de uno y sólo un elemento $\underline{b}_k \in I$.

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):

$$\eta = \frac{\text{Log } 2^m}{\text{Log } R^n} \quad \dots \text{ III.5}$$

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 aquéllas que tienen disparidad cero (sin contenido de CD) y aquéllas 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 corresponden dos palabras de salida perc 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 $\{C_i\}$ 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 : (27)

$$\underline{a}_k(n, d) = \sum_{q=n/2}^{(d+n)/2} N(q, n) \quad \text{para } n \text{ par} \quad \dots \text{III.11a}$$

$$\underline{a}_k(n, d) = \sum_{q=(n+1)/2}^{(d+n)/2} N(q, n) \quad \text{para } n \text{ impar} \quad \dots \text{III.11b}$$

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 $a_k(n,d)$ 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

$$2^m \leq a(n,d) \rightarrow m \leq \log_2 a(n,d) \quad \dots \text{III.12}$$

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 7B8B ^{(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 I bits de información y con la adición de bits de sincronización de trama y de verificación de paridad:

	Entrada	Código en línea
IB1C	$I_1 I_2 \dots I_{m-1} I_m$	$I_1 I_2 \dots I_{m-1} I_m C$

$$C = \bar{I}_{m-1}$$

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.

CAPITULO IV

ESTUDIO DE LOS CODIGOS EN LINEA 5B6B Y 7B8B

CODIGO 5B6B

Para velocidades binarias bajas (2.048 y 8.448 Mbps) se emplean códigos con mucha redundancia ya que, cualquiera que sea la fibra empleada existe siempre suficiente ancho de banda para aceptar señales con un alto aumento de velocidad de símbolos. Sin embargo, para velocidades binarias más altas y mayores separaciones entre repetidores, el ancho de banda de la fibra podría justificar un aumento en la complejidad de los circuitos de codificación / decodificación. Para la velocidad correspondiente al tercer nivel de la jerarquía digital, 34.368 Mbps, se considera que entre los diversos códigos binarios de bloques, el 5B6B es el que representa la solución de compromiso más ventajosa entre la complejidad de codificación y la redundancia agregada^(2,3).

En este código en línea, cada secuencia de cinco bits consecutivos llegando al codificador es sustituido por una secuencia completamente nueva de seis bits. Como resultado, la velocidad de información se incrementa en un 20 % de aquí que la velocidad de entrada de 34.368 Mbps se aumente a una velocidad en línea de 41.2416 Mbps.

Este esquema de codificación define un subconjunto de 2^6 palabras, donde 2^6 es el conjunto de todas las secuencias binarias posibles de longitud igual a seis.

Las palabras con que disponemos para formar al código son las siguientes:

d	± 6	± 4	± 2	0
$N(q,6)$	1	6	15	20

Tabla IV.1

Las palabras posibles del código, 64 en total, contienen 20 palabras con disparidad cero con tres 1's y tres 0's, más 15 palabras con disparidad +2 con cuatro 1's y cuatro 0's junto con 15 palabras con disparidad inversa -2. Del número total de palabras posibles para $\text{dis}(\underline{a}_k) < 2$ solamente se necesitan 32, desechándose las que tengan bajo contenido de información de temporización como son las palabras 110000, 000011, 111100 y 001111.

Con objeto de lograr un código balanceado se asume una operación bimodal, es decir, es posible adoptar dos tablas de codificación quedando definidas de la siguiente manera:

$$z(s_1) = M^+ = \{ \underline{a}_k \mid \underline{a}_k \in 2^6 \text{ y } \text{dis}(\underline{a}_k) \geq 0 \} \dots \text{IV.1a}$$

$$z(s_2) = M^- = \{ \underline{a}_k \mid \underline{a}_k \in 2^6 \text{ y } \text{dis}(\underline{a}_k) \leq 0 \} \dots \text{IV.1b}$$

el modo positivo contiene palabras con disparidades cero y positivas y el modo negativo palabras con disparidades cero y negativas. La regla de codificación será

$$\phi_1(b_k) = \phi(s_1, b_k) \text{ y el alfabeto } z(s_1) \dots \text{IV.2a}$$

$$\phi_2(b_k) = \phi(s_2, b_k) \text{ y el alfabeto } z(s_2) \dots \text{IV.2b}$$

La selección dependerá del estado s_n del codificador dado por el valor de la suma digital corriente al final de la palabra previamente transmitida. Si la disparidad es negativa, la siguiente palabra será escogida del modo positivo y viceversa.

El número de estados terminales es de 2, o sea que $S = (-1, +1)$. Existen varias formas de obtener las tablas de codificación escogiéndose aquí el criterio el factor de multiplicación de errores mínimo ⁽²⁴⁾, el cual es dependiente de los alfabetos empleados (ver tabla de codificación en el apéndice C).

A continuación se muestra el diagrama de transición de estados del codificador 5B6B.

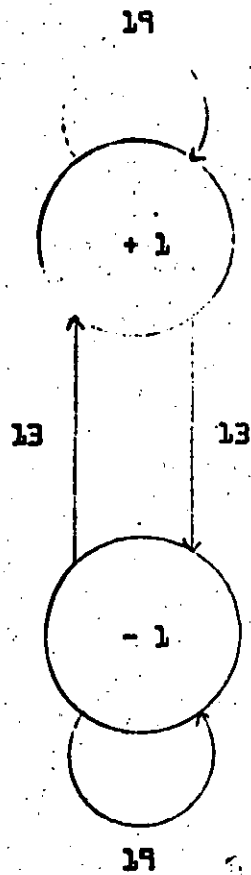


Figura IV.1. Diagrama de transición de estados para el código en línea 5B6B.

Las probabilidades de transición tienen un valor de:

$$P_{11}=P_{-1-1}=19/32 \quad ; \quad P_{1-1}=P_{-11}=13/32 \quad \dots \text{IV.3}$$

Las probabilidades de los estados terminales serán:

$$\text{De la figura } P_r(+1)=P_r(+1)P_{11}+P_r(-1)P_{1-1} \quad \dots \text{IV.4}$$

$$\text{entonces } P_r(-1)=(1-P_{11})P_r(+1)/P_{1-1} \quad \dots \text{IV.5}$$

$$\text{Además, } P_r(+1)+P_r(-1)=1 \quad \dots \text{IV.6}$$

sustituyendo IV.5 en IV.6

$$P_r(+1)=P_r(-1)=1/2 \quad \dots \text{IV.6}$$

La suma digital corriente puede tomar sólo 7 valores:

PREFIJO DE LONGITUD	RDS	PROBABILIDAD
1	+2	13/64
	0	38/64
	-2	13/64
2	+3	3/64
	+1	29/64
	-1	29/64
	-3	3/64
3	+2	14/64
	0	36/64
	-2	14/64
4	+3	3/64
	+1	29/64
	-1	29/64
	-3	3/64
5	+2	13/64
	0	38/64
	-2	13/64
6 (Estados Terminales)	+1	32/64
	-1	32/64

Tabla IV.2 . Estados de la RDS y probabilidades asociadas

Se observa de los resultados obtenidos que la suma digital corriente puede tomar los valores extremos $+3 \leq RDS \leq -3$ por lo que la variación de la suma digital es de $DSV = 6$.

La probabilidad de que la RDS tome el valor k está dada por

$$P_r(RDS = k) = P(k/R_1)P(R_1) + P(k/R_2)P(R_2) + \dots + P(k/R_n)P(R_n) \dots IV.7$$

donde R_n es el prefijo de longitud n .

Suponiendo que los eventos de estar en R_j son equiprobables:

$$P_r(RDS = k) = (1/n) \sum_{j=1}^n P(k/R_j) \dots IV.8$$

De esta ecuación se obtienen las probabilidades de los estados que puede tomar la RDS para el código 5B6B:

k	$P_r(\text{RDS} = k)$
+3	0.015625
+2	0.104166
+1	0.234375
0	0.291666
-1	0.234375
-2	0.104166
-3	0.015625

Tabla IV.3

El factor de multiplicación de errores promedio es de $\text{EMF} = 1.4112$ decodificándose en forma independiente del estado de codificación. Además, si la palabra a ser decodificada no se encuentra en el alfabeto (por un error en la línea) es necesario entregar una palabra o vector de salida, se investigó este caso llegándose a un EMF de 1.66224 para el vector 010101.

Una posible implementación para el codificador se muestra en el apéndice E.

CODIGO 7B8B

El código 7B8B se emplea principalmente en sistemas de transmisión que emplean velocidades altas. Actualmente, existen aplicaciones en el cuarto nivel de la jerarquía digital (139.264 Mb/s) (14), (26), (33) y a 280 Mb/s (13) en enlaces submarinos. Este código requiere de un equipo terminal relativamente complejo debido al número de palabras del que está compuesto y a la baja redundancia agregada. Sin embargo, su uso está justificado por la alta eficiencia del código ya que incrementa la velocidad en la línea en menor cantidad que cualquier otro código de bloques binario propuesto.

En este esquema de codificación, cada secuencia de 7 bits consecutivos que arriban al codificador se sustituye por una secuencia de salida de 8 bits por lo que la velocidad de entrada se ve incrementada en un 14.3 %, obteniéndose así, alrededor de 159.16 Mbauds/s para la velocidad de 139.264 Mb/s y de 320 Mbauds/s para la velocidad de información de 280 Mb/s.

Las 2^8 palabras con que se dispone para formar el código son las siguientes:

d	+8	+6	+4	+2	0
N(q, 8)	1	8	28	56	70

Tabla IV.5

Los factores tomados en cuenta para el diseño de la tabla del código se muestran a continuación:

- Como se necesitan codificar $2^7=128$ palabras de entrada se utilizarán palabras con disparidades 0, +2, +4.
- Se escogen las palabras que no tengan más de tres elementos consecutivos al inicio o al final de la misma.
- El número máximo de elementos consecutivos es de 6.
- El mínimo número de transiciones por palabra es de 2.

- la configuración de la tabla se hace con el criterio de minimizar el factor de multiplicación de errores.

De esta forma, de las palabras posibles 256 en total, el código contiene 67 palabras con disparidad cero (se desechan las palabras 11110000 y 00001111 por su bajo contenido de información de temporización) más 48 palabras con disparidad +2 junto con 48 palabras con disparidad inversa -2 y 13 palabras con disparidades +4 y -4.

De igual forma que en el código 5B6B con el propósito de lograr un código balanceado se asume una operación bimodal adoptándose las dos tablas de codificación:

$$z(s_1)=z(s_3)=M^+ = (a_k | a_k \in 2^8 \text{ y } \text{dis}(a_k) \geq 0) \dots \text{IV.9 a}$$

$$z(s_2)=z(s_4)=M^- = (a_k | a_k \in 2^8 \text{ y } \text{dis}(a_k) \leq 0) \dots \text{IV.9 b}$$

El número de estados terminales del código es de 4, $S=(-1,+1,-3,+3)$ $s_1=-1$, $s_2=+1$, $s_3=-3$, $s_4=+3$.

La regla de codificación será

$$\phi_1(b_k) = \phi_3(b_k) \text{ y el alfabeto } z(s_1)=z(s_3) \dots \text{IV.10a}$$

$$\phi_2(b_k) = \phi_4(b_k) \text{ y el alfabeto } z(s_2)=z(s_4) \dots \text{IV.10b}$$

La selección de las palabras será entonces de acuerdo al estado terminal en el que se encuentre el codificador, se estará en modo positivo si el codificador se encuentra en los estados terminales -1, -3 y en modo negativo si los estados terminales son +1, +3.

Las probabilidades de transición se obtienen dividiendo el número mostrado en la figura IV.2 entre 128. Por ejemplo $P_{11}=67/128$.

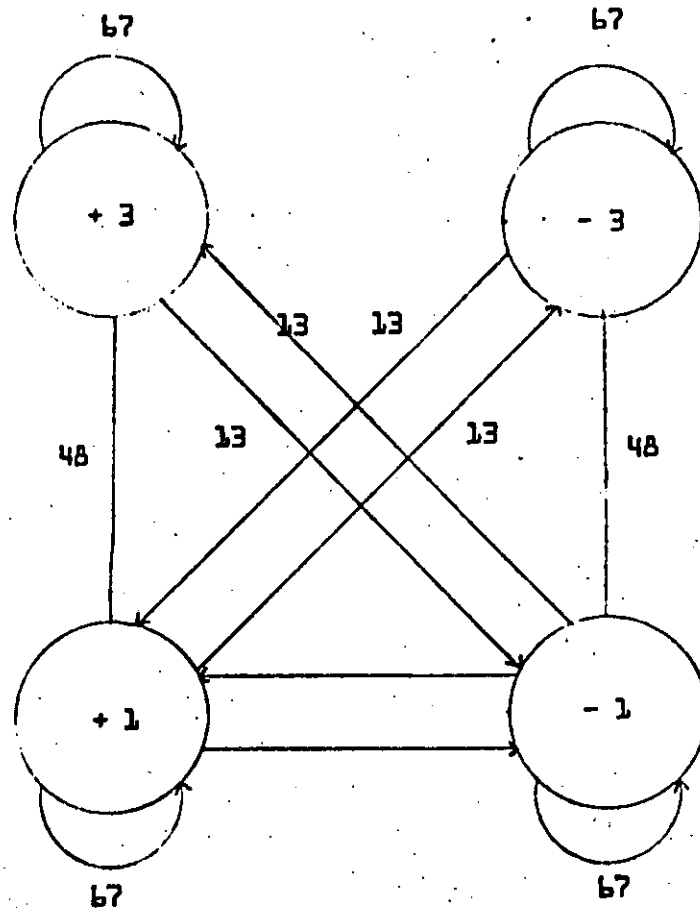


Figura IV.2. Diagrama de transición de estados del código 7B8B.

Las probabilidades de los estados terminales se obtienen de la siguiente forma:

$$\text{De la figura } P_r(+3) = P_r(+3)P_{33} + P_r(-1)P_{3-1} = (13/61)P_r(-1) \dots \text{IV.11}$$

$$P_r(-3) = P_r(-3)P_{-3-3} + P_r(+1)P_{-31} = (13/61)P_r(+1) \dots \text{IV.12}$$

$$\begin{aligned} \text{Tambi\u00e9n, } P_r(+1) &= P_r(+1)P_{11} + P_r(+3)P_{13} + P_r(-1)P_{1-1} + P_r(-3)P_{1-3} \\ &= (1/61)(48P_r(+3) + 48P_r(-1) + 13P_r(-3)) \dots \text{IV.13} \end{aligned}$$

Sustituyendo IV.11 y IV.12 en IV.13:

$$P_r(+1) = P_r(-1) \dots \text{IV.14}$$

concluy\u00e9ndose que

$$P_r(+3) = P_r(-3) \quad \dots \text{IV.15}$$

$$P_r(+1) + P_r(-1) + P_r(+3) + P_r(-3) = 1 \quad \dots \text{IV.16}$$

Sustituyendo IV.14 y IV.15 en IV.16:

$$2P_r(-3) + 2P_r(-1) = 1$$

$$\text{de IV.12} \quad P_r(+1) = P_r(-1) = 61/148 \quad \dots \text{IV.17}$$

$$P_r(+3) = P_r(-3) = 13/148 \quad \dots \text{IV.18}$$

De la tabla IV.6 se puede observar que la suma digital corriente de tomar los valores comprendidos en el intervalo $-6 < \text{RDS} < +6$ por lo que la variación de la suma digital tendrá el valor de $\text{DSV} = 12$.

También, podemos obtener las probabilidades de los estados que se toman la suma digital corriente para el código 7B8B (ecuación 4.10):

k	$P_r(\text{RDS}=k)$
+6	0.000686
+5	0.004117
+4	0.017921
+3	0.049877
+2	0.116079
+1	0.196005
0	0.229017
-1	0.196005
-2	0.117214
-3	0.049877
-4	0.018264
-5	0.004117
-6	0.000686

Tabla IV.7. Estados de la suma digital corriente.

El factor de multiplicación de errores promedio obtenido fue de 3.336 decodificándose en forma independiente del estado de codificación y entregándose el vector 10010011. En el apéndice C se muestra la tabla de codificación obtenida para el código 7B8B.

La suma digital corriente puede tomar 13 valores:

PREFIJO DE LONGITUD	RDS	PROBABILIDAD
1	+4	0.03637
	+2	0.22212
	0	0.47978
	-2	0.22466
	-4	0.03705
2	+5	0.012352
	+3	0.107369
	+1	0.380279
	-1	0.380279
	-3	0.107369
3	+6	0.002745
	+4	0.041016
	+2	0.224451
	0	0.460357
	-2	0.226985
4	+5	0.010980
	+3	0.092008
	+1	0.397012
	-1	0.397012
	-3	0.092008
5	+6	0.002745
	+4	0.036898
	+2	0.237120
	0	0.443254
	-2	0.239654
6	+5	0.009607
	+3	0.111803
	+1	0.378590
	-1	0.378590
	-3	0.111803
7	+4	0.029086
	+2	0.244932
	0	0.448744
	-2	0.247466
	-4	0.029772

Tabla IV.6. Estados posibles de la RDS y probabilidades asociadas.

SINCRONIZACION Y DETECCION DE ERRORES EN LOS CODIGOS 5B6B Y 7B8B.

Alineamiento de trama.

El alineamiento de trama o alineamiento de las palabras del código consiste en el agrupamiento de los símbolos recibidos en tramas de longitud n antes de la decodificación, las cuales corresponden a las secuencias binarias de longitud m de acuerdo al proceso de codificación. Esta operación, crucial, requerida para la correcta conversión de las palabras codificadas a la información binaria transmitida, es realizada por un dispositivo que será denominado alineador. Se dirá que el alineador estará en la condición de alineamiento o de desalineamiento de acuerdo a si las tramas corresponden a los caracteres transmitidos (palabras transmitidas) o a fragmentos de palabras adyacentes.

Con el propósito de evaluar esta condición, el alineador extrae información de alineamiento de la secuencia de símbolos recibida y maneja esta información de acuerdo a una estrategia de alineamiento. En general, dicha estrategia está basada en la detección de eventos prohibidos los cuales, en ausencia de errores en la transmisión, pueden ocurrir sólo en presencia de mal alineamiento.

La información de alineamiento puede ser extraída por diferentes métodos, tales como la observación de los estados terminales de la secuencia (obteniendo el estado de la secuencia para determinar si los finales de las palabras recibidas coinciden con los estados terminales) o por la apreciación de secuencias no permisibles en el proceso de codificación. La mejor estrategia de sincronización dependerá de las especificaciones del código en particular.

Asumiendo que el proceso de codificación ha alcanzado

estacionariedad estadística ⁽⁴⁰⁾ es decir, que el sistema ha estado operando por un período de tiempo lo suficientemente largo como para estar en equilibrio estadístico en el que las probabilidades de los estados son independientes de las condiciones iniciales, la operación de codificación puede considerarse como un proceso invariante en el tiempo de tal forma que el número promedio \bar{N} de palabras del código requeridas para la detección de la condición de desalineamiento está dado por:

$$E(N) = \bar{N} = 1/P_r(\text{det}) \quad \dots \text{IV.19}$$

donde $P_r(\text{det})$ es la probabilidad de detectar desalineamiento y los intervalos de confianza ⁽⁵³⁾ pueden encontrarse a partir de

$$F(N) = 1 - \exp(-r(N) \times N) \quad \dots \text{IV.20}$$

siendo $F(N)$ la función de distribución de violaciones y $r(N) = P_r(\text{det}) = 1/\bar{N}$ la función de proporción de violaciones; esto es, que la condición de desalineamiento puede ser detectada con probabilidad $F(N)$ en N palabras del código ⁽⁴⁰⁾ (ver apéndice A).

Alineamiento de trama para el código en línea 5B6B. - Para poder detectar desalineamiento de las palabras del código es necesario obtener información a partir de las violaciones al código. Como una primera aproximación se estudiará la estrategia de alineamiento de disparidades prohibidas (estrategia 1). Los códigos de bloques tienen disparidades de las palabras restringidas a un rango, entonces la aparición de palabras que rebasen este acotamiento será una señal de violación.

Sea $a_{11}a_{12}\dots a_{1n}a_{1+1,1}a_{1+1,2}\dots a_{1+1,n}$ el encadenamiento de dos palabras transmitidas consecutivas (51) y sea D la disparidad de la palabra recibida con k símbolos de corrimiento, esto es

$$D = \sum_{j=k+1}^n a_{1j} + \sum_{j=1}^k a_{1+1,j} \quad \dots \text{IV.21}$$

$$k=1, 2, \dots, n-1$$

La distribución de D dependerá de los alfabetos a los que las palabras $\underline{a}_1 = (a_{11}a_{12}\dots a_{1n})$ y $\underline{a}_{1+1} = (a_{1+1,1}a_{1+1,2}\dots a_{1+1,n})$ pertenezcan y a sus probabilidades asociadas.

El conjunto de violaciones para esta estrategia es:

$$W = \{(\underline{a}_1, \underline{a}_{1+1}) : \left| \sum_{j=k+1}^n a_{1j} + \sum_{j=1}^k a_{1+1,j} \right| > d\} \quad \dots \text{IV.22}$$

donde d es la disparidad máxima que pueden tener las palabras del código.

En otras palabras, al ocurrir un mal alineamiento pueden recibirse palabras que rebasen la disparidad límite, por ejemplo, en el código 5B6B las palabras transmitidas 111000 001101 con dos bits de desplazamiento arrojan una disparidad de -4 lo cual, en ausencia de errores en la transmisión, es un evento de desalineamiento. La probabilidad de detección de la condición de desalineamiento puede expresarse como

$$P_r\{W\} = \sum_{j=1}^4 P_r\{W/j\} P_j \quad \dots \text{IV.23}$$

donde los eventos j se definen como sigue:

evento 1, a_1	M^+ , a_{1+1}	M^+
evento 2, a_1	M^+ , a_{1+1}	M^-
evento 3, a_1	M^- , a_{1+1}	M^+
evento 4, a_1	M^- , a_{1+1}	M^-

Las estadísticas para el código 5B6B se obtuvieron con la ayuda de una microcomputadora HP-85 y los resultados para los 5 bits de corrimiento que puede tener la palabra desalineada en este código son los siguientes:

BITS DE CORRIMIENTO	PROBABILIDAD DE DETECCION
1	0.020630
2	0.032135
3	0.033142
4	0.033782
5	0.027222

TABLA IV.9a

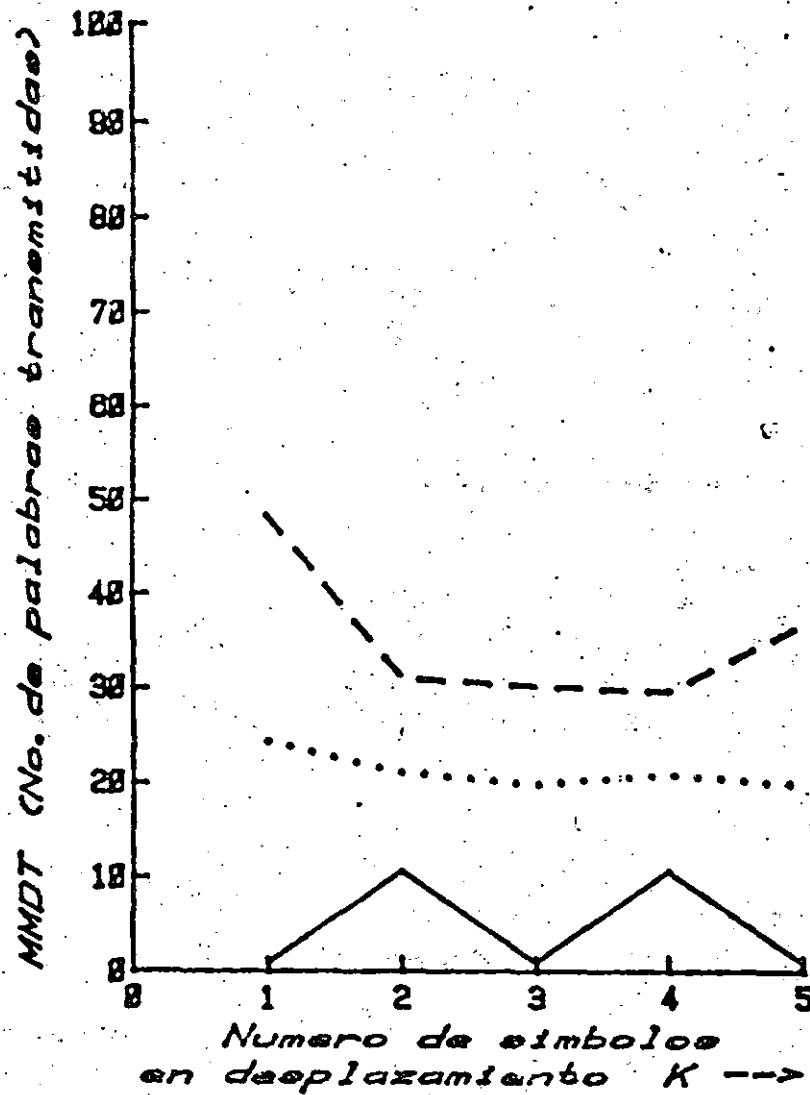
En la figura IV.3 se puede observar el tiempo medio (en palabras transmitidas) para detectar la condición de desalineamiento (MMDT) bajo la estrategia de disparidades prohibidas (estrategia 1).

Los intervalos de confianza (ec. IV.20) se muestran en las figuras IV.4 - IV.6. En esta estrategia el número de palabras transmitidas necesarias para detectar desalineamiento con un 99 % de confianza es de

BITS DE CORRIMIENTO	No. DE PALABRAS TRANSMITIDAS
1	223.2
2	143.3
3	138.95
4	136.32
5	169.17

TABLA IV.9b.

CODIGO SB6B



ESTRATEGIA 1

K	MMDT
1	48.479
2	31.119
3	30.179
4	29.602
5	36.795

ESTRATEGIA 2

K	MMDT
1	24.472
2	21.168
3	19.992
4	21.005
5	19.920

ESTRATEGIA 3

K	MMDT
1	1.000
2	10.667
3	1.000
4	10.667
5	1.000

Estrategia 1: Línea interrumpida

Estrategia 2: Línea punteada

Estrategia 3: Línea continua

Fig. IV.3 Tiempo medio (en palabras) para detectar desalineamiento

y en promedio, el No. de palabras es de 156.73

Debido al número tan alto de palabras necesarias para detectar desalineamiento con una confiabilidad del 99 % fue necesario investigar otra estrategia con el objeto de mejorar las estadísticas de detección: Disparidades prohibidas más palabras con disparidades válidas pero no utilizadas (estrategia 2), donde el conjunto W se define ahora como

$$W = \{ (a_i, a_{i+1}) : | \sum_{j=k+1}^n a_{ij} + \sum_{j=1}^k a_{i+1,j} | \geq d \} \dots \text{IV.24}$$

la igualdad se cumple cuando las palabras con disparidades $+d$ ó $-d$ no se encuentran en el alfabeto del código.

En este caso se muestra una notable mejoría respecto a la estrategia anterior, tal y como se puede apreciar en las figuras IV.3 - IV.6.

Las probabilidades de detección y el número de palabras transmitidas necesarias para detectar desalineamiento con un 99 % de probabilidad se muestran a continuación:

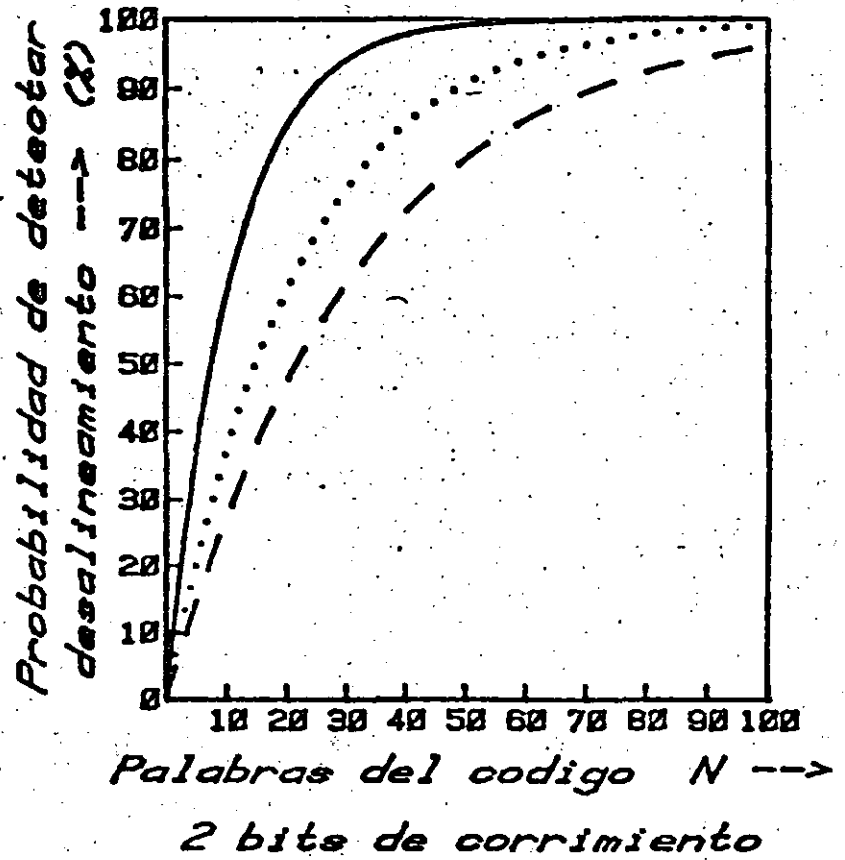
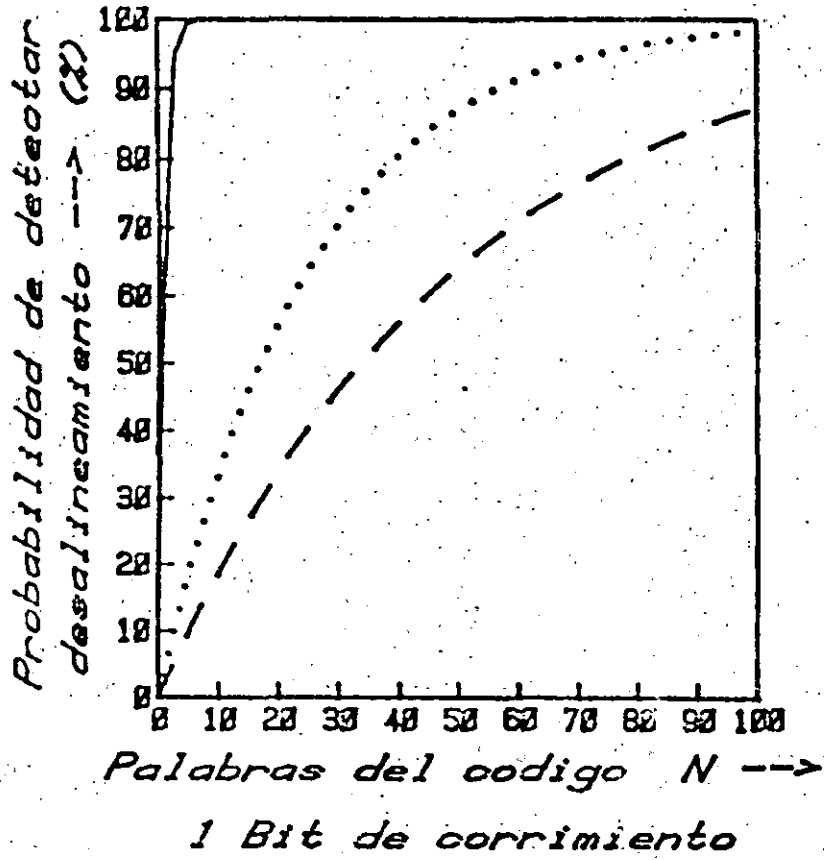
BITS DE CORRIMIENTO	PROBABILIDAD DE DETECCION	No. DE PALABRAS TRANSMITIDAS
1	0.040863	112.7
2	0.047241	97.5
3	0.050171	91.8
4	0.047607	96.7
5	0.050201	91.7

TABLA IV.10

y en promedio 97.5 palabras.

Otra estrategia investigada es la denominada estados terminales prohibidos (estrategia 3). Actualmente un código específico ocupa un

CODIGO 5B6B



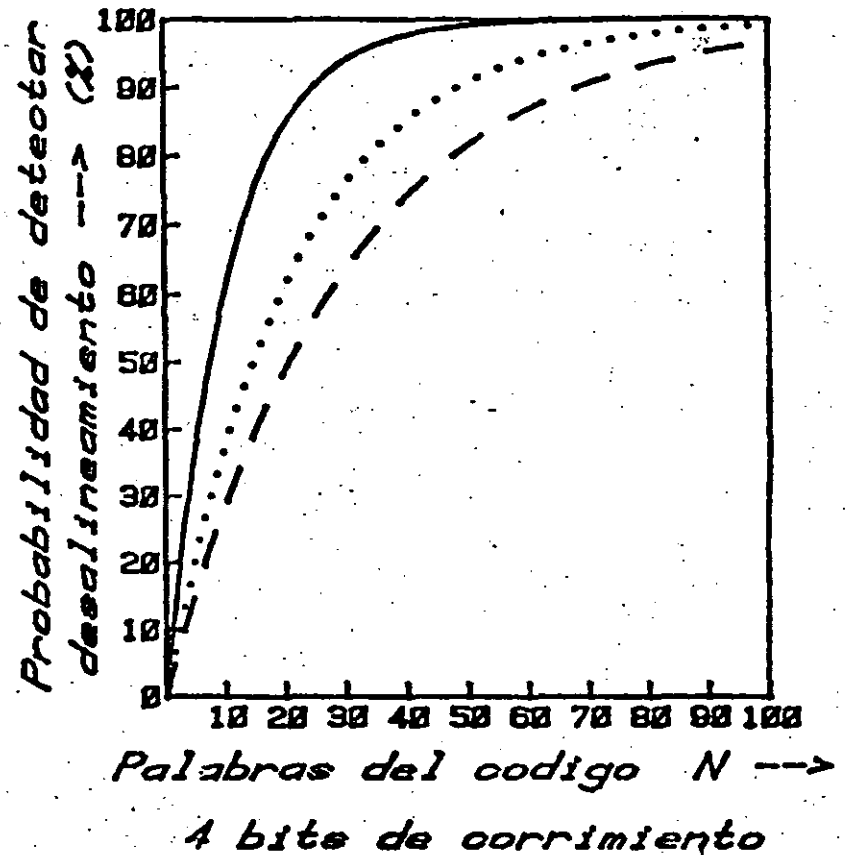
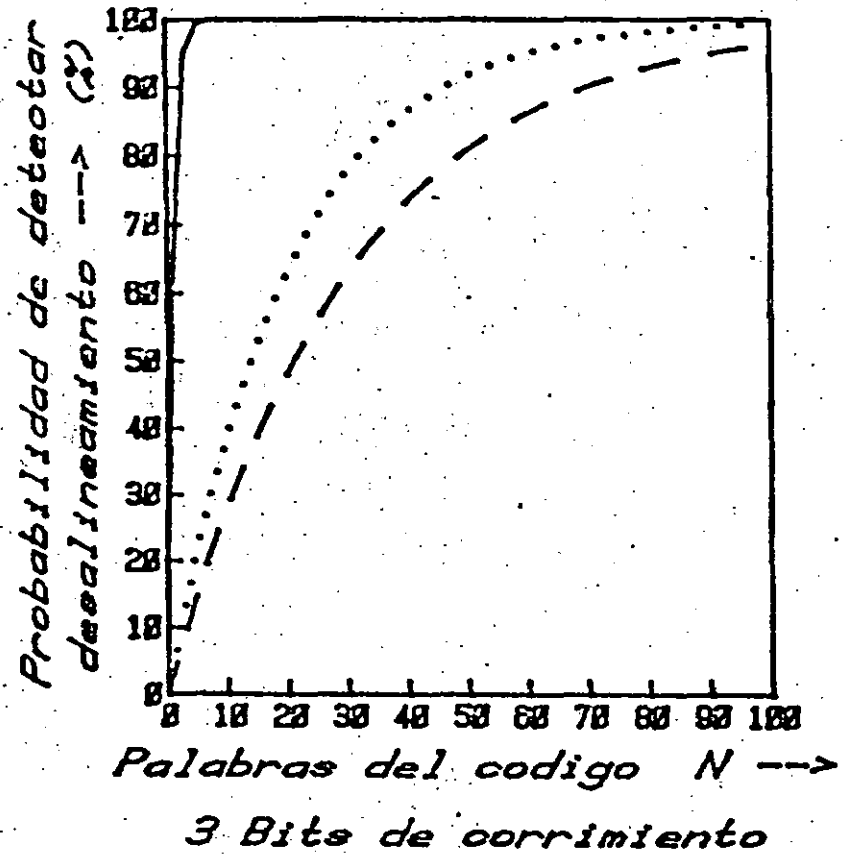
Estrategia 1: Linea interrumpida

Estrategia 2: Linea punteada

Estrategia 3: Linea continua

Fig. IV. 4 Probabilidad de detectar desalineamiento en N palabras

CODIGO 5B6B



Estrategia 1: Línea interrumpida

Estrategia 2: Línea punteada

Estrategia 3: Línea continua

Fig. IV.5 Probabilidad de detectar desalineamiento en N palabras

CODIGO 5B6B

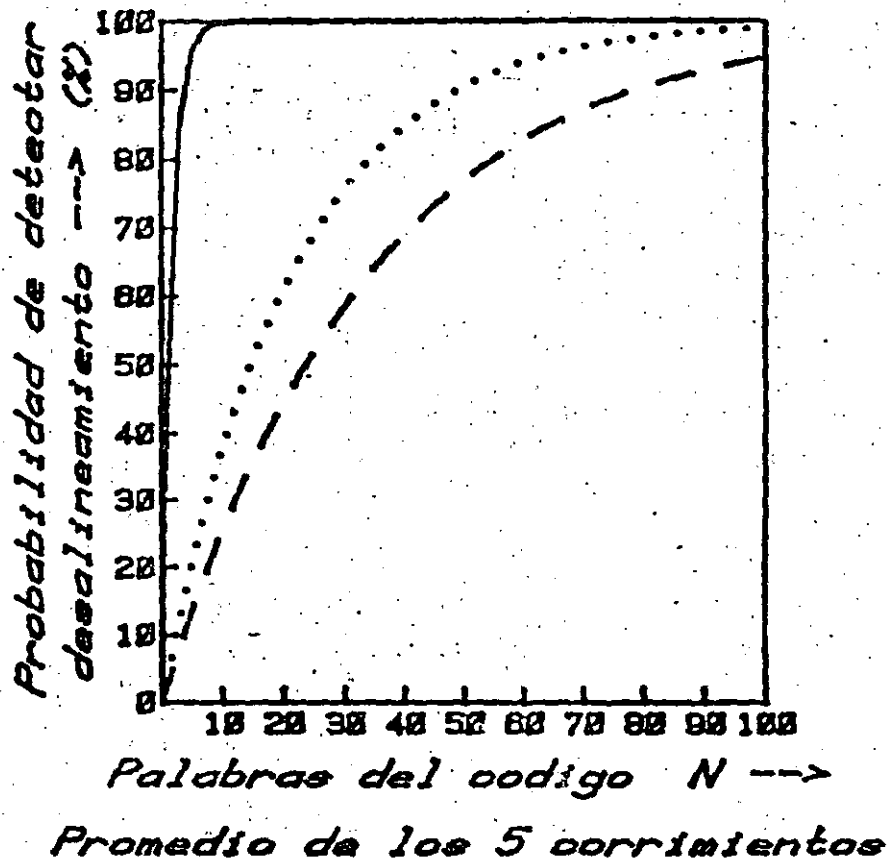
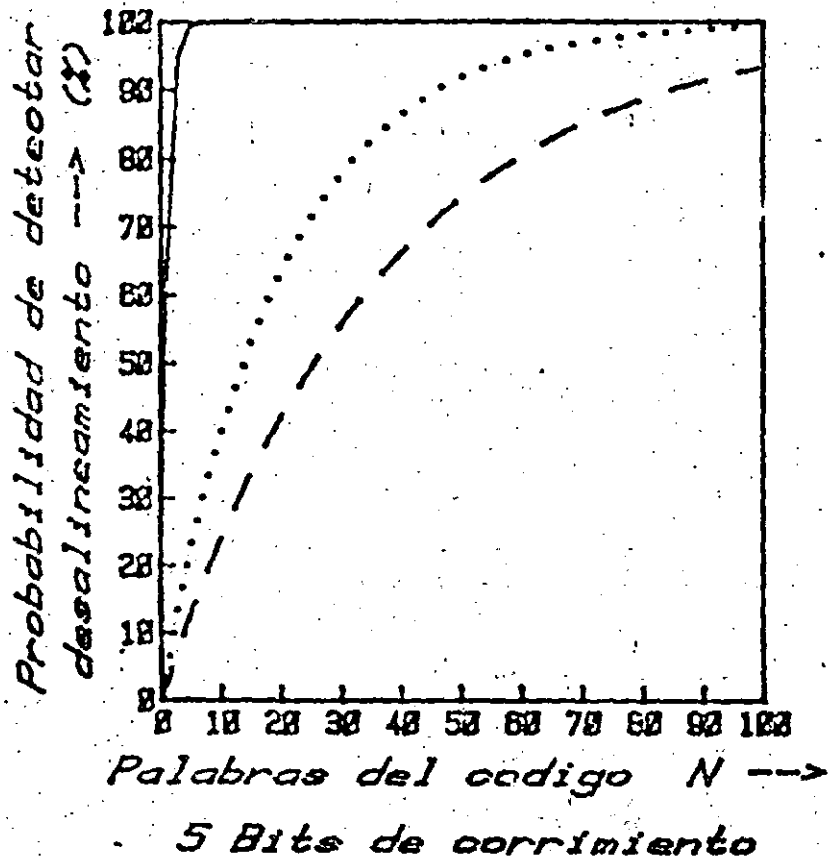


Fig. IV. 6 Probabilidad de detectar desalineamiento en N palabras

Estrategia 1: Línea interrumpida

Estrategia 2: Línea punteada

Estrategia 3: Línea continua

conjunto (S_n) de estados terminales al final de cada palabra. La ocurrencia de estados terminales prohibidos es una indicación de mal alineamiento.

Sea S_n el estado terminal después de la palabra transmitida y sea S^* el estado terminal desalineado, entonces

$$S^* = S_n + \sum_{j=1}^k a_{i+1,j} \quad \dots \text{IV.25}$$

donde $\sum_{j=1}^k a_{i+1,j}$ es la RDS bajo k símbolos desplazados.

Así, $S^* \notin (S_n)$ es una indicación de violación y nos indica una señal de mal alineamiento.

Con esta estrategia se observan resultados mucho más satisfactorios que en las dos anteriores. Al igual que en las estrategias precedentes se puede formar una tabla con los resultados obtenidos (detección con 99% de probabilidad):

BITS DE CORRIMIENTO	PROBABILIDAD DE DETECCIÓN	PALABRAS TRANSMITIDAS
1	1.0	4.6
2	0.09375	49.1
3	1.0	4.6
4	0.09375	49.1
5	1.0	4.6

TABLA IV.11

necesitándose 22.4 palabras en promedio, lo que representa una gran mejora con respecto a la estrategia de palabras con disparidad prohibida y a la estrategia 2.

No obstante, la estrategia de estados terminales prohibidos tiene la desventaja de que en el receptor es necesario tener un sistema

de los estados terminales (denominado monitor) lo cual añade al alineamiento.

Es de hacerse notar que la información obtenida es dependiente de los desplazamientos que tengan las palabras recibidas. En la estrategia 3 se observa que para 1, 3 y 5 bits de desplazamiento la respuesta es inmediata mientras que para 2 y 4 bits corridos el sistema se toma 10.6 palabras para detectar violaciones y cerca de 49 palabras para detectar con un 99 % de probabilidad.

La estrategia de disparidades prohibidas el número de palabras necesarias es muy alto, en general, para todos los corrimientos por lo que el sistema toma mucho tiempo bajo esta estrategia.

La estrategia 2 arroja mejores resultados, como era de esperarse ya que se busca más información, pero tiene la desventaja de ser más compleja que las anteriores ya que necesita verificar la tabla de codificación lo cual implica un cierto retardo y complejidad en la implementación.

Se puede concluir, entonces, que la mejor estrategia de alineamiento de trama para el código 5B6B es la estrategia de estados terminales prohibidos, por lo que se recomienda su implementación en el sistema de realineamiento.

el desempeño en cuanto a incremento en la velocidad de transmisión en la línea. Por ello se utiliza un sistema detector de errores, el cual será adecuado si la transmisión es de tal forma que podamos aceptar un cierto contenido de error y solo se necesite conocer cuando la tasa de errores ha sido excesiva.

Los errores aislados pueden detectarse en una forma relativamente simple empleando las violaciones a las reglas de codificación. En otras palabras, deben existir características ilegales cuya presencia en la señal recibida pueda correlacionarse con la ocurrencia de errores en la transmisión. Por ejemplo, en los códigos de bloques balanceados la suma digital corriente tiene un acotamiento, el rebasar este límite impuesto por la codificación, es indicador de un error en la secuencia transmitida, suponiendo que la trama está alineada. Otra forma directamente relacionada con la anterior es la verificación de la presencia de los estados terminales (RDS al final de la palabra) como una indicación de error en el tren de datos.

La utilización de los métodos para el monitoreo de los errores dependerá principalmente de las características del código basado en una implementación sencilla en los repetidores regenerativos.

Monitoreo de errores empleando el código 5B6B.

El código 5B6B como se vio anteriormente tiene 7 estados permisibles para la suma digital corriente. En el caso de que ocurra un error, eventualmente la RDS alcanzará un valor no permitido tomándose esta violación como la ocurrencia de un error en la transmisión (54) (ver fig. IV.21).

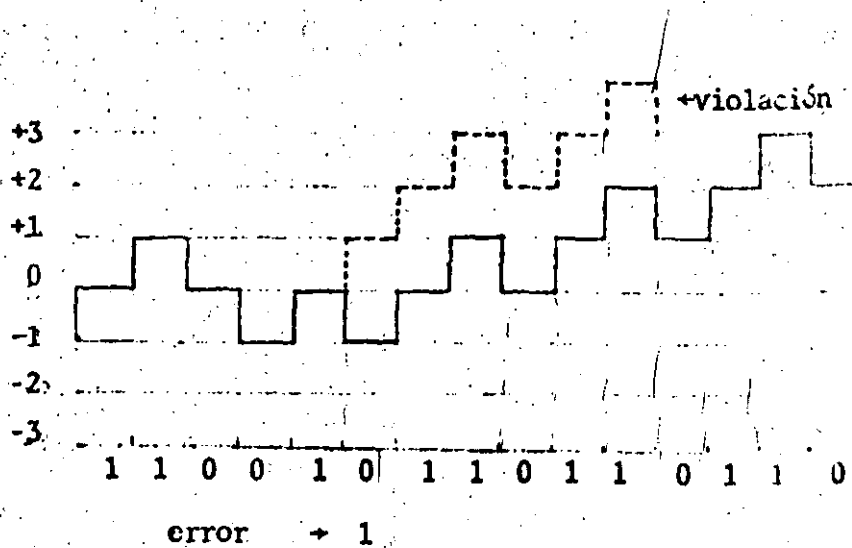


Figura IV.21. Principio de detección de errores por rebasar el acotamiento de la RDS.

Este sistema puede implementarse con un contador subida-bajada y con un sistema de restablecimiento de la RDS a su valor correcto con el objeto de no introducir errores en el proceso de detección. En este código en línea, la lógica de reinicialización debe tener cierto grado de memoria, esto se debe a que la ocurrencia de un error provoca que la RDS alcance un valor que está a una distancia de 2 del valor correcto, pero cuando ocurre otro error antes de la detección del primero se provoca una distancia de 4 del valor verdadero de la RDS.

La verificación de los estados terminales es otro método para detección de errores. El circuito de restablecimiento sólo obedece la regla:

RDS con valor positiva + estado terminal +1

RDS con valor negativa + estado terminal -1

y el monitoreo de errores se logra observando si los estados terminales se encuentran al final de cada palabra.

Por su fácil implementación y seguridad en la detección este sistema de monitoreo de errores se recomienda para implementarse con

el código 5B6B. El modelo propuesto se muestra a continuación:

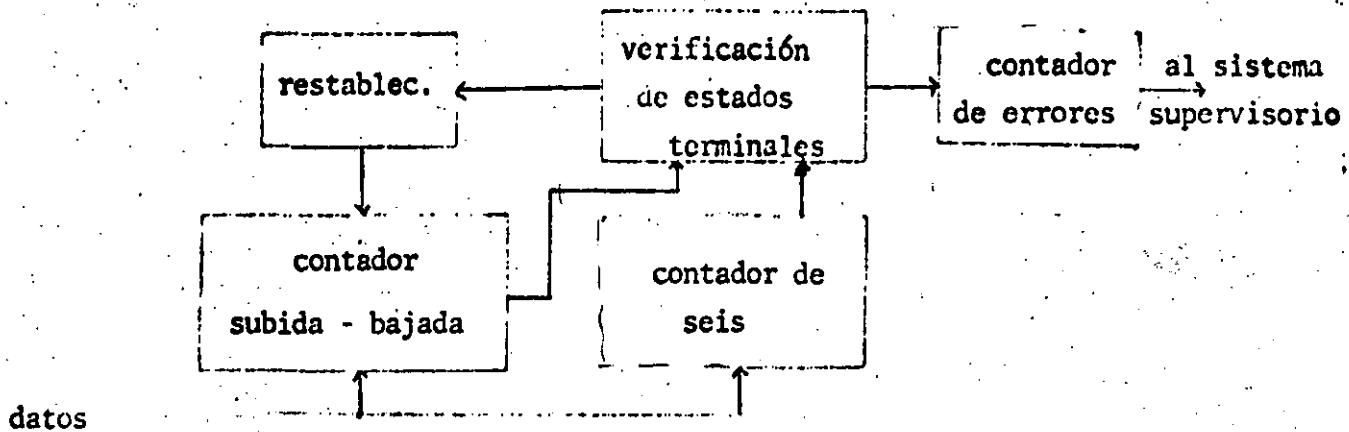


Fig. IV.22. Sistema detector de errores para el código 5B6B.

Monitoreo de errores empleando el código 7B8B.

Este código presenta características que hacen del monitoreo de errores una operación complicada utilizando los métodos de violación a los límites de la RDS y verificación de los estados terminales. En el primer caso, la lógica de restablecimiento es muy compleja ya que la RDS en 7B8B puede tomar 12 valores (ver tabla IV.7), además, la probabilidad de estar en el estado límite es muy baja $P_r(RDS=+6 \text{ ó } -6)=0.000686$ lo que significa que en promedio se necesitan de 1457.7 palabras para llegar al límite lo cual implica una tasa de errores de por lo menos 10^{-4} para que el error sea detectado. Por estas razones no se recomienda el empleo de este método para monitorear errores en los repetidores regenerativos.

Por otro lado, la verificación de estados terminales no parece ser tan sencilla como en el código 5B6B, que sólo tiene dos estados mientras que 7B8B tiene 4 complicándose la lógica del restablecimiento de la RDS. Por ello es necesario utilizar otra técnica, proponiéndose el uso de verificación de paridad. Este método, denominado también control por paridad de marcas (10), ha

sido implementado en sistemas de 140 Mbit/s (26) que emplean el código 7B8B.

Dicha técnica puede incorporarse en el código 7B8B sin que se vea afectada la variación de la suma digital ni la disparidad de las palabras. Para ello, se necesita de una palabra de entrada, denominada de control, que se codifique en un par de palabras de las que una contenga un número par de marcas (unos binarios) y la otra un número impar. La elección de la palabra a transmitir se hace en base al criterio de hacer par o impar a la paridad de la secuencia transmitida dependiendo de la elección de la paridad, por ejemplo, verificación de paridad de marcas par (55).

La implementación del monitor de errores se puede observar en la fig. IV.23.

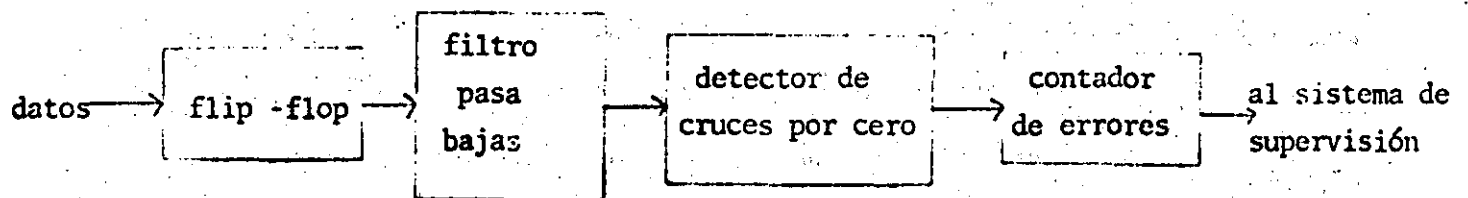


Fig. IV.23. Detección de errores por control de paridad de marcas.

El detector funciona de la siguiente manera: el control de paridad de marcas PAR en el transmisor ocasiona que el flip-flop se encuentre en determinado estado con un nivel de CD en un instante específico. Esta componente de CD solo cambia cuando ocurre un error o un número impar de errores en el intervalo entre dos instantes específicos (instantes determinados por la palabra de control). La

razón de esto es que la salida del flip-flop cambia a su estado alterno $Q \rightarrow \bar{Q}$ después de la ocurrencia de un error, siendo este nuevo estado el estado normal. La salida del flip-flop indica ahora una componente de CD diferente y el cambio entre los dos niveles indica un error.

Las modificaciones que se deben hacer en el codificador-decodificador en línea para el código 7B8B son las siguientes:

- detección de la palabra de control de paridad,
- contador de marcas
- selección alterna de palabras.

Obviamente el hardware de codificación - decodificación se ve incrementado pero esto es compensado por la simplicidad de los circuitos en los repetidores regenerativos.

106

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) llegándose 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.

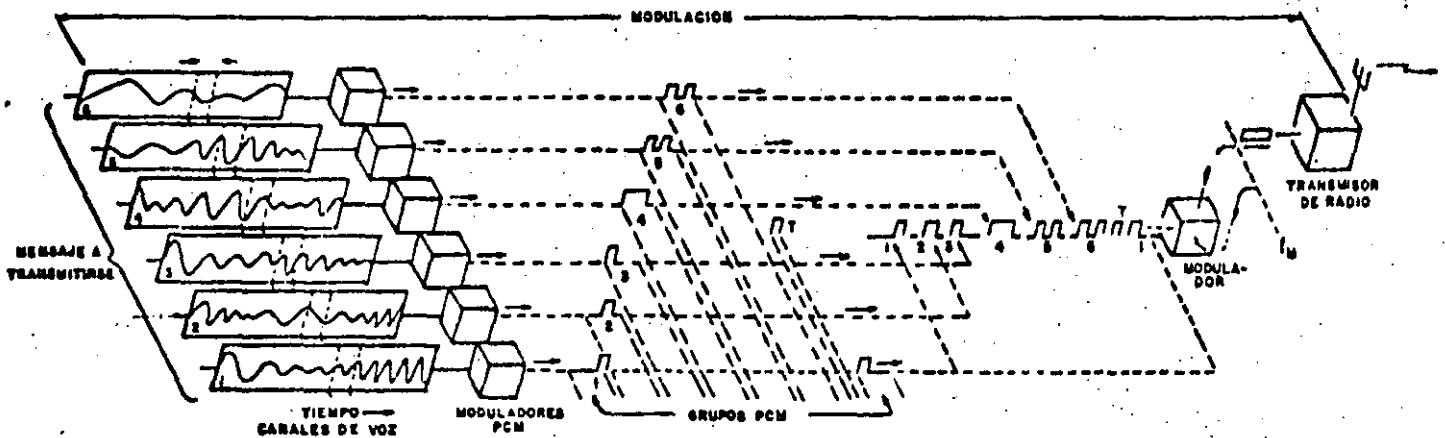


Fig. 1

EN DIVISION POR TIEMPO, PARA LOS SISTEMAS TELEFONICOS MULTICANALES, SE EMPLEA LA BANDA DE FRECUENCIAS COMPLETA PARA TRANSMITIR CADA SEÑAL DE VOZ.

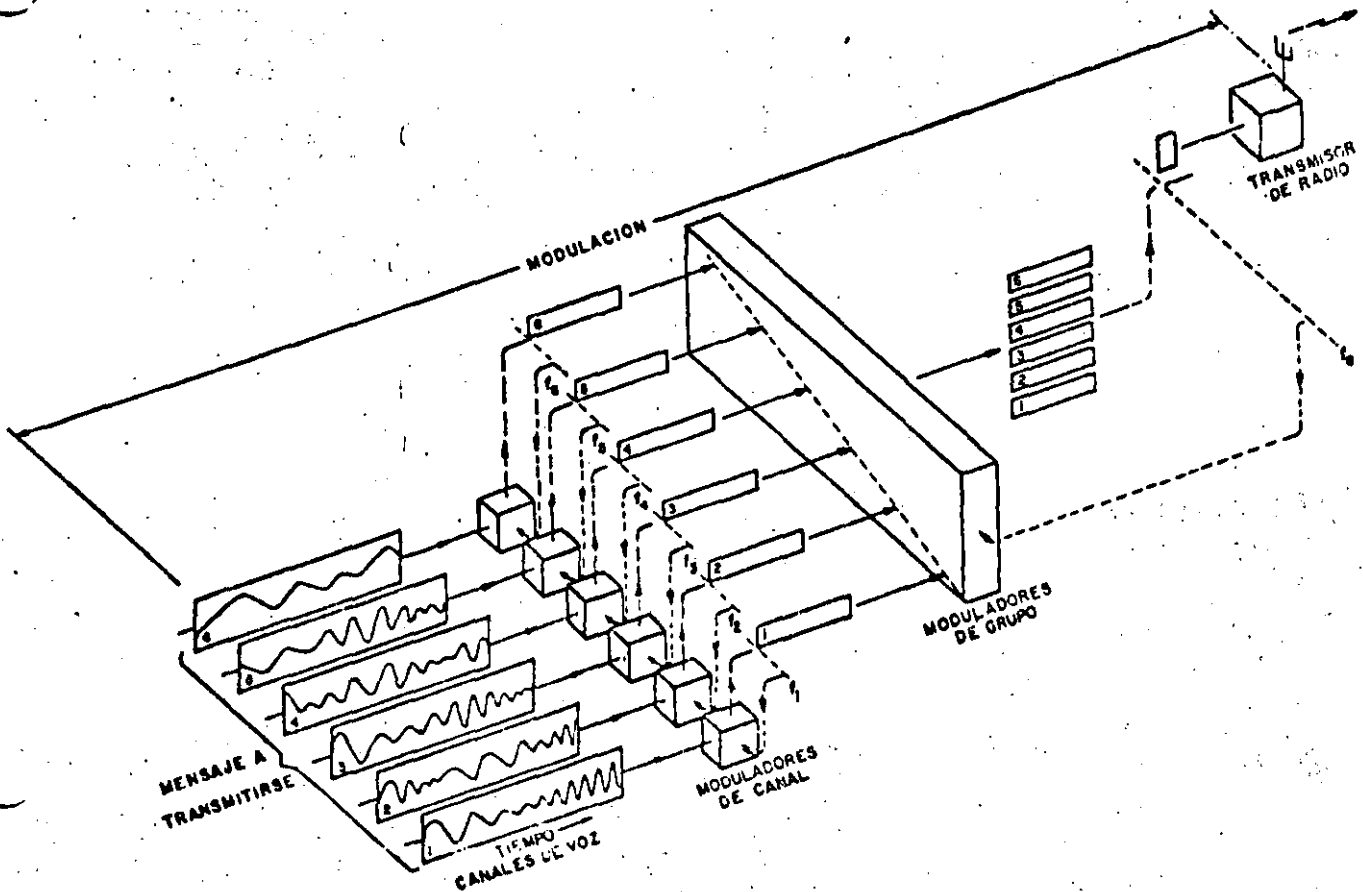


Fig. 2

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).

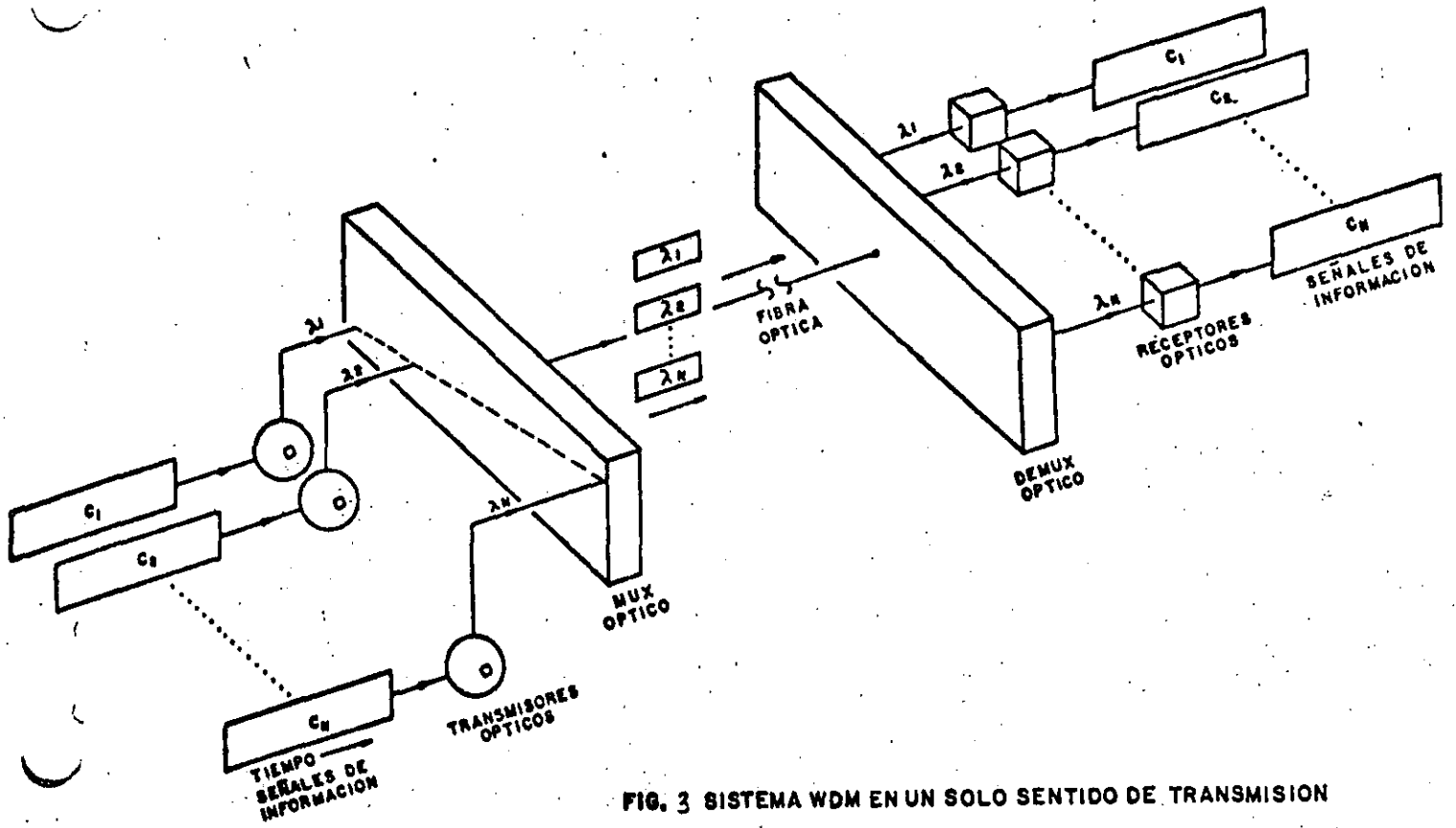


FIG. 3 SISTEMA WDM EN UN SOLO SENTIDO DE TRANSMISION

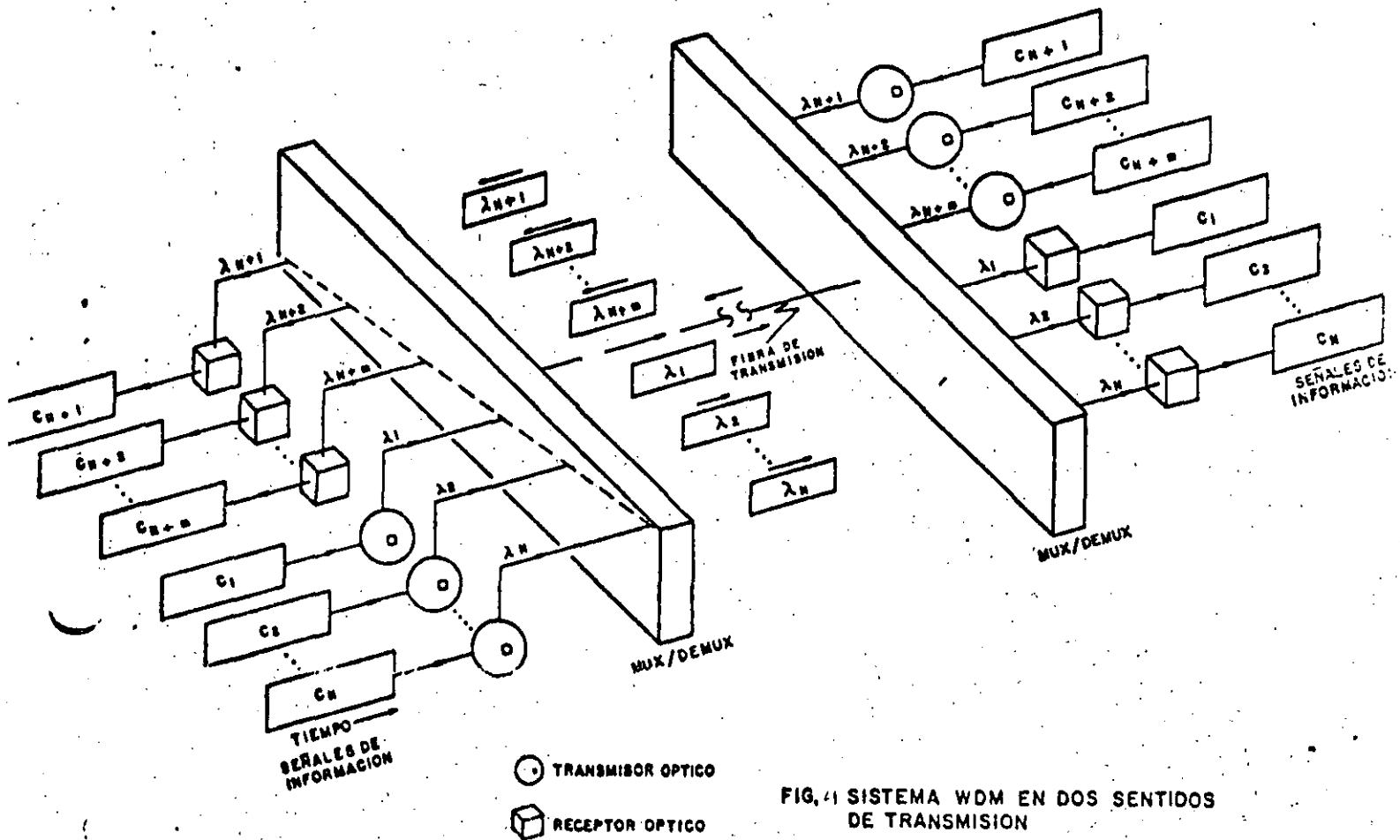


FIG. 4 SISTEMA WDM EN DOS SENTIDOS DE TRANSMISION

- TRANSMISOR OPTICO
- RECEPTOR OPTICO

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;

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,

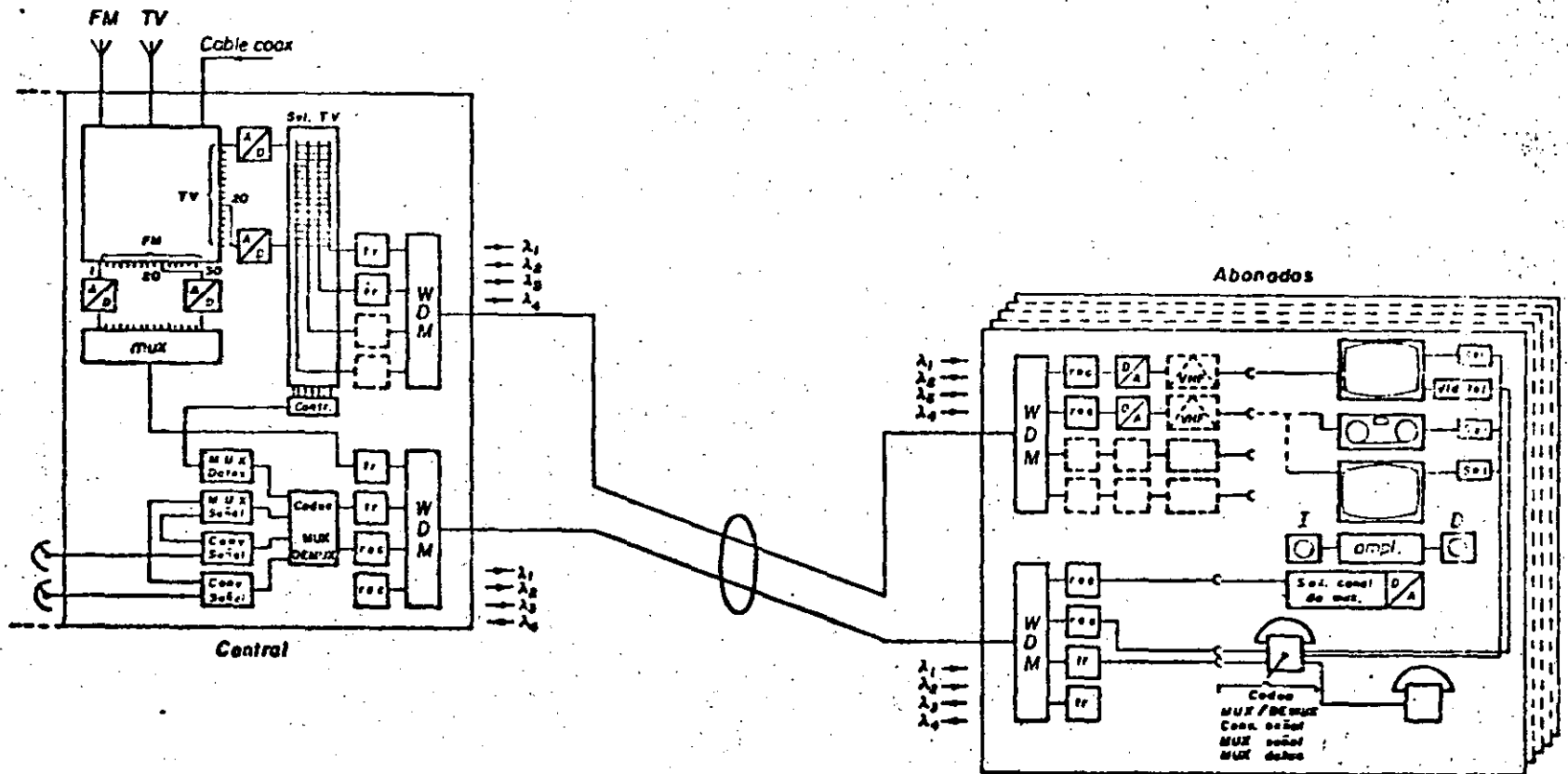


FIGURA 6 POSIBLE RED LOCAL POR FIBRAS OPTICAS

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.**

CURSO ABIERTOS

" TELECOMUNICACIONES VIA FIBRAS OPTICAS "

13 P.C.M. REDES DIGITALES INTEGRADAS

M. EN C. CARLOS EDGARDO HIRSCH GANIEVICH

MAYO 1992

TECNICAS DE MULTIPLEXACION

INDICE

- 1.- Principios.
- 2.- Multiplexación por División de Frecuencia (MDF).
- 3.- Multiplexación por División de Tiempo (MDT).
- 4.- Jerarquías.
- 5.- Tipos de multiplexores.
- 6.- Multiplexación por entrelazado de octetos.
- 7.- Multiplexación por entrelazado de bits

Técnicas de multiplexación.

1.- Principios.

Para hacer rentable el uso del medio de transmisión, se utilizan los multiplexores, los cuales hacen posible transmitir decenas o cientos de comunicaciones a un mismo tiempo. Cada canal tiene un ancho de banda limitado.

Ahora bien, existen 2 técnicas principales de multiplexación.

- a) Multiplexación por división de tiempo (MDT).
- b) Multiplexación por división de frecuencia (MDF).

2.- Multiplexación por División de Frecuencia (MDF).

El principio de este tipo de multiplexación es intercalar todas las señales que se desean transmitir, en el dominio de la frecuencia, ya que cada canal tendrá como característica un ancho de banda fijo, se utiliza su información para modular una portadora, donde los límites (inferior y superior) de la señal resultante aumentarán de acuerdo con el número de canales que se quiere transmitir.

En la multiplexación por división en frecuencia (figura 1a) el ancho de banda disponible del medio de transmisión, se divide en bandas o subcanales más angostos; cada usuario tiene disponible durante todo el tiempo, una parte del espectro total. En el transmisor, las señales individuales se insertan en los subcanales, modulando la amplitud de frecuencias portadoras

apropiadamente seleccionadas. En el receptor, las señales se separan mediante el uso de filtros pasabanda.

Como puede observarse, el ancho de banda para cada canal es constante, lo único que varía son los límites tanto inferior como superior; en consecuencia, la capacidad de un equipo multiplexor dependerá de la frecuencia máxima que maneje.

3.- Multiplexación por División de tiempo (TDM).

En la multiplexación por división de tiempo (figura 1b), el medio de transmisión se comparte estableciendo una secuencia de intervalos de tiempo, durante las cuales las fuentes individuales transmiten en forma alterna; cada usuario dispone del ancho de banda total durante intervalos de tiempo restringidos. El transmisor asigna periódicamente el canal completo a cada fuente y envía información adicional para que el receptor identifique la duración de intervalo y la fuente de procedencia, de manera que pueda derivar adecuadamente las señales.

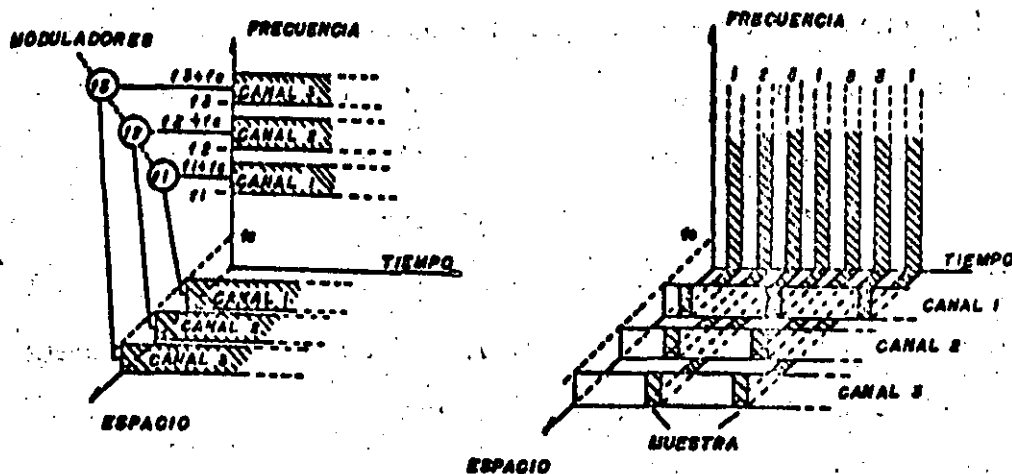


Figura 1. Multiplexaje por división de tiempo y frecuencia.
a- División de frecuencia
b- División por tiempo

Varias técnicas se han utilizado en la práctica para realizar la sincronización y reconocimiento de los canales, por ejemplo:

- El uso de pulsos especiales, etiquetados para ser fácilmente diferenciables de los pulsos de la señal regular (bandera de alineación de trama).
- Ondas senoidales continuas de fase y frecuencia conocidas, las cuales pueden ser filtradas en el receptor para proveer la información de sincronización necesaria.
- Esquemas que dan información de sincronía desde los pulsos de la misma señal transmitida por medio de promedios de periodos largos de tiempo (alineación estadística).

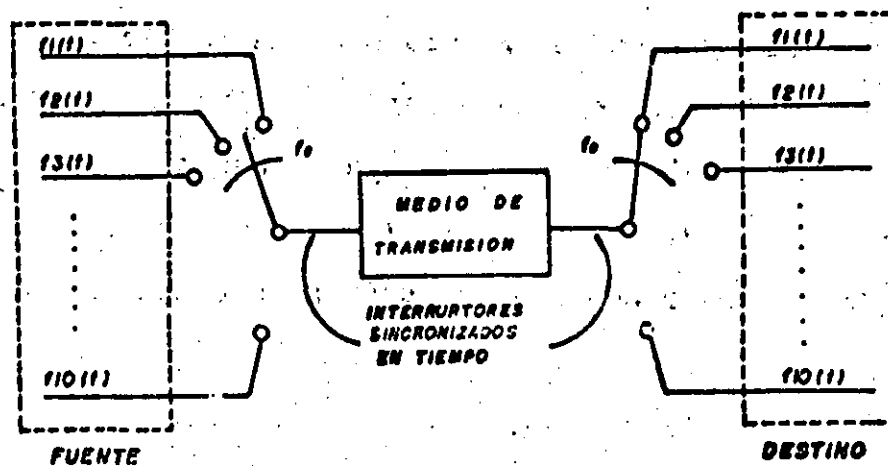


Figura 4. Sincronización de un sistema de multiplexaje

En el multiplexaje de señales digitales, los siguientes puntos deben tomarse en cuenta:

- 1.- Se deben incorporar algunas estructuras de trama, representando la unidad más pequeña de tiempo en la cual todas las señales que serán multiplexadas son enviadas al menos una vez.
- 2.- La trama se divide en intervalos de tiempo, asignado únicamente a cada fuente de datos conectado.
- 3.- Los bits de alineación de trama y sincronización se deben fijar para que el receptor sea capaz de sincronizar en tiempo, el inicio de cada trama, con cada ranura. Estos bits pueden ser llamados colectivamente bits de control.
- 4.- Cuando los relojes de los afluentes son plesiócronicos, es necesario hacer una previsión para el manejo de pequeñas variaciones en la velocidad de bit de la señal digital de entrada, que será multiplexada.

Una trama (estructura) típica aparece en la figura 5 y corresponde al primer nivel del sistema de 30 canales, en donde D representa la bandera de alineación de trama que en este caso está colocada al principio de la trama y 30 canales digitales son multiplexados; existe un canal adicional S para señalización, lo que completa los 32 canales de la trama y da origen a que este

sistema sea también conocido como 30 + 2 canales.

Cada canal contiene 8 bits y una velocidad de 64 Kbit/s. La bandera de alineación de trama es X0011011 y se envía en tramas alternadas. La velocidad de salida del multiplexor es 2.048 Mb/s.

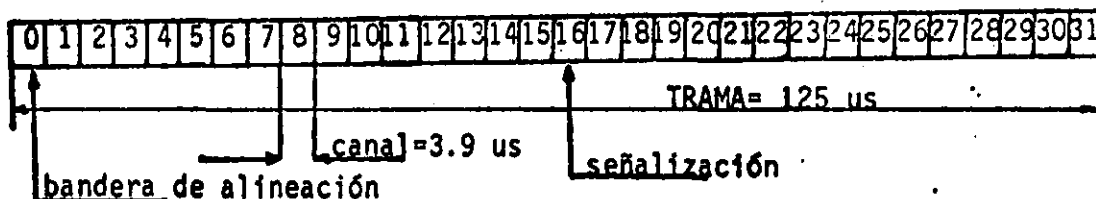


Figura 5. Sistema de 30 canales, entrelazado de octetos

A continuación se mencionan algunas ventajas y desventajas de la técnica de multiplexaje por división de tiempo en relación con el multiplexaje por división de frecuencia.

Ventajas:

- Bajo costo en equipo terminal
- Mejor inmunidad contra el ruido
- Facilidad de regeneración
- Posibilidad de tratamiento digital (almacenamiento y procesamiento de la información)

Desventajas:

- Mayor ancho de banda
- Necesario convertidor analógico digital

4.- Jerarquías.

En la práctica aparecen dos tipos de multiplexores, el primer grupo comprende aquellos que combinan señales de datos a muy baja velocidad hasta un máximo de 9600 bits/segundo.

La segunda clase de multiplexaje se utiliza en telefonía y ocurre a mayores velocidades de bit, y puede también utilizarse para el servicio de transmisión de datos generalmente provisto por portadoras de comunicaciones.

El Comité Consultivo Internacional de Telegrafía y Telefonía (CCITT), ha recomendado por motivos históricos, dos jerarquías de multiplexaje digital. La primera, utilizada en E.E.U.U. y Japón principalmente, se basa en los sistemas T1 de 24 canales y aparece en forma esquemática en la figura 6 cabe mencionar que a cualquier nivel una señal a la velocidad de entrada mostrada, será multiplexada con las otras señales de entrada a la misma velocidad para una transmisión más económica.

El multiplexor T1, aunque fue diseñado, originalmente para manejar 24 circuitos de voz digitales, no está restringido para multiplexar canales telefónicos. Cualquier señal de 56 Kb/s, del formato apropiado, podría ser transmitida como uno de los 24 canales. Similarmente, a un nivel más alto en la jerarquía, no todas las entradas necesitaron haber sido derivadas de un multiplexor de bajo nivel. En el nivel T3 por ejemplo, algunas de las entradas a 6.312 Mb/s podrían representar entradas de TV digitales; otras podrían ser señales T1 multiplexadas en grupos

de 4 (señales T2), transmitiendo información de voz; otras pueden ser derivadas por multiplexaje ascendente y combinando apropiadamente el tráfico de datos de más baja velocidad.

La multiplexación de señales permite a un canal de transmisión dado, ser compartido por un número de usuarios, reduciendo el costo. Una jerarquía similar, pero usando diferentes niveles de velocidades de bit, ha sido también establecida como una norma internacional por el CCITT, basándose en sistemas de 30 canales y se utiliza ampliamente en México y el resto del mundo.

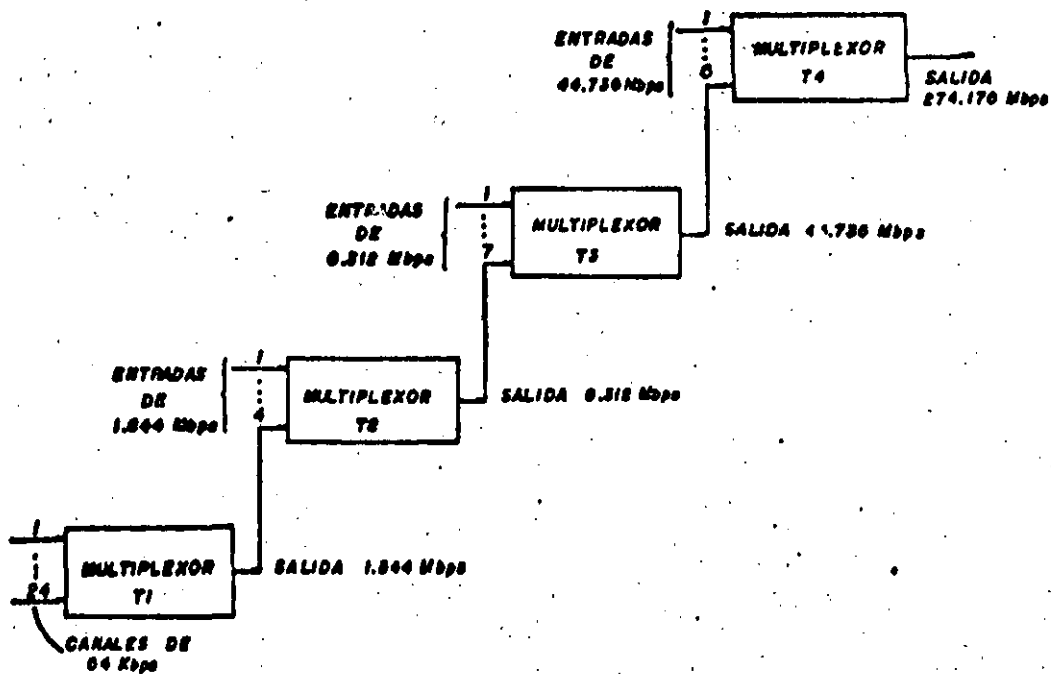


Figura 6. Jerarquía digital, sistemas de 24 canales

El primer nivel PCM multiplexa 30 canales a 64 Kb/s cada uno, con dos canales adicionales usados para alineación de trama, señalización y otros propósitos. En este punto difiere de la norma T1. La jerarquía digital basada en este sistema aparece en la figura 7, la cual consiste de 5 niveles de multiplexaje (el tercer nivel es opcional).

Estas jerarquías de multiplexaje a muy alta velocidad han sido desarrolladas para el uso de los sistemas de comunicaciones nacionales y están basados históricamente en las normas PCM usadas para multiplexar canales de voz digitales, aunque también pueden ser multiplexadas otros tipos de señales.

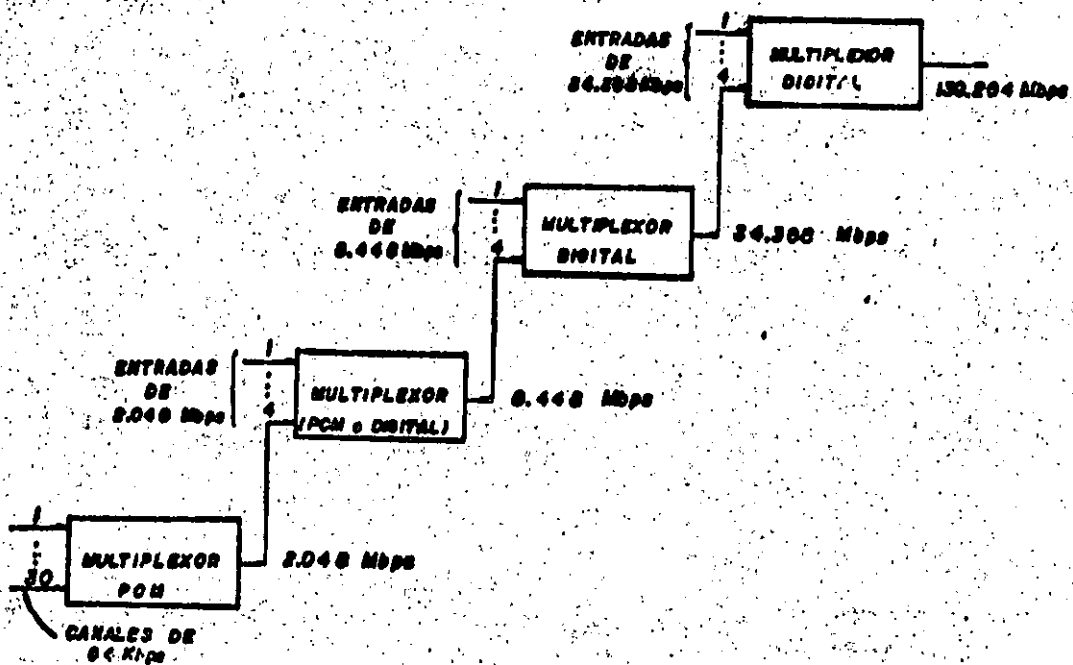


Figura 7. Jerarquía digital, sistemas de 30 canales

5.- Tipos de multiplexores.

En las jerarquías propuestas por el CCITT, se especifican dos tipos de multiplexores de acuerdo con la técnica empleada para tomar las informaciones de entrada y obtener la salida o trama principal, y son:

- Multiplexores PCM
- Multiplexores digitales

En un multiplexor PCM básicamente sus entradas son analógicas y se obtiene a su salida una señal digital. Dentro de sus funciones realiza una conversión analógica/digital por canal, muestrea la información de entrada a una velocidad de 8 KHz, codifica cada uno de los canales en 8 bits, y la repetición de la trama se realiza cada 3 KHz. Conserva una estructura de entrelazado de octetos, es decir, los 8 bits de cada canal son transmitidos en forma de conjuntos individuales claramente identificables. En la figura 3a se muestra un multiplexor PCM.

Un multiplexor digital tiene como entradas señales digitales y su salida es digital (figura 3b), este tipo de multiplexores dentro de la jerarquía se encuentra a partir del segundo orden, no tienen una estructura de entrelazado de octetos, en su lugar se emplea el entrelazado de bits; la velocidad de repetición de la trama no necesariamente es de 3 KHz.

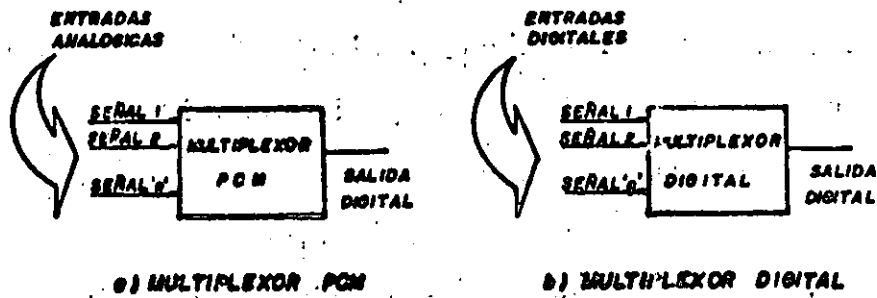


Figura 3. Tipos de multiplexores.

Para solucionar el problema de sincronía en estos sistemas se emplean técnicas que controlan la integridad de las secuencias binarias, denominadas técnicas de justificación, las cuales pueden ser:

- Justificación positiva
- Justificación positiva/cero/negativa

La justificación positiva consiste en agregar a la trama original un bit extra por tributario, haciendo que la velocidad de la trama sea ligeramente mayor que la velocidad de entrada, estos bits se colocan en un lugar fijo de la trama y son llamados bits de justificación; de tal manera que cuando sea necesario compensar variaciones de velocidad, los bits de justificación pueden contener o no un bit significativo.

Para compensar la diferencia en velocidades de la información proveniente de los tributarios, se emplean técnicas de justificación (descritas anteriormente), en este ejemplo se inyectan bits desocupados en la señal del multiplexor, junto con los bits de control indicando el estado de los bits libres. Estos bits de control son usados en el demultiplexor para llevar a cabo la demultiplexación exacta sin pérdida de información.

El método descrito corresponde a la justificación positiva, y es generalmente usado como la forma más sencilla para la transmisión de información plesióncrona.

BIBLIOGRAFIA

- 1.- Farbetta A. and Natens M. " Digital Multiplexors for rates from 2 to 505 kb/s", Electrical Communication, Vol. 37, #4, 1966.
- 2.- Bellamy J. " Digital Telephony ", Wiley. 1982.
- 3.- Bruglia O. and Decina M. " Reframing Statistics of PCM Multiplex Transmission ", Electronic Letters, Vol. 5, # 24, 1969.
- 4.- Bylanski P. and Ingram D. " Digital Transmission Systems ", Peter Peregrinus Limited.
- 5.- Freeman R. " Telecommunication System Engineering ", J. Wiley and Sons. 1980.
- 6.- Haberle H. " Frame Synchronizing PCM Systems ", Electrical Communication, Vol. 44, #4, 1969.
- 7.- Pijbrock A. and Brupsteen J. " Higher-order PCM Multiplex Systems ", Philips Telecommunication Review, Vol. 38, # 1, 1966.



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

CURSOS ABIERTOS

TELECOMUNICACIONES VIA FIBRAS OPTICAS

**14 CONSIDERACIONES DE DISEÑO DE UNA RED DE AREA LOCAL
TIPO ETHERNET BASADA EN FIBRAS OPTICA**

M. EN C. JOAQUIN GARCIA HERNANDEZ

MAYO 1992

**CONSIDERACIONES DE DISEÑO DE UNA RED DE AREA LOCAL TIPO
ETHERNET BASADA EN FIBRA OPTICA.**

I. ANTECEDENTES.

La red Ethernet es la red más comercial de las redes de área local existentes y actualmente es utilizada para interconectar equipo de cómputo, permitiendo que periféricos tales como impresoras y graficadores sean compartidos por todos los nodos de la red.

La norma Ethernet, compatible con el estándar IEEE 802.3 (10BASE5) utiliza el esquema de acceso múltiple por sensado de la portadora con detección de colisiones (CSMA/CD), cable coaxial de 50 ohms como medio de transmisión, topología en ducto (bus) y una razón de datos de 10 Mbps.

Cada estación de trabajo o nodo se conecta al medio, a través de la unidad de acceso al medio (MAU) conocido como transceptor.

III. ANALISIS DE LA RAL TIPO ETHERNET BASADA EN FIBRA OPTICA.

El análisis de una RAL tipo Ethernet sobre fibra óptica comparado con el de una RAL sobre cable coaxial, no estriba en el simple hecho de sustituir un medio de transmisión por otro, sino que presenta ciertas implicaciones que obligan a no utilizar los mismos planteamientos utilizados para el diseño de una RAL tipo Ethernet sobre cable coaxial.

Entre otros, el hecho de que la red Ethernet coaxial presenta una configuración en ducto con difusión bidireccional, y el tipo de técnica de detección de colisiones que emplea.

Lo anterior no es posible realizar cuando se utiliza fibra óptica, ya que por un lado la transmisión de luz es esencialmente unidireccional; y por otro, las características de operación de los dispositivos ópticos, en cuanto a su amplio intervalo dinámico, hacen poco confiable el utilizar como técnica de detección de colisiones el nivel de voltaje promedio de la señal recibida.

Estas limitaciones obligaron al grupo de trabajo 802.3 de la IEEE a encontrar soluciones que permitieran el funcionamiento óptimo de la red, el cual en noviembre de 1985 estableció los requisitos que debe satisfacer la RAL tipo Ethernet/IEEE 802.3 sobre fibra óptica, independientemente de la topología empleada:

- 1) Soportar una razón de error de bit (BER) menor de 10^{-9} .
- 2) Distancia máxima entre estaciones de 3 Km.
- 3) Soportar hasta 1024 estaciones.
- 4) Detectar el 100% de colisiones bajo las peores condiciones de operación.

IV. PARAMETROS DE DISEÑO.

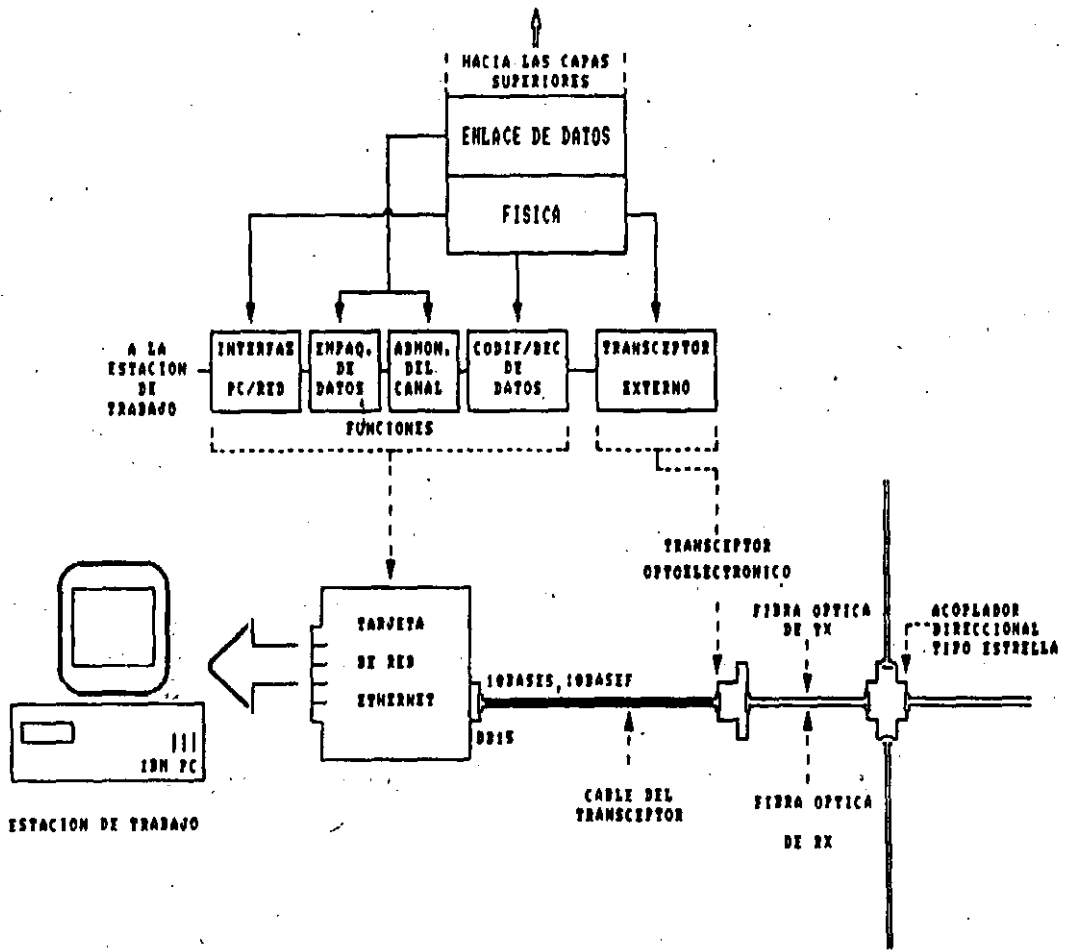
Los parámetros de diseño que se deben tomar en cuenta para pasar de una RAL tipo Ethernet sobre cable coaxial a una RAL tipo Ethernet sobre fibra óptica son:

- . El medio de transmisión.
- . La Topología.
- . La técnica de detección de colisiones.

V. COMPONENTES DE LA RED TIPO ETHERNET BASADA EN FIBRA OPTICA.

Los componentes básicos de una red de área local sobre fibra óptica son:

- Estación de trabajo o nodo.
- Tarjeta de red: la cual realiza un conjunto de funciones y algoritmos necesarios para administrar el acceso al canal, así como la codificación y decodificación de la información, sensado de la portadora y detección de colisiones. Generalmente reside en el interior de la estación.
- Cable del transceptor: es el que interconecta la tarjeta de red con el transceptor y consta de 4 pares de hilos:
 - * transmisión.
 - * recepción.
 - * Detección de colisiones.
 - * Alimentación.
- Transceptor: el cual es un dispositivo optoelectrónico. Es el encargado de conectar la estación de trabajo con el medio de transmisión. Contiene la electrónica necesaria para convertir las señales eléctricas a ópticas y viceversa y detectar la presencia de colisiones.



V.1 TRANSECTOR OPTOELECTRONICO.

El transceptor utilizado en la RAL tipo Ethernet basada en fibra óptica es compatible y trabaja exactamente en la misma forma que el transceptor utilizado en la RAL tipo Ethernet sobre cable coaxial(ver figura).

La conexión hacia la tarjeta de red es hecha a través del cable del transceptor por medio del conector estándar Ethernet, DB15.

El cable del transceptor utilizado tanto en RAL's sobre fibras ópticas como en RAL's sobre cable coaxial es el mismo ya las características mecánicas, eléctricas, niveles de señal y de alimentación son idénticas para ambas redes.

VI. REQUERIMIENTOS PARA LA RAL TIPO ETHERNET BASADA EN FIBRA OPTICA.

Particularmente para el caso de redes de área local sobre fibra óptica, los componentes del sistema óptico más utilizados, tomando en cuenta la velocidad de transmisión(10 Mbps), longitud del enlace(3 Km) y costo son:

- LED(emisor óptico): ya que su comportamiento es muy apropiado para este tipo de redes.
- Fibra óptica(medio de Tx): para este tipo de aplicación se emplean las fibras multimodo, de índice gradual, de calidad media(núcleo de vidrio) y de dimensiones físicas de 62.5/125 um y de 100/140 um.
- Fotodiodo pin(receptor óptico): este fotodetector se emplea en RAL sobre fibras ópticas debido su bajo costo, baja tensión de polarización y sencillez en su circuitería.
- Conectores ópticos: los más empleados en RAL sobre fibra óptica son el tipo SMA, STC y BICONICO.
- Acopladores direccionales: los más empleados en RAL sobre fibra óptica son los acopladores tipo estrella.

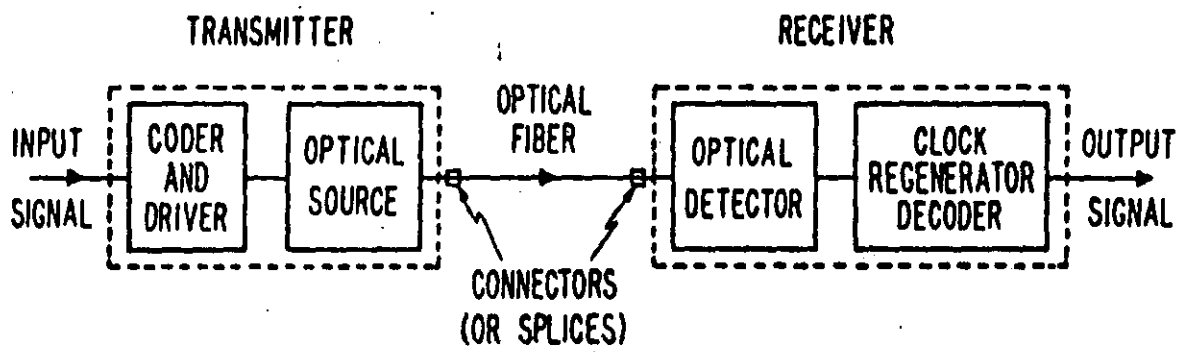


Fig. 1. A simple optical-fiber communications link.

VII. TOPOLOGIAS UTILIZADAS EN RAL'S TIPO ETHERNET BASADAS EN FIBRA OPTICA.

Las topologías utilizadas en redes de área local sobre fibra óptica son la estrella pasiva y estrella activa, las cuales están consideradas en el estándar 10BASEF.

VII.1 CONFIGURACION EN ESTRELLA PASIVA:

Esta configuración utiliza un acoplador tipo estrella pasivo, el cual es hecho de vidrio y no requiere de alimentación para operar. La luz de entrada a la fibra es dividida y repartida a todas las fibras de salida.

Los parámetros claves de esta configuración son:

- El número máximo de puertos que soporta es 33.
- La distancia máxima de un transceptor al acoplador tipo estrella es de 500 mts.
- Las colisiones son detectadas por violación a la regla del código Manchester.
- La utilización del preámbulo modificado, asegura el 100% de detección de colisiones.
- Esta topología puede ser enlazada por medio de repetidores para incrementar el tamaño de la red.

Las ventajas que presenta esta topología son bajo costo, no requiere de alimentación y alta confiabilidad.

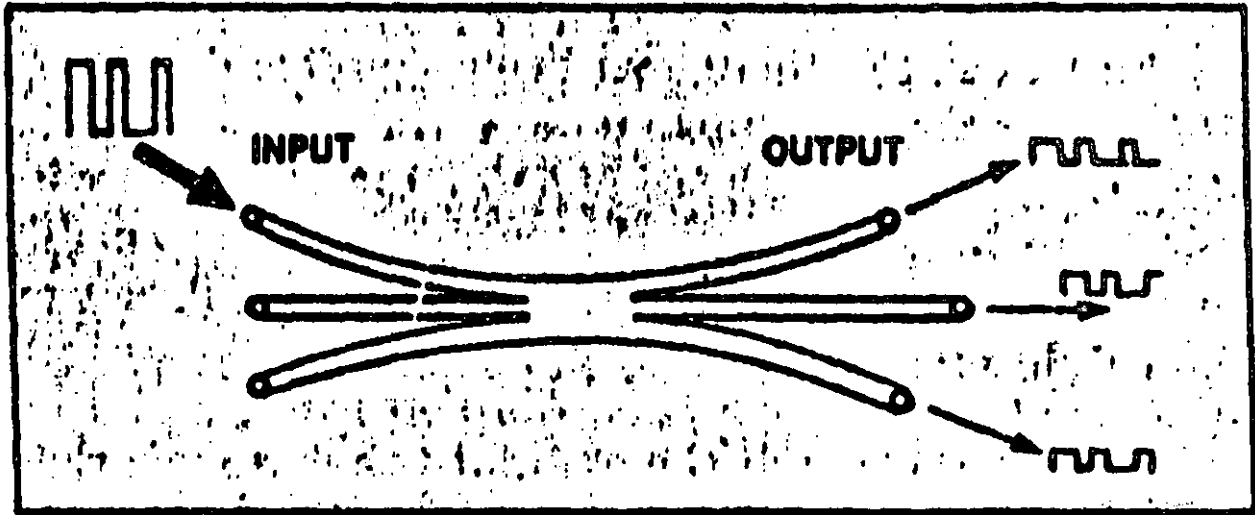


Fig. 3 Passive star operation.

VII.2 CONFIGURACION EN ESTRELLA ACTIVA.

Esta configuración utiliza un nodo activo contenido dentro del nodo central, el cual detecta la señales ópticas de entrada, las convierte a señales eléctricas, las regenera y ópticamente las retransmite a todas las estaciones, excepto a la estación que originó los datos, mediante el proceso de difusión.

Los parámetros claves de esta configuración son:

- No existe límite teórico en el número máximo de puertos que soporta(en la práctica son aproximadamente 100).
- La distancia máxima entre un transceptor y el nodo central(estrella activa) es de 2 Km.
- Las colisiones son detectadas eléctricamente por la transmisión y recepción simultánea de datos en el transceptor.
- Un nodo en estrella activa puede ser conectado a otro directamente, sin repetidor.

Las características especiales de las configuraciones en estrella activa y pasiva permiten que sean utilizadas en aplicaciones donde, la red Ethernet tradicional no puede ser utilizada efectivamente.

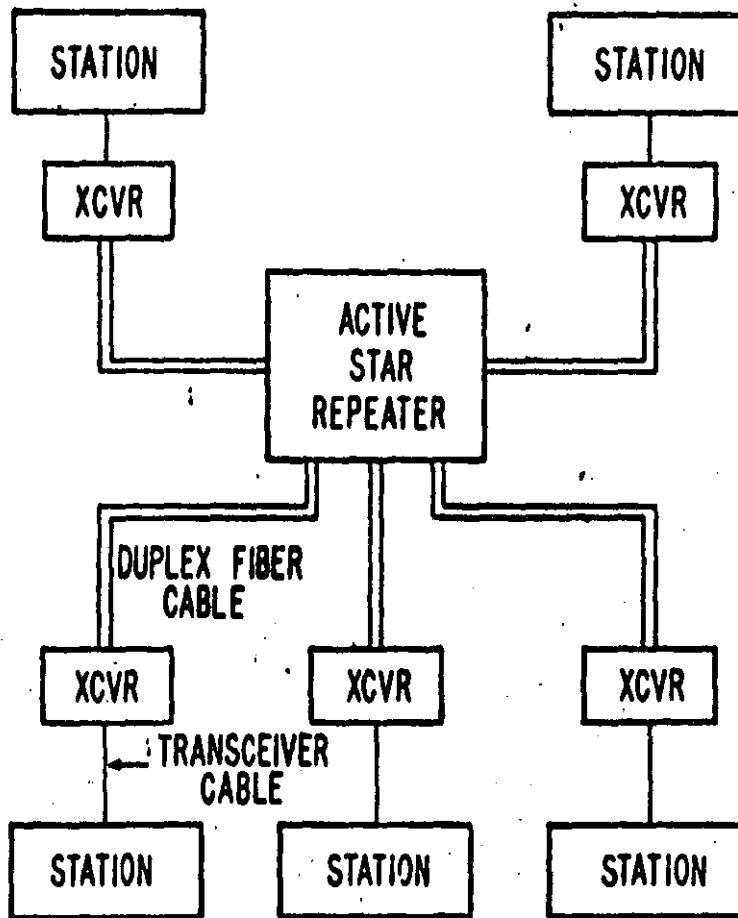


Fig. 9. Fibernet II topology. The XCVR units handle the optical transmitting and receiving units.

La configuración en estrella pasiva se recomienda instrumentarla en fábricas (ambientes ruidosos), la cual es una solución de bajo costo.

La configuración en estrella activa se recomienda para instrumentarla en campus y en sitios donde se necesita conectar un gran número de nodos.

VIII. TECNICAS DE DETECCION DE COLISIONES.

La técnica de detección de colisiones para el caso de una RAL con configuración en estrella pasiva, consiste en checar cada bit, para asegurar que esta obedece las reglas de la codificación Manchester.

Para asegurar la detección de todas las colisiones, una palabra de 32 bits es insertada al preámbulo de cada paquete de datos, antes de inyectarlo a la fibra.

En la parte de recepción, dicha palabra es reemplazada por el preámbulo convencional, antes de que el paquete de datos sea transmitido a la estación destino.

Esto significa que, la tarjeta que se utiliza para RAL's tipo Ethernet sobre cable coaxial puede ser utilizada para RAL's tipo Ethernet sobre fibra óptica, sin tener que hacer modificaciones a la tarjeta de red Ethernet coaxial.

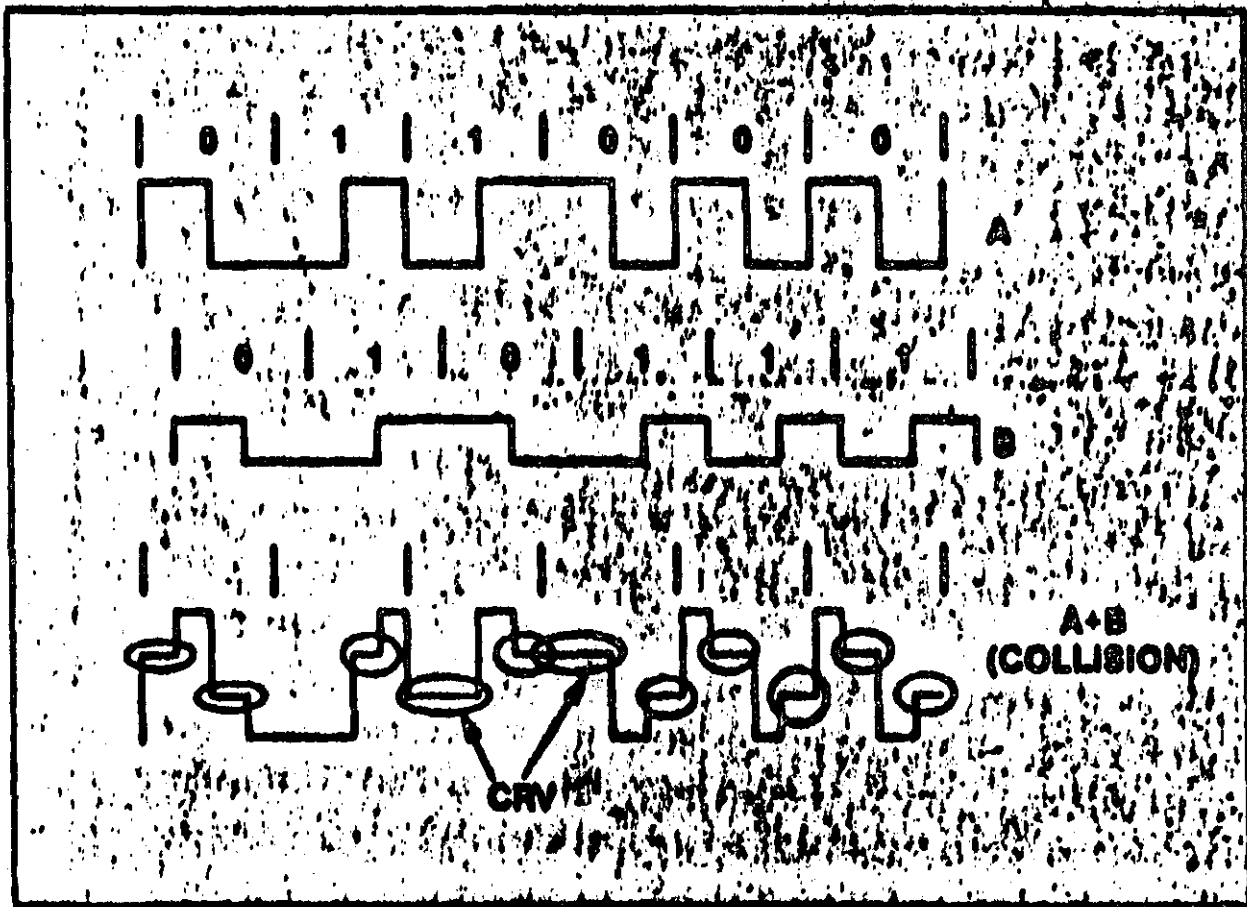


Fig. 1 Manchester CRV technique for collision detection.

Existen dos técnicas de detección de colisiones para una RAL que utiliza configuración en estrella activa:

- Detección de colisiones en el nodo central.
- Detección de colisiones en el transceptor.

En el primer caso, cuando se produce una colisión, se detecta eléctricamente en el nodo central y es notificada a todas las estaciones, utilizando una sola señal de presencia de colisión.

La señal de presencia de colisión es una señal cuadrada de 1 MHz de frecuencia, por lo que es posible enviarla sin que interfiera con las señales colisionadas.

"Cada estación recibe únicamente datos o presencia de colisión".

En la técnica de detección de colisiones en el transceptor, el nodo activo envía las señales transmitidas a todas las estaciones, excepto a la estación que originó la señal.

"Si una estación recibe una señal mientras transmite, esto corresponderá a una colisión".

Con cualquiera de las dos técnicas, se asegura el 100% de detección de colisiones.

TABLE III
COMPARISON OF VARIOUS FIBER-OPTIC LAN'S

	Fibernet II	Codenet	Hubnet	Two-Way Bus	D-Net	Loop 6770 (NEC)	NASA/ITT	Hara's PBX		
Topology	active star	passive star	star hub	loop-bus	several	active ring	passive star	active switched star		
Organization	centralized	distributed	distributed	distributed	distributed	distributed	centralized	centralized		
Access	CSMA/CD	CSMA/CD	hub access	centralized	"locomotive"	token	TDMA	circuit-switched		
Bit Rate	10 Mbits/s	3.4 Mbits/s	50 Mbits/s	100 Mbits/s	100 Mbits/s	32 Mbits/s	100 Mbits/s	55.5 MHz, 10 Mbit/s sampling		
Span (max loop length)	2.5 km	0.9-2.8 km	open	—	—	2.0 km	2.0 km	—		
Max. # Nodes	200-1000	200-1000	65 536	13	—	126	16	—		
Fault Tolerance	—	—	—	—	—	dual fiber, switchover, loop-back	—	—		
Fiber Core	100 μm	100 μm	100 or 50 μm	—	—	50 μm	50 μm	—		
Fiber O.D.	140 μm	140 μm	140 μm	—	—	125 μm	125 μm	—		
Fiber Type	step-index	G.I.	G.I.	—	—	G.I.	G.I.	—		
Fiber Window	—	850, 1300 nm	—	—	—	—	—	—		
Source	LED	LED	LED	LED/LD	—	LED/850 nm	LD/820 nm	—		
Detector	p-i-n	p-i-n	p-i-n	p-i-n/APD	—	p-i-n	APD	—		
Coding	Manchester	Manchester	—	—	—	RZ	Manchester	—		
	FACOM 2881 (Fujitsu)	FACOM 2883 (Fujitsu)	H-8644 (Hitachi)	Loop Network (Hitachi)	Loop 6530 (NEC)	Loop 6830 (NEC)	BRANCH 4800 (NEC)	(Prototype) (Toshiba)	SIGMA (Hitachi)	BILNET (Mitsubishi)
Topology	active ring	active ring	active ring	active ring	active ring	active ring	tree	passive star	active ring	passive ring
Organization	—	—	—	—	—	—	—	distributed	—	—
Access	TDMA	TDMA	token passing	TDMA	hybrid	hybrid	CSMA/CD	CSMA/CD	TDMA	TDMA
Bit Rate	4 Mbits/s	33 Mbits/s	32 Mbits/s	32 Mbits/s	32 Mbits/s	32 Mbits/s	10 Mbits/s	10 Mbits/s	32 Mbits/s	50 Mbits/s
Span (max loop length)	3 km	9 km	2 km	2 km	7 km	12 km	1 km	1.5 km	2 km	—
Max. # Nodes	32 (?)	54 (?)	100	—	—	—	—	—	64	around 13
Fault Tolerance	(other details lacking at this writing)					(other details not available at this writing)			dual fibers, switchover, loop-back	—
Fiber Core	(other details lacking at this writing)					(other details not available at this writing)			50 μm	—
Fiber O.D.	(other details lacking at this writing)					(other details not available at this writing)			125 μm	—
Fiber Type	(other details lacking at this writing)					(other details not available at this writing)			—	—
Fiber Window	(other details lacking at this writing)					(other details not available at this writing)			830 nm	—
Source	(other details lacking at this writing)					(other details not available at this writing)			LED/@830 nm	—
Detector	(other details lacking at this writing)					(other details not available at this writing)			p-i-n	—
Coding	(other details lacking at this writing)					(other details not available at this writing)			—	—

Error Rate: Presumably less than 10⁻⁹ in all cases.



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

CURSOS ABIERTOS

TELECOMUNICACIONES VIA FIBRAS OPTICAS

15 REDES DE AREA LOCAL SOBRE FIBRAS OPTICAS

M. C. CARLOS GERARDO PEREZ PEREZ

MAYO 1992

CONTENIDO

- I. Introducción
- II. Configuración de las redes de área local sobre fibras ópticas
- III. Componentes de las redes de área local sobre fibras ópticas
 - a) Transmisores
 - b) Receptores
 - c) Fibras ópticas
- IV. Conexiones y empalmes
- V. Sustitución, extensión de segmentos e interconexión de redes
- VI. Conclusiones

REDES DE AREA LOCAL SOBRE FIBRAS OPTICAS

La evolución de las redes de área local tiende hacia el manejo de datos a mayor velocidad de transmisión, anchos de banda y distancias, por lo que en los últimos años la fibra óptica se ha empleado como un medio apropiado que satisface las necesidades creadas.

Las redes de área local (LAN) han tenido un gran avance tecnológico y comercial en los últimos años hecho que se ha reflejado en su amplia aceptación debido principalmente a que ofrecen una gran efectividad en la interconexión de varios elementos de procesamiento de información con aplicaciones de oficinas y fábricas. El comité IEEE 802 ha desarrollado normas para los métodos de acceso CSMA/CD, token ring, token bus y otros tipos de acceso de LAN cada uno con sus ventajas y desventajas por lo que los vendedores de LAN se han visto obligados a no tomar partido en especial por un solo producto. También existen diferentes medios de comunicación que están siendo utilizados hoy en día en las LAN. Las técnicas futuras en las LAN necesitan un medio confiable y un gran ancho de banda lo cual puede alcanzarse mediante fibras ópticas para cumplir con las expectativas actuales.

I. INTRODUCCION

A partir de esta década anterior la tecnología de fibras ópticas a evolucionado enormemente, lo cual ha hecho que los dispositivos transmisores (LEDs, LASER, etc.), receptores (PIN, APD, PINFET, etc.) y la misma fibra óptica sean cada vez más eficientes y económicos aumentando la confiabilidad de los dispositivos electro-ópticos, con lo que se ha extendido su aplicación en el campo de oficinas y fábricas gracias a su gran número de ventajas. Además de ser una tecnología ampliamente comprobada en las telecomunicaciones tal como se puede apreciar en las redes telefónicas ya existentes. Los cables de fibras ópticas tienen algunas ventajas significativas sobre otros medios de comunicación. Esto es porque la fibra óptica es inmune a interferencias electromagnéticas, radio frecuencias y efectos de inducción producidos por descargas atmosféricas o líneas de potencia, la transmisión es extremadamente confiable y relativamente libre de errores. La fibra óptica aísla dieléctricamente a todos los dispositivos conectados haciendo el enlace de comunicaciones libre de lazos de tierra. Además, las características de bajas pérdidas y amplio ancho de banda de los cables de fibras ópticas permiten una separación mayor entre los nodos ópticos sin la necesidad de contar con técnicas de ecualización o repetidores. Los cables son fáciles de instalar tomando en cuenta ciertas consideraciones, son de dimensiones muy pequeñas y peso ligero. Posiblemente la ventaja más atractiva para utilizar cables de fibras ópticas en las LAN es por su

habilidad para ser utilizados con velocidades de transmisión más altas que con los otros medios de transmisión o incluso incrementando su capacidad de transmisión mediante la utilización de la multicanalización por división de longitud de onda (WDM). Con estas ventajas se pueden tener edificios completos precableados previendo el desarrollo futuro.

Una variedad de técnicas de transmisión analógica y digital han sido demostradas con fibra óptica incluyendo banda base, banda amplia (subportadora) y formatos híbridos. Los formatos de modulación digital son generalmente preferidos debido al intervalo dinámico limitado en un sistema de transmisión óptico. El intervalo dinámico es el resultado de la potencia de transmisión mínima disponible de la fuente óptica y una característica de ruido de piso máxima del detector.

II. CONFIGURACION DE LAS REDES DE AREA LOCAL SOBRE FIBRAS OPTICAS

Las fibras ópticas pueden ser aplicadas a la mayoría de las topologías en una LAN, la cual puede ser estrella, anillo o ducto. Sin embargo, el propósito de explicar las características físicas de un sistema de enlaces ópticos por fibras son clasificados como punto a punto acoplado a estrella y ducto derivado. Los enlaces punto a punto son utilizados en redes anillo, lazo y estrella activa (donde la central de la estrella es un elemento activo). Las redes de estrella acoplada son usualmente utilizadas para emular una topología del tipo ducto, tal como en el tipo CSMA/CD, token ring y otros tipos de métodos de acceso en banda base. Un acoplador estrella óptica es utilizado para proporcionar acceso múltiple y funciones de banda amplia encontrados en estas redes [1]. Una variante de la estrella acoplada, un acoplador óptico en T, puede ser utilizado para extraer o insertar datos de una fibra óptica al igual como los que son utilizados en los sistemas con cable coaxial.

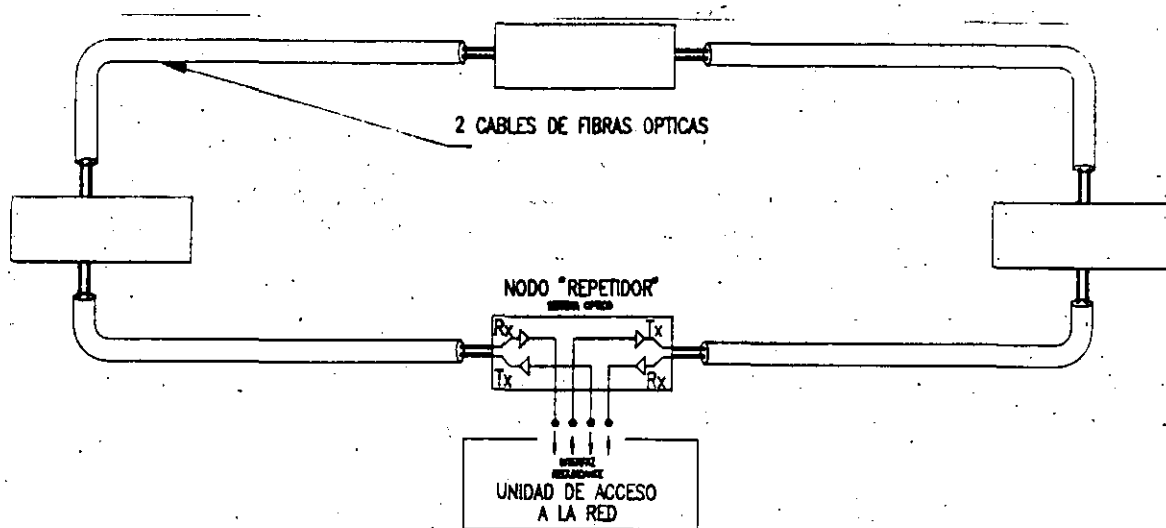


FIGURA 1. RED EN ANILLO SOBRE FIBRAS OPTICAS

El punto de partida del diseño de un sistema de transmisión óptico es el enlace punto a punto mismo que es más directamente aplicado en un enlace. Los enlaces de fibra óptica en una red anillo (ver figura 1) usualmente incorporan trayectorias de señales redundantes, o interruptores de paso óptico, así que un nodo puede ser derivado cuando ocurre una falla. Debido a las bajas pérdidas naturales de la fibra óptica, la distancia entre nodos ópticos sin repetidores puede ser muy grande. Por otro lado, el número de nodos puede ser bastante grande ya que cada nodo actúa como un repetidor.

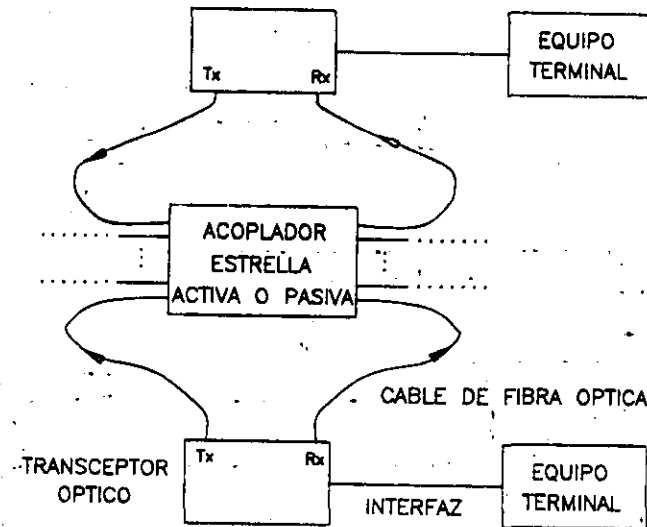


FIGURA 2. RED EN ESTRELLA SOBRE FIBRAS OPTICAS

Las LAN en fibra óptica que incorporan acopladores ópticos en estrella, como se muestra en la figura 2, sirve como un medio confiable para la interconexión de nodos desde la estrella la cual es un elemento pasivo. Una topología de estrella permite la detección de fallas centralizadas y aislamiento y, en más casos, que algunos nodos pueden ser agregados o quitados sin afectar a los otros nodos. El número de nodos que se puede colocar sin repetidores y la distancia entre nodos es limitada por el número de puertos en el acoplador estrella y el sistema de ganancia disponible entre nodos. La distancia entre nodos es usualmente determinada por las pérdidas ópticas a través de la trayectoria más larga. Existe un compromiso entre el número de nodos y la longitud del cable en este tipo de redes [2]. Cuando el número de nodos se incrementa, se tiene que las pérdidas a través del acoplador estrella dejan menos potencia óptica disponible por lo que la distancia entre nodos debe ser menor. La distancia entre nodos puede ser también dependiente de los parámetros de diseño de la red. En una red Ethernet de fibra óptica, por ejemplo, el retardo de propagación en el viaje redondo -El tiempo total que éste toma para la escucha de la señal de portadora para propagarse en la trayectoria de ida y la señal de detección de colisión a propagarse en la trayectoria de regreso a través de la red- es especificado para una cierta longitud mínima de paquete [3]. Esto es necesario para que la detección de colisiones funcione eficazmente.

no son utilizadas prácticamente para las LAN debido a su alto costo. Los LEDs transmisores empleados usualmente operan en un intervalo de longitud de onda entre 820 y 850 nm, pero las especificaciones de las redes de banda amplia de la Interfaz de Datos Distribuidos por Fibra (FDDI) establece el empleo de LEDs a una longitud de onda de 1300 nm.

b) Receptores

Los receptores ópticos más comerciales son construídos con fotodetector PIN, los cuales son fabricados con sensibilidad de hasta -40 dBm, suponiendo una velocidad de transmisión de 10Mbps, tasas de error (BER) de 10^{-9} y MTBF de hasta 1 millón de horas. Otro receptor con mejores cualidades es el PINFET el cual tiene sensibilidad de -48 dBm y puede ser utilizado cuando es necesario un intervalo dinámico adicional y mejores tiempos de respuesta, pero su costo es muy elevado, algunos del orden de cientos de dolares.

c) Fibras ópticas

Las fibras multimodo de índice gradual con aperturas numéricas (NA) grandes son las más apropiadas para el uso en LAN debido a que permiten que más luz sea acoplada al núcleo de la fibra. Los diámetros más comunes son 100/140 μm , 62.5/125 μm y para distancias de enlace punto a punto más grandes o donde el ancho de banda es crítico es la de 50/125 μm . La potencia acoplada dentro de una fibra de 100/140 μm es aproximadamente 10 dB mayor que el de una fibra de 50/125 μm haciendo esto especialmente atractivo para utilizarse con acopladores estrella los cuales tienen altas pérdidas por inserción. Las pérdidas en empalmes, conectores y acopladores estrella son también menores con fibras de mayor núcleo.

Las fibras monomodo con dimensiones de núcleo extremadamente pequeño (menores de 10 μm) tienen capacidad de un ancho de banda de algunos GHz-Km; sin embargo, no son apropiados para usarse con LEDs como fuente debido a su apertura numérica pequeña y por sus dimensiones del núcleo tan pequeñas la potencia acoplada en la fibra es muy pobre. Sin embargo, algunas organizaciones están trabajando sobre la posibilidad de adaptar al LASER de semiconductor de muy bajo costo utilizado en los sistemas de disco compacto para uso en comunicaciones ópticas. Esto impulsaría el uso de fibras monomodo para aplicaciones de LAN [5].

IV. CONEXIONES Y EMPALMES

La interconexión de fibras es actualmente hecha por medio de técnicas de empalmes por fusión o mecánicos, o también utilizando conectores con alineamientos precisos entre fibras con lo que se mantienen las pérdidas en un valor mínimo. Las pérdidas en los conectores son usualmente de 1 a 1.5 dB. Las técnicas de empalme por fusión son las más comúnmente utilizadas para enlaces punto a

punto de larga distancia donde el rendimiento es crítico y los cuales tienen pérdidas típicas de 0.2 dB.

V. SUSTITUCION, EXTENSION DE SEGMENTOS E INTERCONEXION DE REDES

La sustitución de segmentos en redes alambradas metálicamente es una buena opción, cuando los campos electromagnéticos e interferencias que se inducen en el canal son excesivas o se quiere aumentar las distancias entre nodos, es necesario sin embargo, que los tiempos de retardo del sistema sigan dentro de los límites permisibles ya que la fibra óptica es más rápida en la conducción de información y es casi inmune a interferencias externas, para estos casos la sustitución no es más complicada que la de un enlace punto a punto.

La interconexión entre redes es necesaria cuando usuarios en una red necesitan comunicarse con usuarios de otra red independiente, el proceso de interconexión entre dos redes es realizado por medio de un enlace punto a punto (mostrado en la figura 6), llamado puente de enlace el cual consiste de dos unidades denominadas nodos del puente y cuyas funciones son: leer todos los paquetes transmitidos exitosamente en su propia red y aceptar aquellos con destino final en la otra red, conmutar los paquetes interredes con el nodo del puente de la otra red utilizando el enlace del puente y transmitir el paquete interred recibido del otro nodo del puente a todos los usuarios de su propia red.

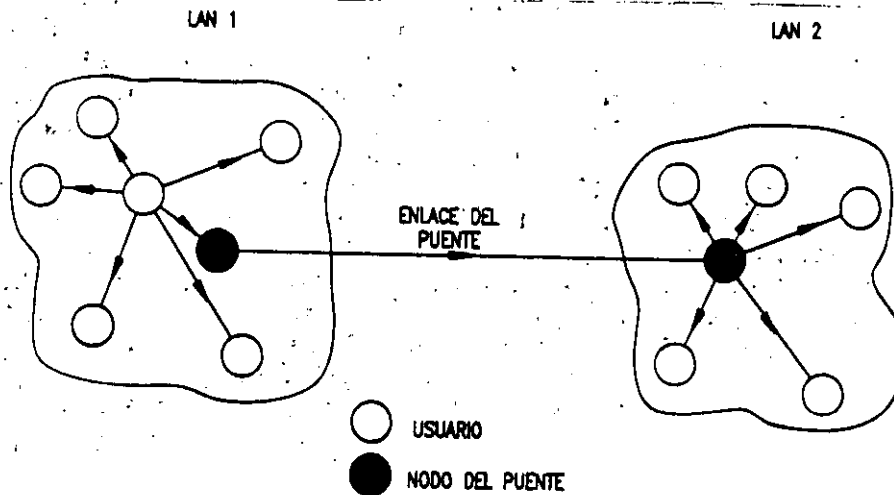


FIGURA 6. INTERCONEXION DE DOS LAN VIA UN PUENTE

El rendimiento del retardo de información efectiva del sistema interconectado depende de la cantidad del tráfico interredes, y como el recurso del sistema disponible (los dos canales de transmisión y el canal de enlace del puente) están localizados entre los usuarios de la red y los nodos del puente.

Sistemas avanzados utilizan dispositivos de multicanalización por división de longitud de onda (WDM) que ofrecen un incremento en la capacidad de transmisión. En vez de utilizar la multicanalización por división de frecuencia al igual que una pila de canales en un sistema alambrado metálicamente, las señales ópticas son transmitidas a diferentes longitudes de onda en la misma fibra para hacer un funcionamiento equivalente. Los dispositivos utilizados para lograr la WDM son prismas, interferómetros y rejillas. Un dispositivo WDM consiste de filtros ópticos los cuales permiten acoplar múltiples fuentes en longitudes de onda discretas dentro de una misma fibra. Los dispositivos de demulticanalización por longitud de onda se encargan de separar estas longitudes de onda discretas. Asociados con estos dispositivos hay una inserción de pérdidas la cual es dependiente del número de canales (longitudes de onda discretas). Un dispositivo típico de dos canales (por ejemplo, 820 nm y 1300 nm) tiene unas pérdidas por inserción de aproximadamente 1.5 dB.

Otro método también utilizado para la interconexión es la multicanalización por contención, en el que el canal entero es utilizado como un canal CSMA/CD para transmisiones de usuarios y nodos; así, en este caso, el nodo del puente participa en la contención del usuario [6].

VI. CONCLUSIONES

La tendencia a utilizar mayores velocidades de transmisión, anchos de banda y distancias en la transmisión digital de datos hacen muy apropiado la utilización de la tecnología de fibras ópticas en las LAN, en la cual será posible sustituir ó bien complementar dichas redes basadas en cable coaxial. También la economía y la aplicación son los factores más importantes de la selección de los dispositivos a emplear en una LAN con fibra óptica. La topología de la red con fibras es un punto muy importante ya que con ella se puede tener una mejor utilización del canal y el número de usuarios que esta pueda tener. Además, se ha analizado como la interconexión de redes y la sustitución o extensión de segmentos en cualquier topología están basadas en enlaces punto a punto. La distancia máxima de dichos enlaces punto a punto está determinada por el ancho de banda y pérdidas del sistema, así como el intervalo dinámico del sistema óptico y tiempos de ascenso y descenso de los componentes electro-ópticos.

REFERENCIAS

[1] Pérez, C. G., "Diseño y construcción de un transmisor/receptor óptico para redes locales de datos sobre fibras ópticas", Tesis de Maestría, Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada, Baja California, México. Noviembre de 1989.

[2] Moustakas S., "The Standardization of IEEE 802.3 Compatible Fiber Optic CSMA/CD Local Area Networks: Physical Topologies", IEEE Communications Magazine, Vol. 25, No. 2, p 22-29, February 1987.



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

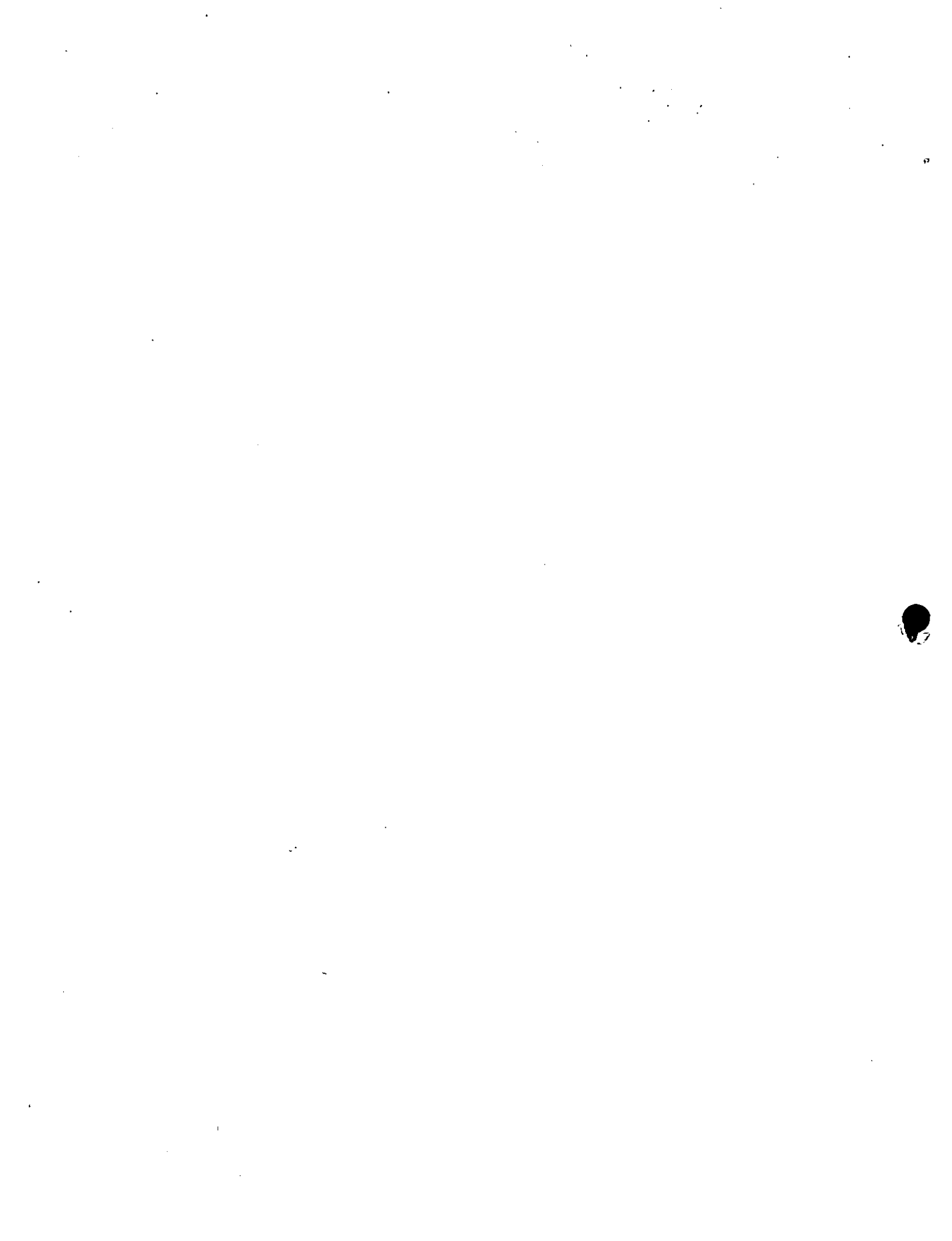
CURSOS ABIERTOS

" TELECOMUNICACIONES VIA FIBRAS OPTICAS "

**16 CABLES DE FIBRAS OPTICAS
Y MEDICIONES**

ING. EDUARDO ALALUF

MAYO 1992



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 cables 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 $1.6\mu\text{m}$; en este caso para las fibras multimodales a $1.3\mu\text{m}$ se tiene una atenuación de 0.7 a 1.2 dB/Km con un ancho de banda de 800 a 1300 MHz.Km. Para las fibras monomodo se maneja un rango de atenuación de 0.5 a 0.8 dB/Km, y de 0.2 a 0.3 dB/Km, para las longitudes de onda de 1.3 y $1.55\mu\text{m}$ respectivamente, teniendo un ancho de banda de varias decenas de GHz.Km.

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 de 50 Km., y para $1.55\mu\text{m}$ hasta de 100 Km. (1).

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.

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: ⁽²⁾

$$\frac{\Delta P_1}{P_1} = \frac{Ae^{-\beta R}}{R} \quad (5.-1)$$

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-

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-

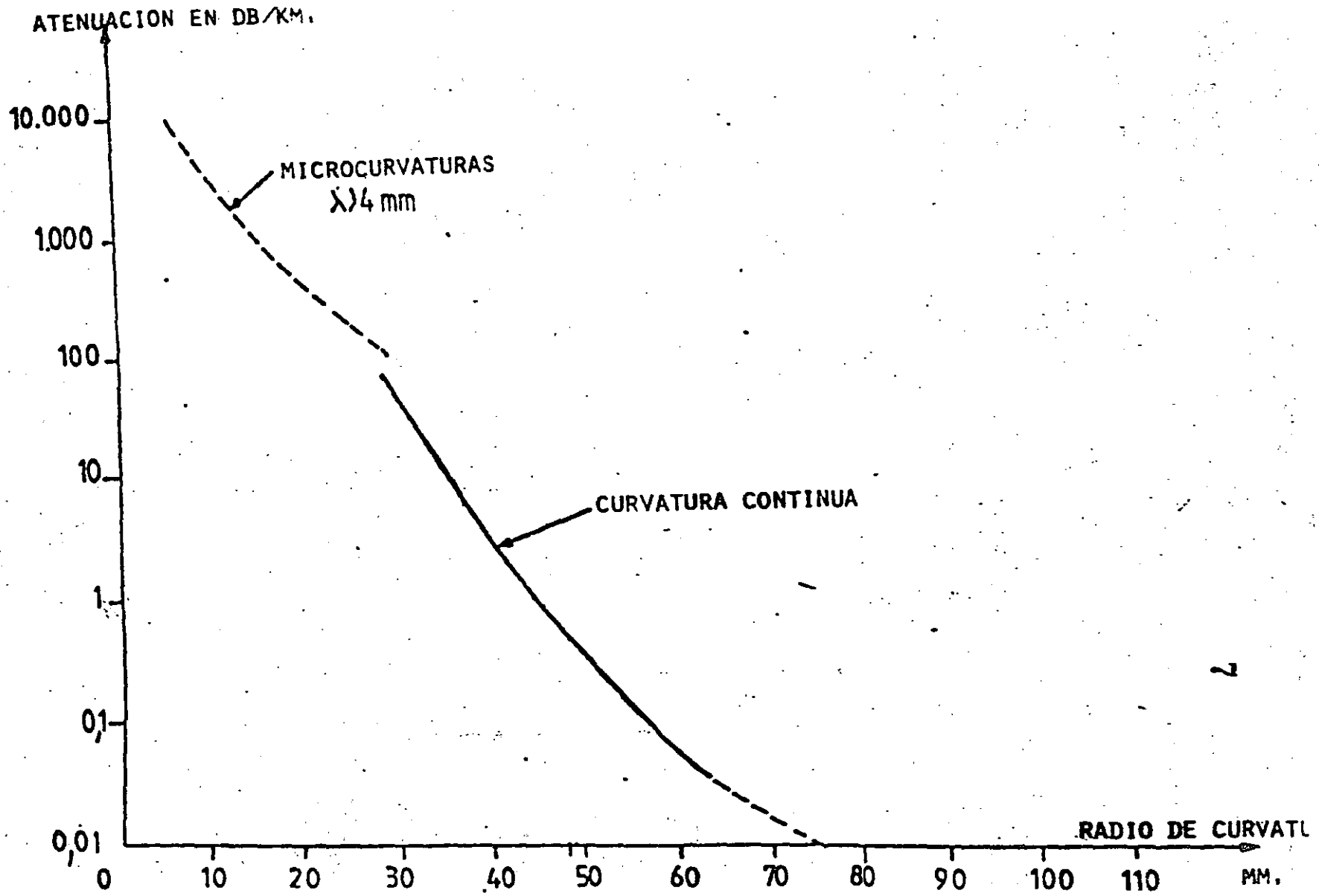


FIGURA 5.-2.- ATENUACION EN EXCESO EN FUNCION DEL RADIO DE CURVATURA

8
8
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: (3)

$$F(\sigma, L) = 1 - \exp \left[- L \left(\frac{\sigma}{\sigma_0} \right)^m \right] \quad (5.-4)$$

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

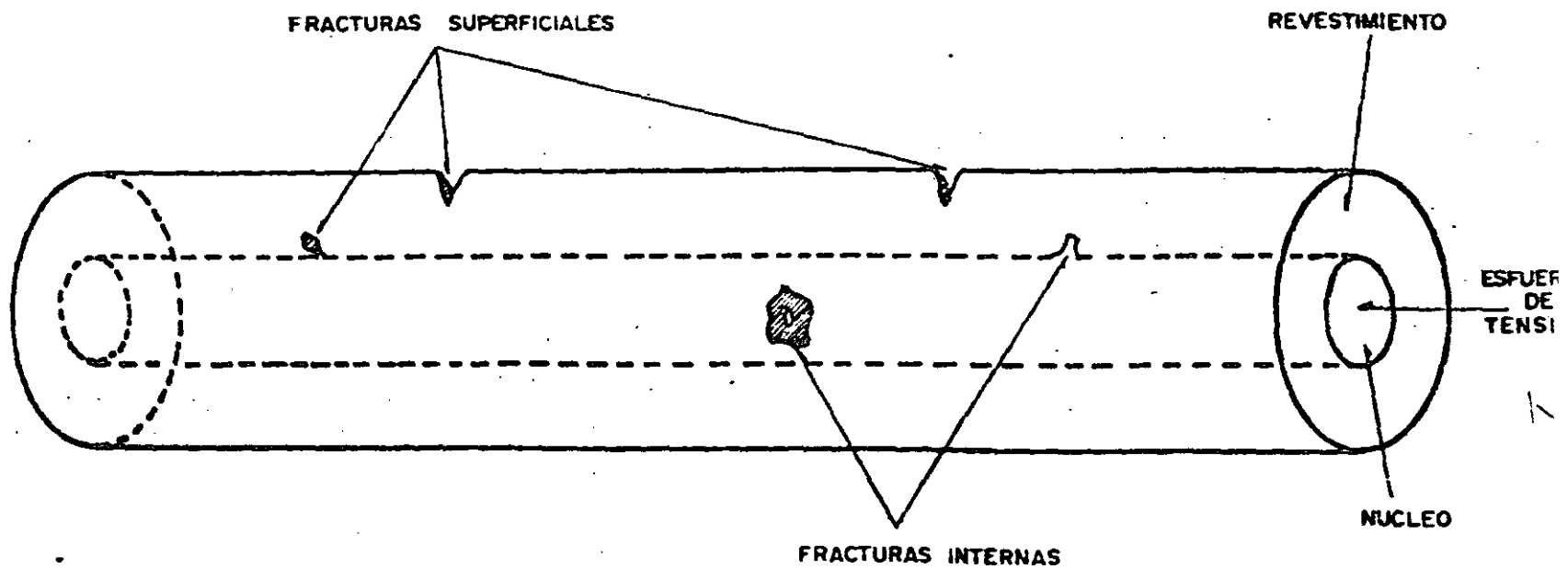


FIGURA 5.-3.- MICROFRACTURAS EN LA FIBRA OPTICA

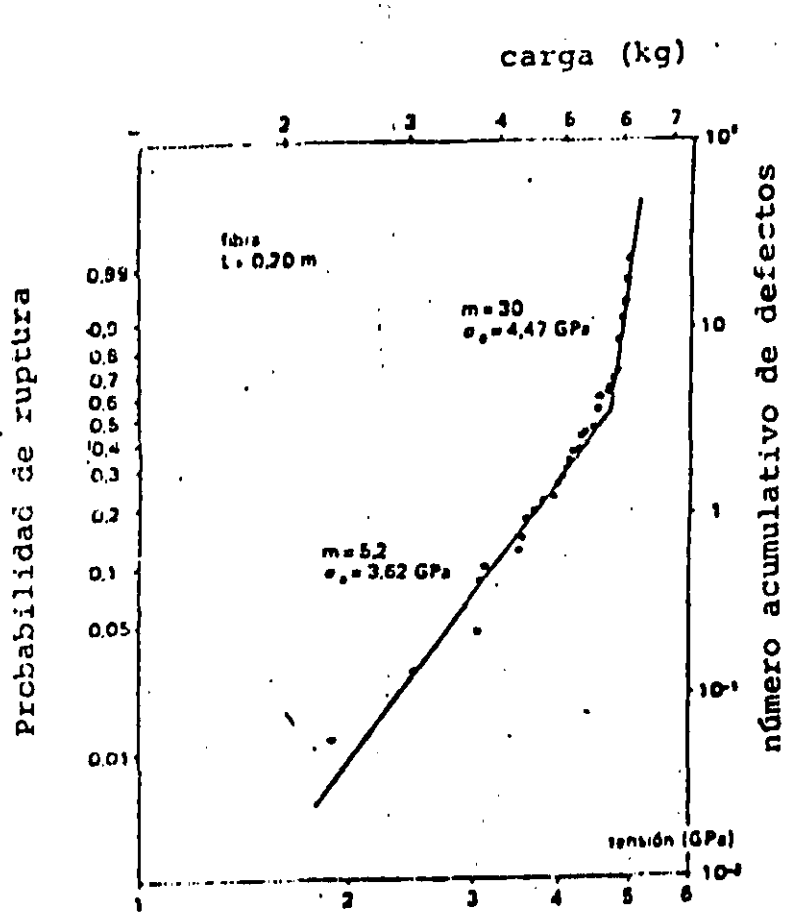


FIGURA 5.-4.- PROBABILIDAD DE RUPTURA EN FUNCION-DEL ESFUERZO-DE-TENSION

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.)

los parámetros geométricos y de materiales en la capa extru-
da, la variación en el control de la fabricación del cable óp-
tico (rugosidades, etc.) y los efectos térmicos.

Las características de este cable le permiten un tamaño redu-
cido y gran flexibilidad, además de lograr una continuidad de
la transmisión en el caso de alguna fisura en la fibra, sin -
embargo los materiales empleados son muy susceptibles a la ab-
sorción de iones OH⁻ y a la compresión lateral, por lo que su
manejo debe ser delicado.

b) Estructuras de cintas densas

Este tipo de estructuras maneja un gran número de fibras óp-
ticas por cable, las cuales se reúnen en una matriz enrollada
en forma de espiral a fin de que el cable óptico soporte me-
jor los radios de curvatura a los que se someta; sin embargo
es importante que se tenga un control de la operación de tor-
ción de la espiral de la matriz, ya que ello implica esfuer-
zos mecánicos variables sobre la fibra de acuerdo a su posi-
ción 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 ma-
triz de 25 mm². Dicha matriz va cubierta exteriormente con--
una capa de polietileno de alta densidad (HDPE) de 12 mm. de
diámetro. Este tipo de estructura se emplea tanto para fibras
multimodo como unimodo. En este último caso se han probado -
con una atenuación promedio de 0.38 dB/Km a 1310 nm y 0.23 --
dB/Km a una longitud de onda de 1550 nm. (4).

Es obvio que este tipo de materiales repercutirán en el com-
portamiento térmico y mecánico de las fibras ópticas, y conse-
cuentemente 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.

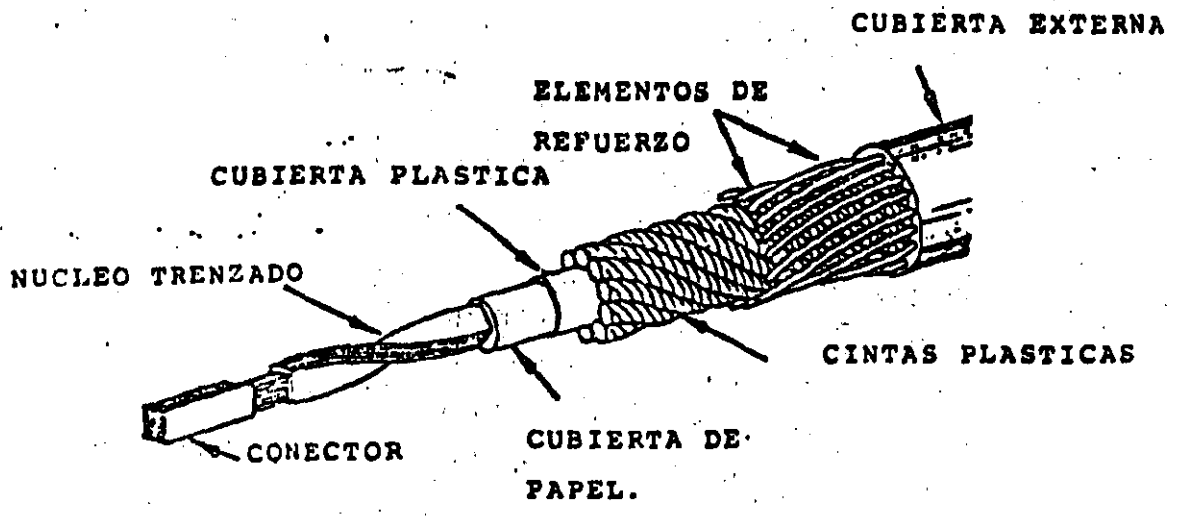


FIG. 5.-6 Cable Óptico que contiene 144 fibras

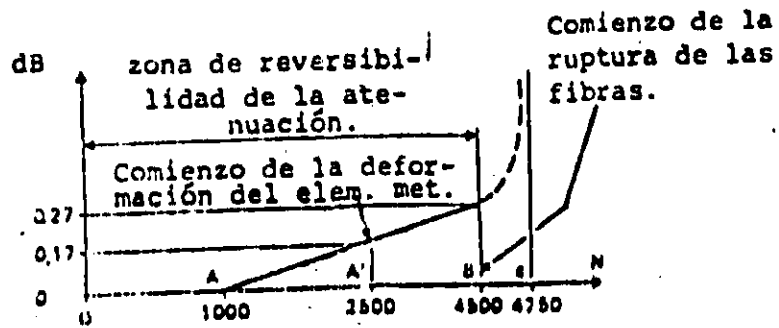


Fig. 5.-8 Comportamiento mecánico de una estructura libre.

héllice de la fibra, generando las pérdidas por doblamientos periódicos. Este efecto produce además una disminución de la ventana hacia la contracción.

Cuando se trata de estructuras libres trenzadas, la ventana de elongación/contracción se determina por medio del espacio libre de la fibra óptica en el tubo (w), la longitud de la héllice del trenzado (L), y el diámetro del círculo (D) (3) (ver fig. 5.-9).

El margen de elongación inducido por el trenzado es mayor 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 lateralmente hacia el centro del núcleo del cable; mientras permanece en un cierto rango, la fibra óptica no sufre esfuerzos hasta que toca la pared interna dentro del tubo que está en contacto con el miembro central de refuerzo. (5)

Esta estructura de tubos puede ser seca o rellena; los enlaces instalados han demostrado que la mayoría de las aplicaciones operan mejor rellenas, ya que además de actuar como una barrera contra la migración del agua al aplicarse tanto dentro como fuera de los tubos, dicha gelatina le sirve como amortiguador a la fibra, a fin de evitar el rozamiento de la misma con las paredes del tubo que la contiene.

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. (3)

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- -----

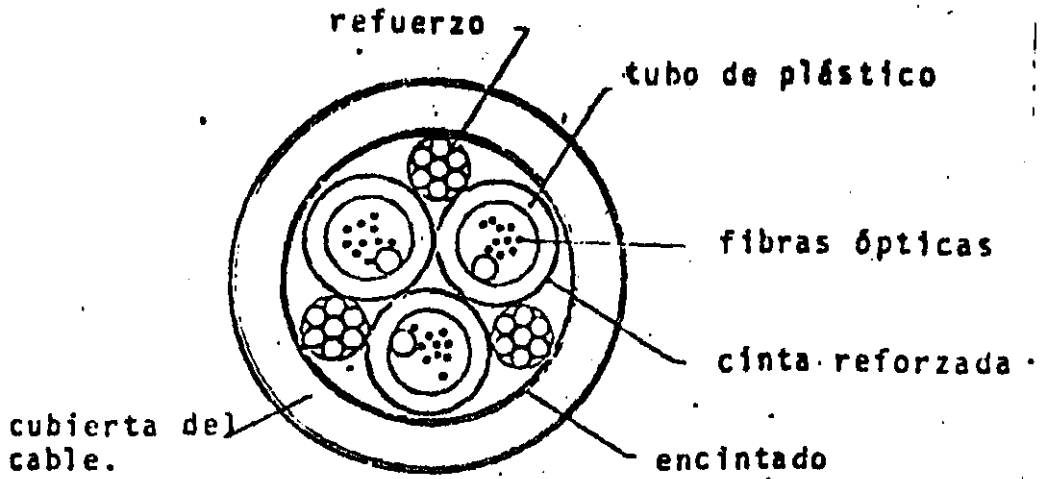


Fig. 5.9 Estructura de fibras libres trenzadas.

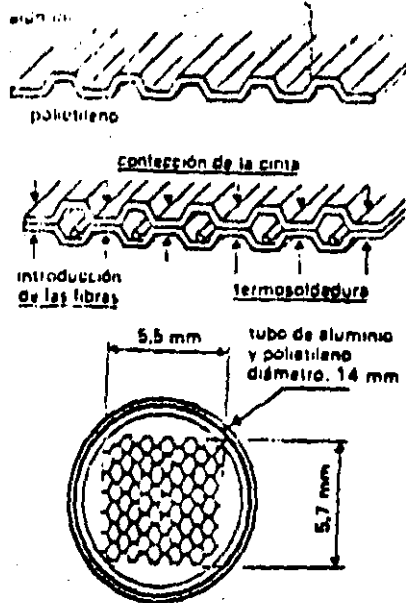


Fig. 5.-10 Estructura de cintas con fibras libres.

tico y 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 (d_e) (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 (D_p), logrando un mejor comportamiento térmico y mecánico del cable. (R_r , R_e , porcentaje de elongación $A\%$, coeficiente de expansión térmica α).⁽⁷⁾

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 (ϵ_c):

$$\epsilon_c = \frac{2\pi^2 (D-h) (h-d_e)}{P^2 + \pi^2 (D-d_e)^2} \quad (5.-5)$$

- 2) El radio de curvatura continuo (R_c), determinado por

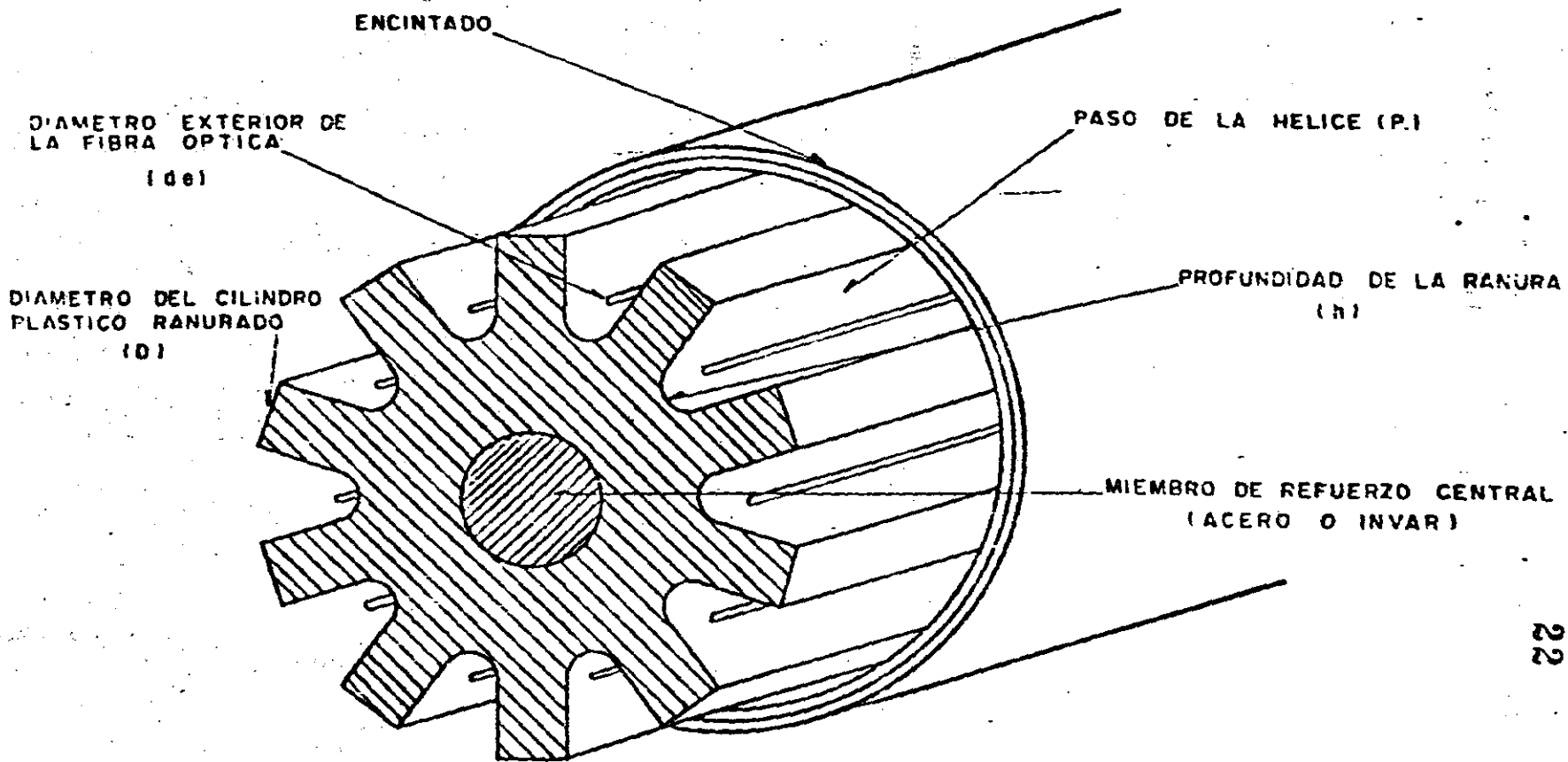


FIG. 5.-11 ESTRUCTURA CILINDRICA RANURADA EN "V"

la hélice del cilindro: ⁽³⁾

$$R_c = \frac{(D-d_e)}{2} \left(1 + \frac{P^2}{\pi^2 (D-d_e)^2} \right) \quad (5.-6)$$

- 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 ⁽³⁾ (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: ⁽⁷⁾

$$\sigma_a = Edf \left[\frac{1}{h-d_e} \left(\frac{1}{1 + \frac{P^2}{\pi^2 (D-d_e)^2}} \right) + \frac{4\epsilon_s}{h-d_e} \right] \quad (5.-9)$$

Siendo Edf 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. ⁽⁸⁾

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. ⁽⁷⁾

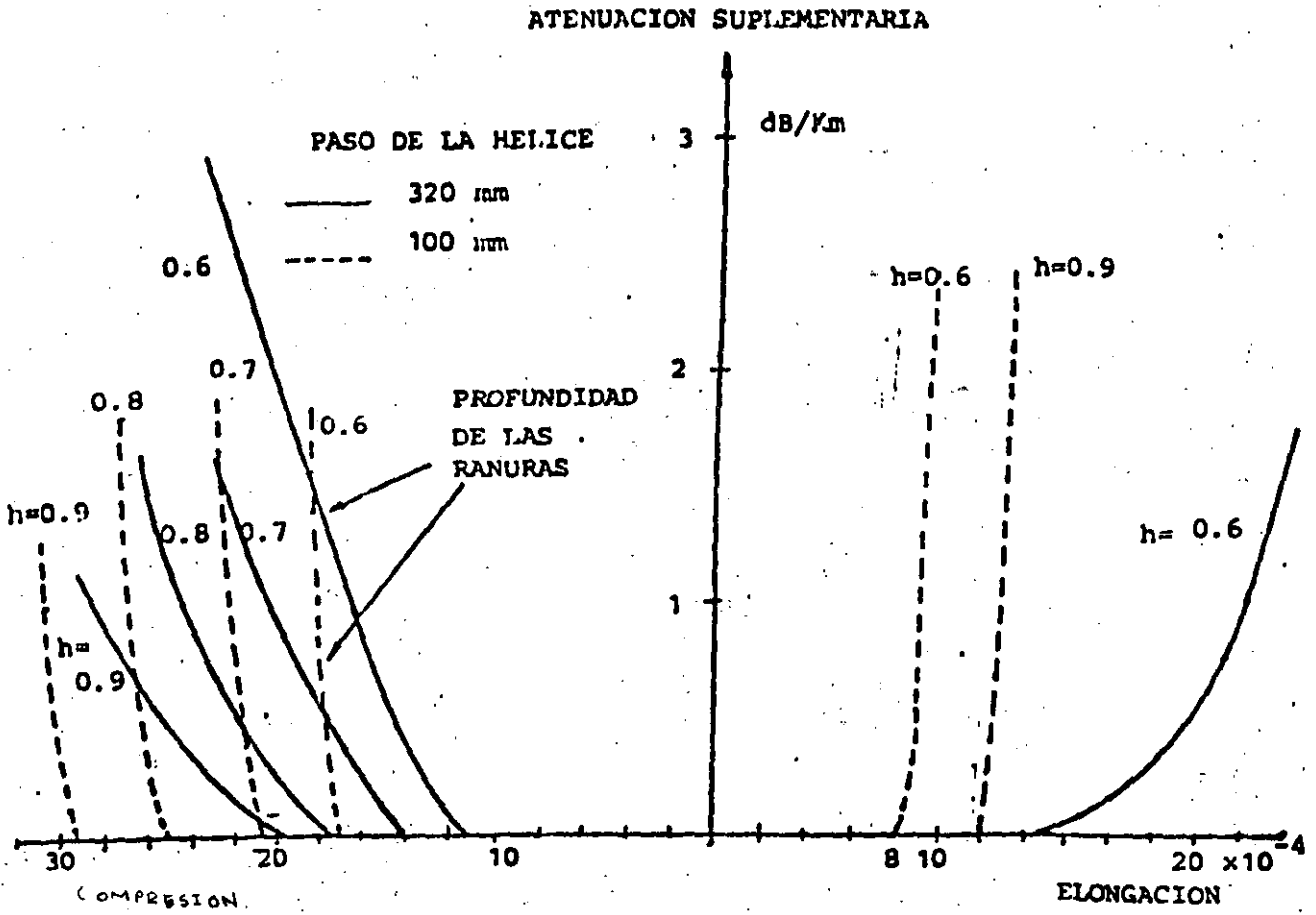


Fig. 5.-12 Atenuación del cable en función de la elongación y compresión para diferentes valores de h.

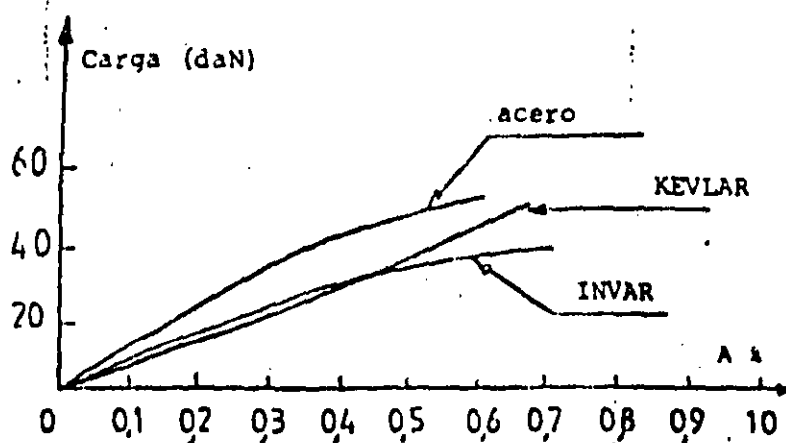


Fig. 5_r-13 Prueba de tensión para el elemento de refuerzo de la estructura cilíndrica ranurada.

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 (FRP), 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 $1.3 \mu\text{m}$, 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 $-60^{\circ}\text{a} + 60^{\circ}\text{C}$.⁽¹⁰⁾

c) Calidad del comportamiento mecánico

De acuerdo a los estudios experimentales realizados, las

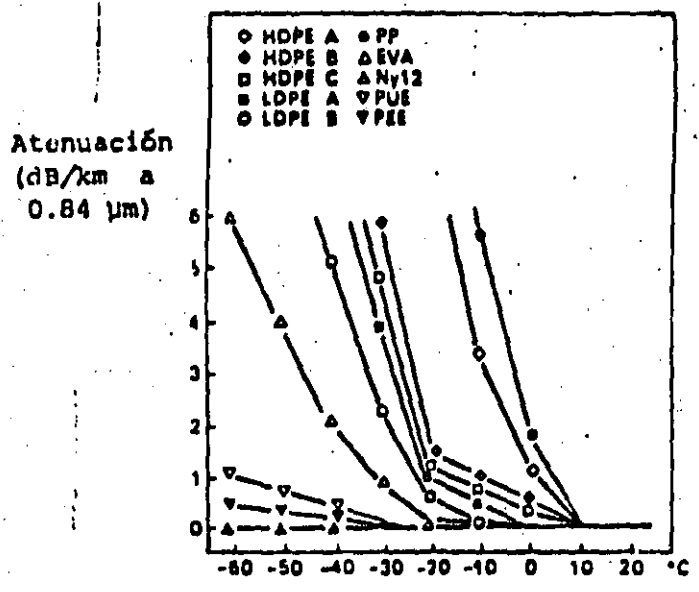


Fig.5.-15 Atenuación adicional de las fibras de tres capas a bajas temperaturas.

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 contruidos 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

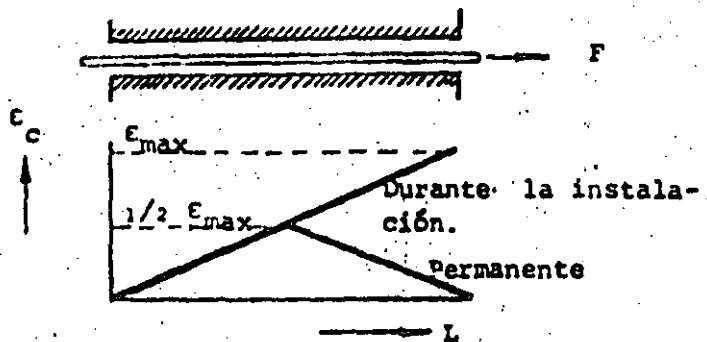
Las aplicaciones del cable de fibra óptica en los sistemas de comunicación se dividen en tres grandes grupos: instalación subterránea o en ductos, instalación aérea, e instalación submarina.

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.

Sin embargo, es importante mencionar que en casos en los que se cruce por áreas con alta inducción electromagnética, es recomendable o bien tomar las precauciones pertinentes para -- aterrizar adecuadamente el blindaje contra roedores, o sustituir dicha protección por un material de refuerzo dieléctrico a base de kevlar o fibra de vidrio con alguna resina, al igual -- que el elemento de refuerzo central.



Valores típicos:

$$F_{max} = 1000 \text{ N}$$

$$\epsilon_{max} = 0.2 \dots 0.4 \%$$

Fig. 5.-16 Deformación permanente para cables en ductos.

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.

El cable unido a mensajero tiene la ³³ventaja 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% ⁽¹⁾ (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;

3434

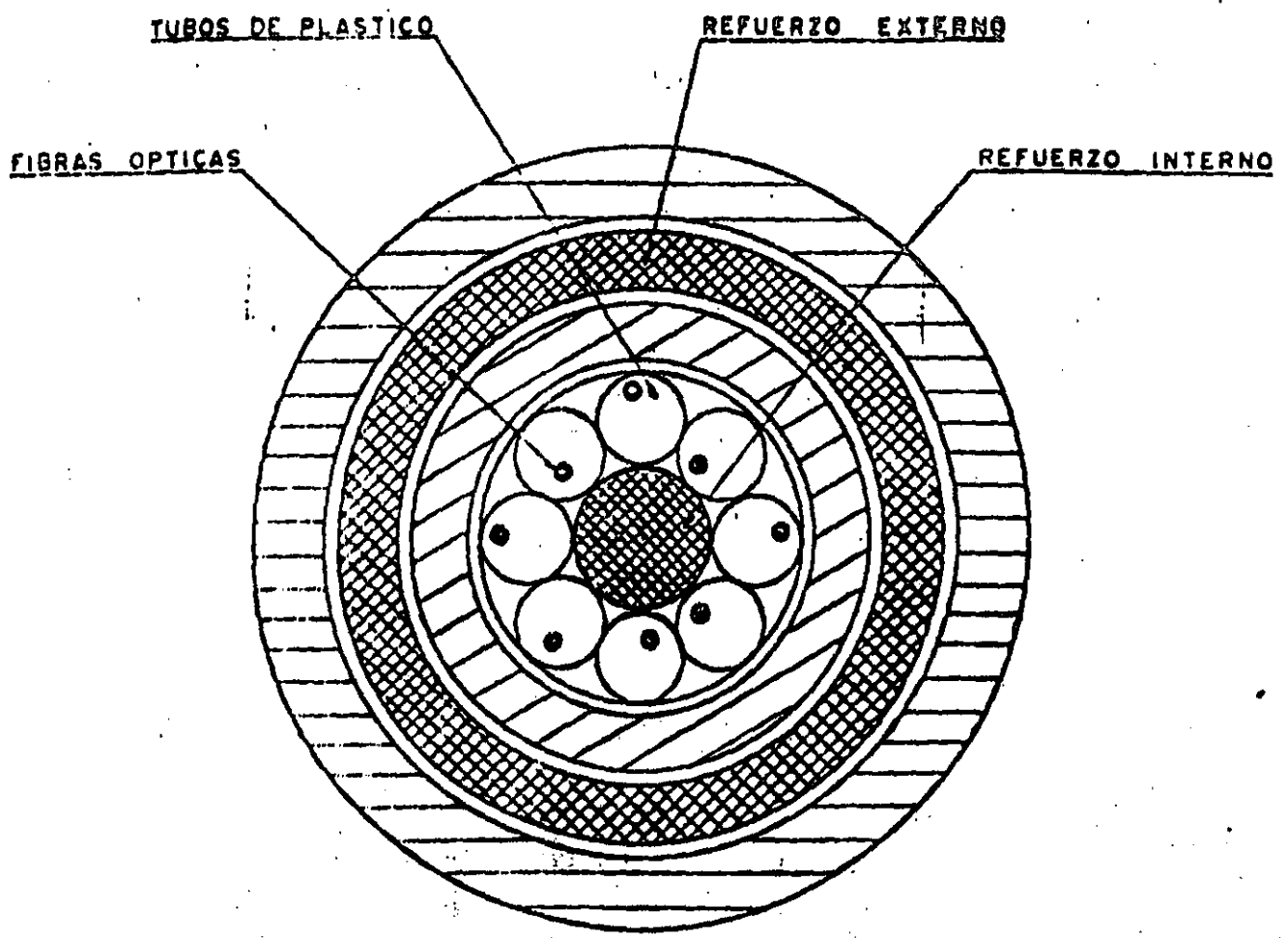
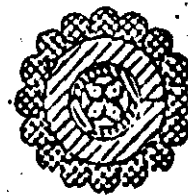
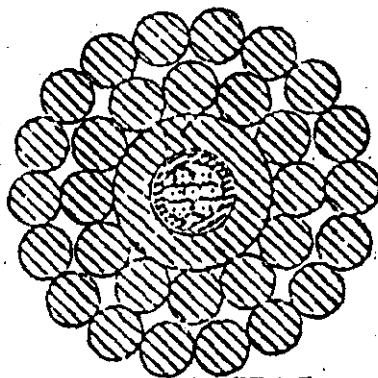


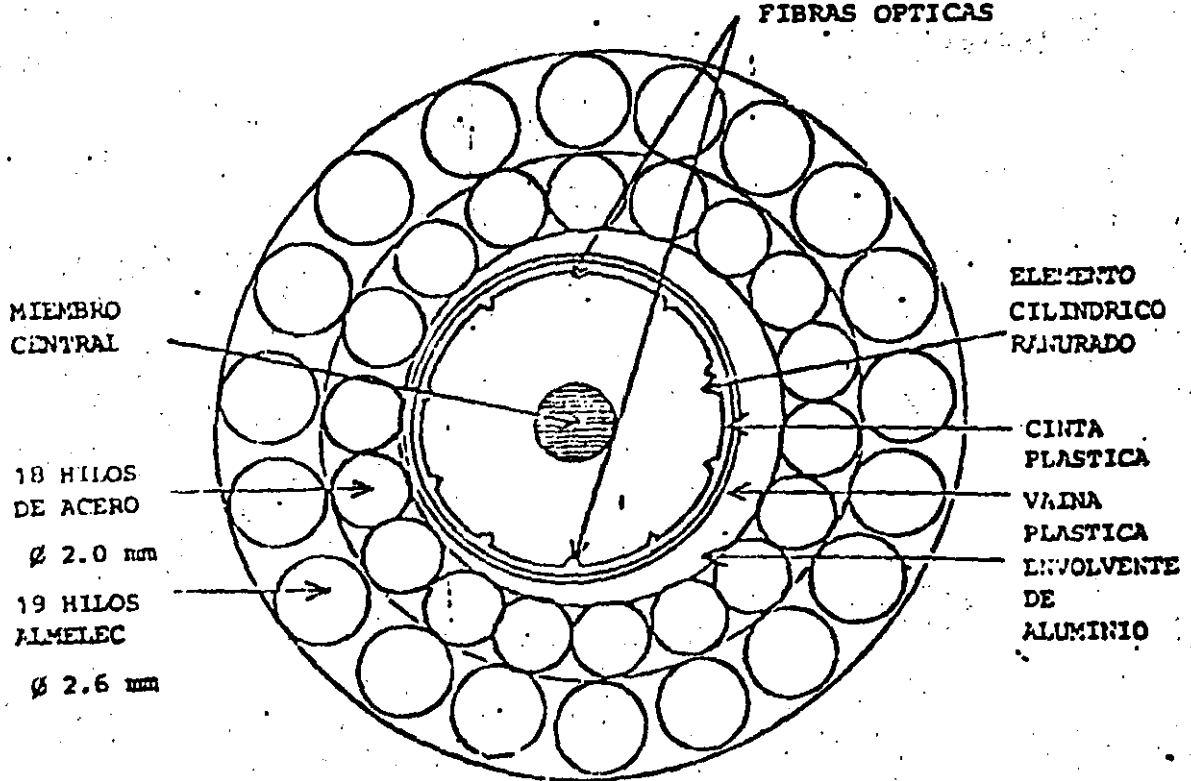
FIG. 5.-17 CABLE AUTOSOPORTADO



Fig. 5.-18 Cable óptico unido a mensajero



FIBRAS OPTICAS



MIEMBRO CENTRAL

18 HILOS DE ACERO

∅ 2.0 mm

19 HILOS ALMELEC

∅ 2.6 mm

ELEMENTO CILINDRICO RANURADO

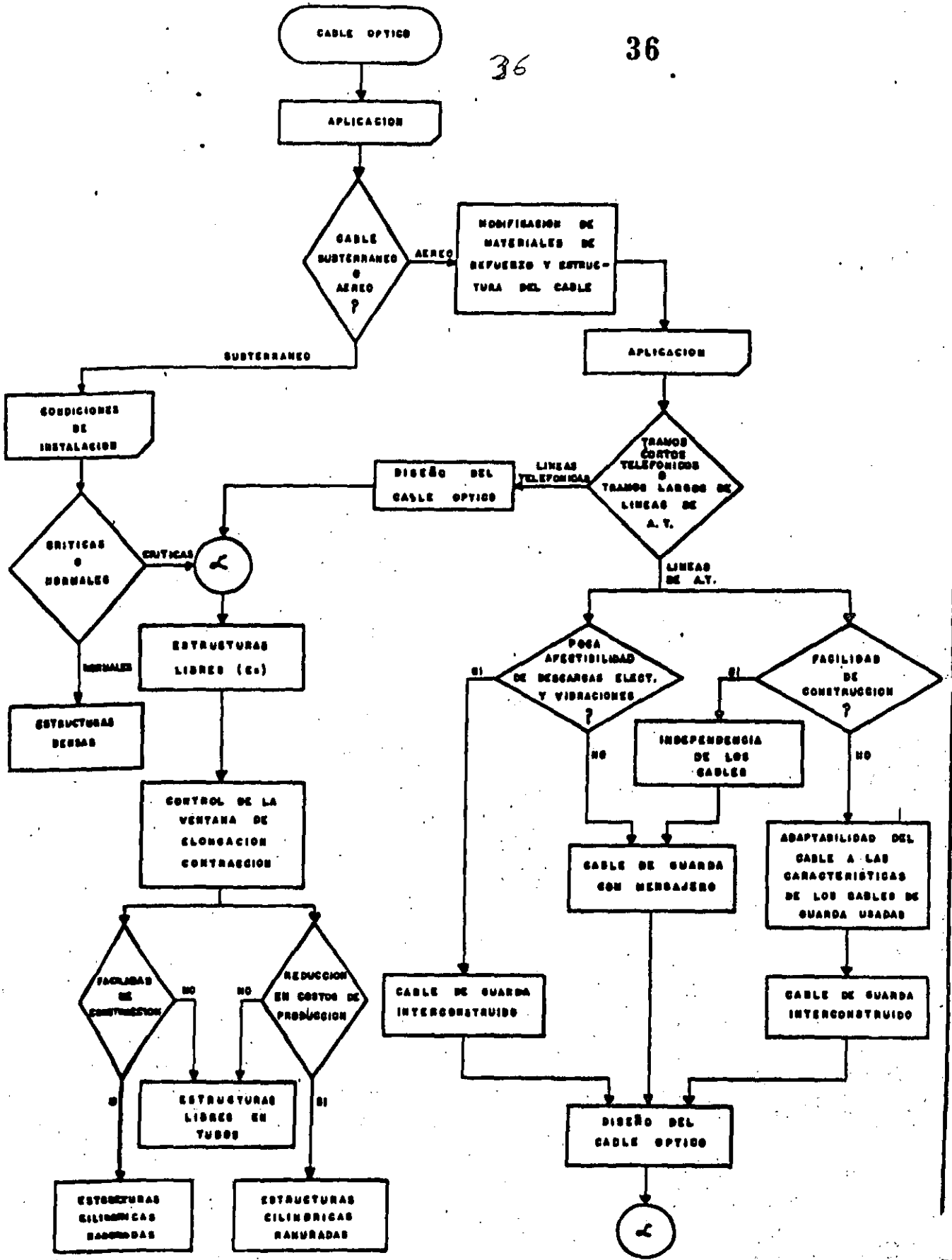
CINTA PLASTICA

VAINA PLASTICA

ENVOLVENTE DE ALUMINIO

DIAMETRO EXTERIOR : 19.5 mm

Fig. 5.-19 Cable óptico interconstruido en el cable de guarda



5-20 DIAGRAMA DE FLUJO PARA EL DISEÑO Y SELECCION DEL CABLE OPTICO SEGUN SUS PRINCIPALES APLICACIONES.

las estructuras de ambos calbes 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; desde hace varios años se ha venido experimentando en países como Japón y Canadá los enlaces submarinos para la intercomunicación entre islas o con el continente. Sin embargo, en 1985 se pretende realizar la instalación -- del primer cable submarino transcontinental que viajará de Estados Unidos hasta Francia e Inglaterra. Dicho cable denominado TAT-8 entrará en operación para 1988 con un costo de inversión de 355 millones USD.; con el objeto de resistir -- las grandes presiones hidráulicas en el fondo del mar y los esfuerzos de tensión durante las maniobras de instalación se requiere una protección mecánica en la que el elemento principal de diseño es el tubo 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 a fin de telealimentar a los repetidores, proporcionando un canal de comunicación de emergencia.⁽¹²⁾ En la figura 5.-20 se resumen -- algunos de los criterios aplicados de acuerdo al tipo de estructuras disponibles para la selección del cable óptico a -- instalar.

5.6.- ESTADO ACTUAL Y TENDENCIAS DE DESARROLLO

En general, el mercado de cables ópticos está muy diversificado

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 sobre todo en medios donde las necesidades son de protección de la calidad de la transmisión, más que de alta velocidad y capacidad. A fin de aumentar la estandarización del uso de conectores se está ofreciendo una fibra con relación 85/125 μ m a fin de sustituir la de 100/140 - anteriormente utilizada.

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. (1)

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. 39

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 (7-9 μm) y diámetro del revestimiento normalizado (125 μm); dichas fibras tienen rangos de atenuación entre 0.2 y 0.3 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 medir diferentes fenómenos con alta resolución y rápida respuesta.

La fibra óptica unimodo está disponible en el mercado de manera comercial, habiendo tenido un crecimiento de demanda a partir de 1984, debido al desarrollo de dispositivos emisores y detectores para operar en rangos de 1300 a 1600 nm con alta calidad, así como de conectores, empalmadores de fusión controlados por microprocesador y OTDR adecuados para trabajar con las dimensiones tan reducidas del núcleo en dicha fibra. Esta ha provocado un descenso de los costos de la misma, resultando ahora más barata una fibra unimodo que la de tipo multimodo.

De lo anterior se puede concluir que la tendencia del mercado actual se inclina hacia el uso de cables ópticos con fibras unimodo, aunque para enlaces de redes locales se emplee la de tipo multimodo de índice escalonado o gradual; la diversificación en el uso de esta tecnología ha generado un abatimiento en los costos de producción, tanto de la fibra óptica como del cable mismo. Se busca pues, tener --

una estructura básica de cable que puede responder a las diferentes condiciones mecánicas y ambientales requeridas para su operación, - asegurando su confiabilidad y durabilidad.

En este momento existen varios tipos de fibras ópticas disponibles en el mercado, con diversas características, de acuerdo a la aplicación; sin embargo, en un principio, las primeras fibras ópticas desarrolladas poseían un núcleo de algunas micras de diámetro, pudiendo transmitir luz en un modo de propagación. Debido a la dificultad de acoplamiento óptico en un núcleo reducido, lo que implicaba altas pérdidas, se buscó el desarrollo de fibras con núcleos de varias decenas de micras, a fin de poder soportar varios modos de propagación. Dichas fibras fueron utilizadas comercialmente en conjunto a fuentes semiconductoras laser de GaAlAs con longitudes de onda entre 800 y 900 nm (primera ventana). Posteriormente, la investigación ha demostrado que se pueden obtener más bajas atenuaciones y un mayor ancho de banda trabajando a 1300 nm (segunda ventana) a través de láseres de tipo InGaAsP.

Conforme el desarrollo de la óptica de acoplamiento y de empalme se ha ido mejorando, y las características de concentricidad y ovalamiento del núcleo en la fibra unimodo se han perfeccionado, se ha podido lograr la comercialización de la fibra unimodo de índice escalonado en forma masiva desde 1985, lo que ha permitido atacar el mercado del cable troncal de alta capacidad. Asimismo, ya se encuentra disponible la Cuarta Generación de fibra óptica con mayor ancho de banda operando a 1550 nm, y con atenuaciones del orden de 0.15 dB/km, permitiendo espaciamiento de repetidores hasta de 100 km. Sin embargo, el ancho de banda no es infinito: la dispersión del material y la de guía de onda son sus principales limitantes; la primera debido a la variación de respuesta del índice de refracción con la longitud de onda, la segunda ocurre porque la luz en la fibra óptica unimodo no se confina por completo en el núcleo, sino que un 20% de ésta viaja en el revestimiento adyacente, núcleo de índice escalonado.

Ambos factores se han logrado cancelar en fibras de silicio dopadas con germanio a 1300 nm lográndose "cero dispersión"; esto también ha ayudado en las fibras de índice graduado, ya que elimina el aumento de la dispersión, logrando un incremento en el ancho espectral de la fuente.

En la actualidad la fibra unimodo permite transmitir arriba de 400 Mb/s con espaciamiento de repetidores de varias decenas de kilómetros; sin embargo, la máxima velocidad de transmisión y la distancia de alcance tanto en las fibras como en las fuentes láser se encuentran poco optimizadas, ya que la "cero dispersión" se localiza a 1300 nm, mientras que la mínima pérdida está en 1550 nm, y como la dispersión es proporcional al ancho de la fuente espectral, la optimización puede lograrse haciendo más angosto el ancho espectral del laser, o disminuyendo la dispersión a 1550 nm.

En el primer caso, la Compañía AT&T ha logrado estabilizar --- láseres en longitud de onda, transmitiendo a 4 Gb/s a través - de 103 km. de fibra unimodo sin repetidor (13). A pesar de es - tos resultados todavía es compleja la estructura de soporte pa - ra dichas fuentes a 1550 nm como para volverse totalmente co - merciales.

La otra alternativa es reducir la dispersión en la fibra, ya - sea corriendo la longitud de "cero dispersión" a 1550 nm o dis - tribuyendo la dispersión hacia un valor mínimo sobre un rango de mayor cobertura. La dispersión del material es difícil de - alterar, por lo que se ha preferido modificar la dispersión de guía de onda, pasando de un diseño de índice escalonado simple a perfiles más complejos como se muestran en la Fig. 5-21; de esta forma, la suma de ambas dispersiones pueden generar valo - res de cero o de muy baja dispersión sobre valores entre 1300 y 1550 nm, éstas se conocen como fibras de "dispersión corri - da" y de "dispersión aplanada" respectivamente. Las primeras - son fáciles de fabricar, ya que requieren que los parámetros - de diseño de la fibra se ajusten para optimizar la dispersión a una longitud de onda. En el caso de las fibras con "disper - sión aplanada" son más complejas de diseñar porque el ajuste se efectúa sobre un rango relativamente amplio. No obstante, Cor - ning Glass Works ha logrado fabricar fibra óptica con valores de atenuación ligeramente mayores a los normalmente obtenidos con el diseño de "dispersión-corrida" a 1550 nm. Aunque nunca se puedan obtener las ventajas de maximizar la tasa de trans - misión con respecto a la distancia, este diseño permite contem - plar la posibilidad de multiplexar en el dominio de la longi - tud de onda (WDM) y así optimizar el uso de la fibra a futuro, pudiendo trabajar a 1300 nm y a 1550 nm.

El siguiente nivel de sofisticación en los sistemas de comu - nicación ópticos requiere de una alta calidad en la sensibili - dad del receptor, lo cual puede obtenerse por medio de una --- detección homodina o heterodina de la señal. Este sistema pue - de permitir el manejo de WDM de varias portadoras ópticas con una separación muy angosta comparado con el espaciamento de - diversos canales multiplexados de manera convencional. En la - Fig. 5-22 se observan las diferentes generaciones de sistemas por fibras ópticas (14).

Para lograr esta transmisión óptica "coherente", es necesario el uso de fibras no convencionales ya que las de tipo unimodo normalmente propagan dos modos ortogonalmente polarizados de - muy bajo orden; para solucionar dicho problema, ya que evita - la igualdad en los estados de polarización de la señal transmi - tida con el oscilador local, se fabrican a nivel experimental fibras uni-polarizadas mediante el manejo de simetrías no cir - culares en el índice de refracción del núcleo o cercano a él.

Finalmente, se está experimentando con fibras ópticas a longi - tudes de onda mayores a 1800 nm a fin de obtener atenuaciones menores de señal.

LOCALIZACION SIMPLE

REVESTIMIENTO A DEPRESION

PERFIL TRIANGULAR

TIPO W

PERFIL SEGMENTADO

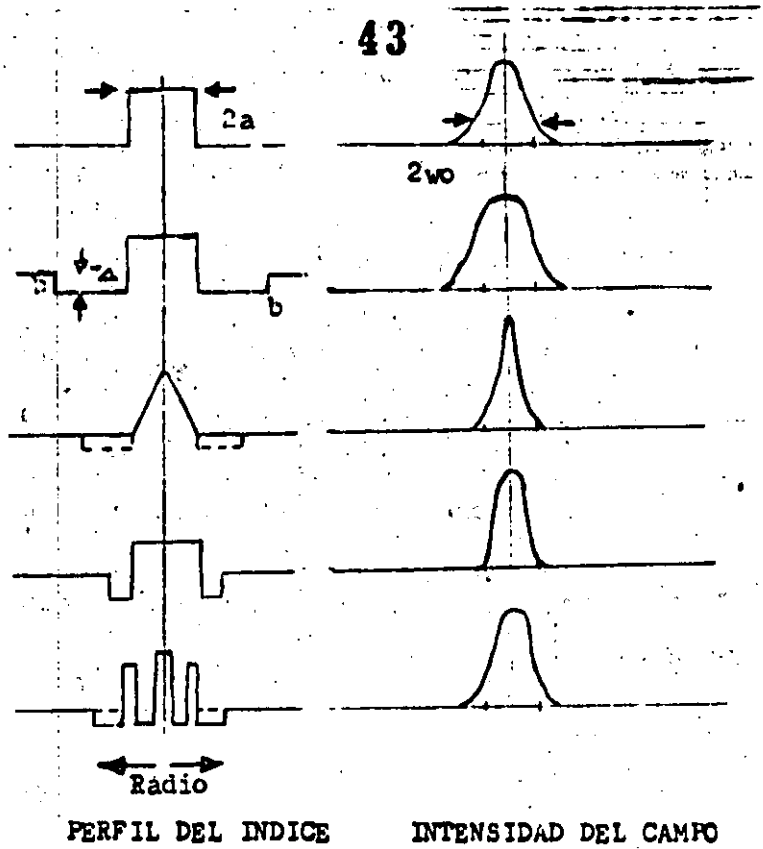
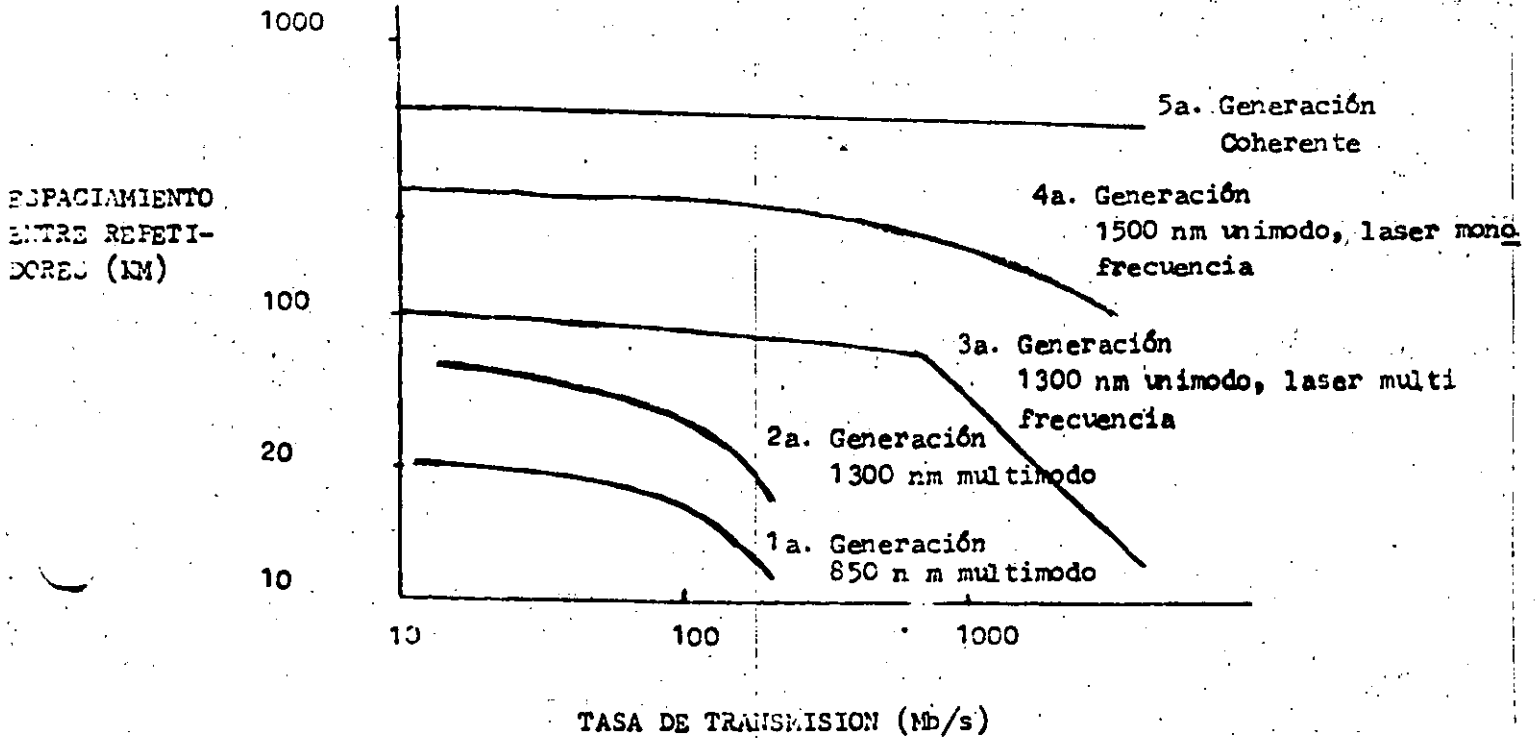


FIG. 5.22 5 GENERACIONES EN SISTEMAS DE COMUNICACION POR FIBRA OPTICA



Dichas fibras requieren de materiales cuya absorción por vibración molecular ocurre solo a grandes longitudes de onda; esto puede lograrse reduciendo las fuerzas de doblez y/o incrementando la vibración de masas. Las alternativas son las siguientes:

- Reemplazo del silicio por materiales más pesados (Ge, Pb, Ca, Ba).
- Reemplazo del oxígeno por elementos como S, Se y Te.

Resulta generalmente cierto que una reducción de las fuerzas de doblez es acompañada por un incremento de la actividad química. De esta forma, el vidrio se vuelve más sensitivo en los procesos de envejecimiento. Es por ello que existe un compromiso entre la transmisión y su estabilidad.

Sin embargo, aunque los problemas tecnológicos no están completamente resueltos, se espera la disponibilidad en la próxima década de fibras con atenuaciones mucho menores a 0.1 dB/km. en el rango de los 2000 a los 5000 nm (15).

- 1.- Corning Glass Works, información técnica, Febrero 1985.
- 2.- Midwinter J.E., "Optical Fibres for Transmission" John Wiley & Sons, New York, 1979, 260-307.
- 3.- Le Noane G., "Cables de Fibras Opticas", Boletín de Telecomunicaciones, 48(11), 1981, 649-656.
- 4.- Baden, J.L., AT&T Bell Labs, "Single Mode Ribbon Cable and Array Splicing" OFC 85 Febrero. Pag. 106
- 5.- 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
- 6.- Bark P.R., U. Oestrich y G. Zeidler, "Fiber Optic Cable Design Testing and Installation Experiences", 27th International Wire & Cable Symposium Proceeding, 1978, 379-384.
- 7.- Boscher D.G. LeNoane, Q.B. Nonclercq y A. Zaganlaris "Optical Fibre Cables Using V-Grooved Cylindrical Units: High Performance Cable", Fiber & Integrated Optics, 4(1), 1982, 67-94.
- 8.- Boscher D., Q.B. Nonclercq, "Ultra Low Loss Optical Fibre Cable Design and Characterization" Comunicación escrita CNET, Lannion Francia.
- 9.- Vecchis M. de, J. P. Huillin y J.C. Staath, "Ultra Low Loss Cables Using the Cylindrical V-Grooved Structure", Thomson CSF/LTT, 30th International Wire & Cable Symposium Proceeding, 1981, 228-235.
- 10.- Información Técnica Thomson CSF, "Cables de Fibra Optica".
- 11.- Oestrich, V., Zeidler, G., Bark, P.R., Lawrence, D.O., Fiber Optic Cable for application. International Wire & Cable Symposium proceedings 1980, pp. 394-400.
- 12.- Light Wave, the journal of Fiber Optics, Febrero 1985. 22-23.
- 13.- KECK, DONALD: "Fundamentals of Optical Waveguide Fibers" Comms. Vol. 23. No. 5 May, 1985 pp. 17-22.
- 14.- Basch, Brown; "Introduction to Coherent Optical Fiber Transmission", IEEE Comms. Vol. 23. No. 5 May, 1985. pp 23-29.
- 15.- Oestreich, U., Zeidler, G.; "Development Trends in Fiber and Cable" Telcom Report 6 "Optical Communications" (1983) pp 198-201.

- 1.- Corning Glass Works, información técnica, Febrero 1985.
- 2.- Midwinter J.E., "Optical Fibres for Transmission" John Wiley & Sons, New York, 1979, 260-307.
- 3.- Le Noane G., "Cables de Fibras Opticas", Boletín de Telecomunicaciones, 48(11), 1981, 649-656.
- 4.- Baden, J.L., AT&T Bell Labs, "Single Mode Ribbon Cable and Array Splicing" OFC 85 Febrero. Pag. 106
- 5.- 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.
- 6.- Bark P.R., U. Oestrich y G. Zeidler, "Fiber Optic Cable Design Testing and Installation Experiences", 27th International Wire & Cable Symposium Proceeding, 1978, 379-384.
- 7.- Boscher D.G. LeNoane, Q.B. Nonclercq y A. Zaganiaris "Optical Fibre Cables Using V-Grooved Cylindrical Units: High Performance Cable", Fiber & Integrated Optics, 4(1), 1982, 67-94.
- 8.- Boscher D., Q.B. Nonclercq, "Ultra Low Loss Optical Fibre Cable Design and Characterization" Comunicación escrita CNET, Lannion Francia.
- 9.- Vecchis M. de, J. P. Huilin y J.C. Staath, "Ultra Low Loss -- Cables Using the Cylindrical V-Grooved Structure", Thomson CSF/LTT, 30th International Wire & Cable Symposium Proceeding, 1981, 228-235.
- 10.- Información Técnica Thomson CSF, "Cables de Fibra Optica".
- 11.- Oestrich, V., Zeidler, G., Bark, P.R., Lawrence, D.O., Fiber - Optic Cable for application. International Wire & Cable Symposium proceedings 1980, pp. 394-400.
- 12.- Light Wave, the journal of Fiber Optics, Febrero 1985. 22-23.
- 13.- KECK, DONALD: "Fundamentals of Optical Waveguide Fibers", Comms. Vol. 23. No. 5 May, 1985 pp. 17-22.
- 14.- Basch, Brown; "Introduction to Coherent Optical Fiber Transmission", IEEE Comms. Vol. 23. No. 5 May, 1985. pp 23-27.
- 15.- Oestreich, U., Zeidler, G.; "Development Trends in Fiber and Cable" Telcom Report 6 "Optical Communications" (1983) pp 198-201.

MEDICION

CARACTERIZACION DE FIBRAS OPTICAS

La determinación de las propiedades físicas y de transmisión de una fibra óptica es una necesidad bajo muchos puntos de vista: investigación experimental, acompañamiento o seguimiento durante la producción, proyecto de un sistema, evaluación de una instalación, etc.

Han sido desarrollados diversos métodos de medición que deben ser precisos y prácticos en la utilización, debiéndose establecer patrones internacionales de referencia.

Los parámetros de mayor interés en una fibra óptica para quien proyecta un sistema y que son normalmente presentados como datos de catálogo son:

- Diámetro del núcleo
- Diámetro del cladding
- Atenuación
- Dispersión o ancho de banda
- Apertura numérica
- Perfil de índice de refracción

Otros parámetros más específicos, relacionados o no con los anteriores son de interés solamente para quien desarrolla un proceso productivo y no serán discutidos aquí.

La presentación de los métodos de medición será primero para fibras multimodo y posteriormente para fibras unimodo.

DISTRIBUCION MODAL DE EQUILIBRIO

La determinación exacta de las propiedades de transmisión de una fibra multimodo encuentra una dificultad fundamental: cada uno de los muchos modos de propagación de la fibra muestra un comportamiento particular, tanto del punto de vista de atenuación como en el atraso en tiempo de propagación.

Además de este comportamiento diferenciado entre los modos, se suma también el fenómeno de transparencia de potencia entre ellos, o acoplamiento entre modos. Este acoplamiento está asociado a perturbaciones geométricas o de composición de la fibra y en fibras de buena calidad es causado por fenómenos externos como microcurvaturas o uniones.

De esta forma, tanto atenuación como ancho de banda de una fibra multimodo no están definidos exactamente, pero dependen de las condiciones de excitación de la fibra, y también de las perturbaciones que favorecen o no el acoplamiento entre modos. Otra consecuencia de esta distribución de potencia y acoplamiento entre los modos es que la atenuación y el ancho de banda no son generalmente funciones lineales con la longitud y, por lo tanto, una extrapolación de valores obtenidos para longitudes diferentes es siempre válida.

Se verifica también que después de cierta longitud de fibra la transferencia de energía entre los modos, producirá una distribución de modos que a partir de ahí, se propaga inalterada, desde que la fibra no esté sujeta a grandes perturbaciones mecánicas. Este es el llamado estado estacionario de propagación o distribución de equilibrio.

1.- MEDIDA DE LA ATENUACION

Las señales luminosas que se propagan a lo largo de una fibra sufren atenuación, o sea, una pérdida de energía debido a procesos de absorción e irradiación. En la mayoría de los casos y especialmente para quien proyecta un sistema, el parámetro mas importante es la atenuación total de la fibra que engloba todos los factores de causa sin distinción. Los procesos que causan atenuación están en función de la longitud de onda y, por lo tanto, una medida de atenuación en función de la longitud de onda (atenuación espectral) es siempre útil pues permite identificar regiones de menor pérdida para una determinada fibra.

Para una fibra uniforme en condición de equilibrio, la atenuación para una determinada longitud de onda (λ) entre dos puntos, 1 y 2, separados por una distancia L es dada por:

$$\alpha(\lambda) = 10 \log (P_1/P_2) \text{ dB/km} \\ L \text{ (km)}$$

P_1 = Potencia luminosa en sección 1

P_2 = " " " " 2

Por lo tanto, conociendo P_1 y P_2 y la longitud del tramo en cuestión, determinamos la atenuación de este tramo en dB/km. Tres métodos son empleados para la determinación de P_1 y P_2 :

1.1 Medida de la atenuación por "Cut-Back"

Esta técnica es una aplicación directa de la definición de atenuación anterior. Consiste en la determinación de la potencia óptica en dos puntos distintos de la fibra, una en el extremo de salida (P_2) y la otra en un punto próximo al extremo de entrada (P_1), después de efectuado un corte de fibra.

De esta manera mantenemos fijas las condiciones de prueba, aumentando la precisión de la medición.

Un esquema de un montaje típico de esta medida se muestra a continuación:

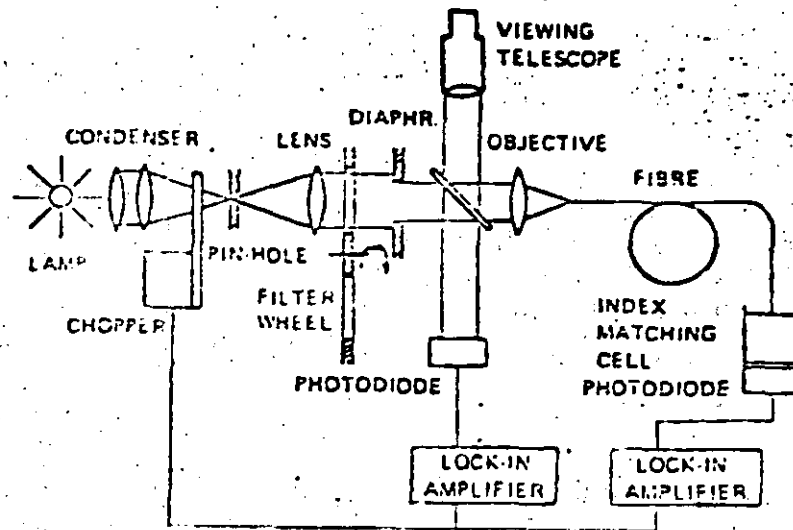


Fig. 1.1 Esquema del conjunto de medición de atenuación por el método "Cut-Back"

Para medidas espectrales, la fuente luminosa debe ser de gran capacidad espectral, luz blanca y un monocromador o filtro para seleccionar la longitud de onda de la medición.

La luz enviada en la fibra debe satisfacer las condiciones de equilibrio.

La luz pasa por un modulador mecánico (chopper) que permitirá una detección sincrónica, suprimiendo de esta forma la influencia de la luz ambiental.

La detección de la señal óptica normalmente se hace por un fotodiodo de silicio para longitud de onda hasta 1800 nm.

Este tipo de medición tiene el inconveniente de ser destructiva (siempre se pierde un trecho inicial de 1 a 2 metros donde se hace el enlace), y de requerir acceso a las dos extremidades de la fibra en el lugar de medición, siendo difícil en caso de cable instalado.

1.2 Medida de la atenuación por Inserción

Es una técnica que deriva de la anterior, utilizando inclusive el mismo equipo.

Se determina la potencia de salida de la fibra como en el caso anterior y se admite conocida la potencia de entrada, lo cual no siempre es verdadero. Esto requiere una calibración del equipo para determinar la potencia acoplada a la fibra, además de ventajas de no ser destructivo y no exigir el acceso a las dos extremidades de la fibra junto al equipo detector.

Como desventaja, es menos preciso que el método anterior, debido a lo incierto en la potencia enviada en la fibra.

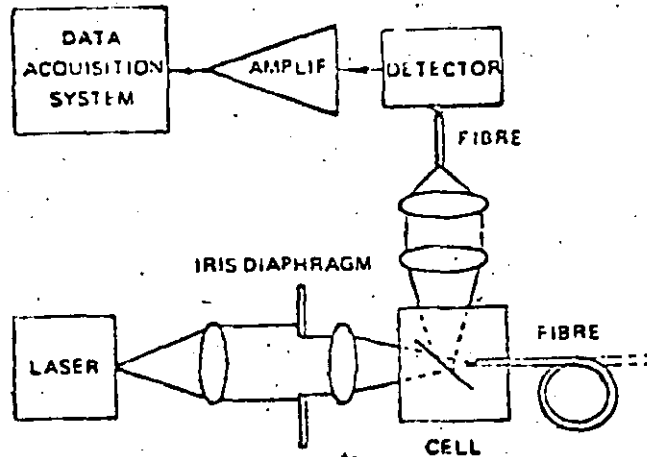
1.3 Medida de la atenuación por Retroesparcimiento (Backscattering)

Esta técnica consiste en la inyección de un impulso luminoso en una extremidad de la fibra y en el monitoreo (en la misma extremidad), de la luz que es retrodifundida a medida que se propaga.

El principio teórico del método se fundamenta en el mecanismo de esparcimiento Rayleigh, el cual origina un esparcimiento de la energía luminica en todas direcciones, con una distribución proporcional a $1 + \cos^2(\Theta)$, y donde Θ representa el ángulo entre la dirección de propagación, en el sentido de transmisión, y la de retroesparcimiento.

De la energía que se esparce en cada punto de la fibra, sólo una fracción, S , se mantiene dentro del núcleo y regresa hacia el extremo por el cual se había inyectado la luz.

Esta luz retrodifundida será guiada por la fibra y puede ser detectada en la misma extremidad de inyección a través de un sistema óptico conveniente. Un montaje típico para esta medida es el siguiente:



Montaje del sistema de medición de atenuación por el método de retrodifusión.

De esta forma, para cada instante a partir de la inyección del impulso en la extremidad de la fibra una señal retroesparcida correspondiente a un determinado punto de la fibra.

Sabiendo la velocidad de propagación de la luz en la fibra, si observamos la señal retroesparcida en un osciloscopio, podemos calibrar la escala de tiempos en unidades de longitud de fibra y obtendremos una figura que nos muestra el comportamiento de la luz a lo largo de la fibra.

Recordando que los impulsos retroesparcidos observados recorren un determinado trecho de fibra dos veces (ida y vuelta), la señal observada corresponde a dos veces el tiempo de recorrido de la fibra y la atenuación de la fibra puede calcularse por:

$$\alpha = \frac{20}{(t_s - t_0) \cdot V_g} \log P_s / P_e \text{ [dB / Km]}$$

- V_g = Velocidad de propagación de la luz en la fibra
- t_s = Tiempo de salida del impulso de luz en la fibra (km/s)
- t_0 = Tiempo inicial
- P_s = Potencia de salida
- P_e = Potencia de entrada

Este método es bastante interesante porque además de que no es destructivo y necesitar solo una extremidad de la fibra para ser medida, también proporciona informaciones detalladas de atenuación de señal a lo largo de la fibra, permitiendo la localización y determinación de la atenuación en uniones y defectos localizados además de ser bastante repetitiva. Como desventajas no permite medidas espectrales, trabaja con señales muy bajas, obligando al uso de procesos sofisticados de filtrado.

2.- MEDIDA DE LA RESPUESTA EN BANDA BASE.

Varios mecanismos de alargamiento de impulso están presentes en una fibra óptica, incluyendo la dispersión modal, material y de guía de onda. Por lo tanto, es importante especificar las condiciones en que se hace la medición (longitud de onda y ancho espectral de la fuente, geometría del lanzamiento, etc.) de modo a dar significado al valor de banda pasante obtenido. Para la determinación de la capacidad de transmisión de la fibra, dos valores pueden medirse, la respuesta al impulso en el dominio del tiempo y la función de transferencia en el dominio de las frecuencias. Si la fibra tuviera comportamiento lineal en potencia se puede mostrar que la respuesta al impulso y la función de transferencia están ligadas por la transformada de Fourier. Por lo tanto, en principio es posible pasar de un valor a otro matemáticamente.

2.1 Medida en el Dominio del Tiempo:

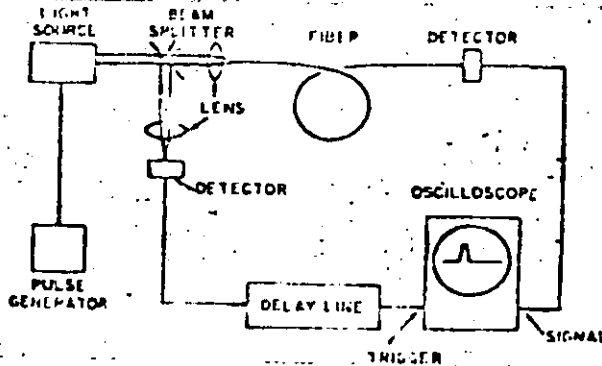
La manera más simple de obtener la respuesta a impulso de una fibra es enviando un impulso lumínico estrecho a través de la fibra y detectando el impulso de salida en la otra extremidad.

Si los impulsos fueran Gaussianos, la respuesta al impulso o alargamiento de impulso puede ser dada por la fórmula:

$$\sigma_p^2 = \sigma_s^2 - \sigma_e^2$$

Donde σ_p , σ_s y σ_e son las magnitudes de respuesta al impulso, del impulso de salida al de entrada, respectivamente.

Un montaje experimental para esta medida es el siguiente:



Esquema de medición de banda por el método impulsivo

Si los impulsos no fueran Gaussianos, se debe usar una desconvolución para obtener la respuesta al impulso.

La banda pasante puede obtenerse aplicando una transformada de Fourier a la respuesta al impulso. En la práctica son calculadas las transformadas de Fourier de los impulsos de entrada y salida, y una función de transferencia se calcula por la relación entre las transformadas.

La dispersión tiene unidades ns/km, además no varía linealmente con la longitud de la fibra.

2.2 Medida en el Dominio de Frecuencia

La función de transferencia $G(\omega)$ de una fibra puede ser directamente calculada por transformada de Fourier y a partir de $g(t)$, como se vió anteriormente. Como errores experimentales y de cálculo reducen, algunas veces, la precisión de esta medida, siendo interesante la obtención de $G(\omega)$ en el dominio de las frecuencias directamente. Un esquema para esta medida es como sigue:

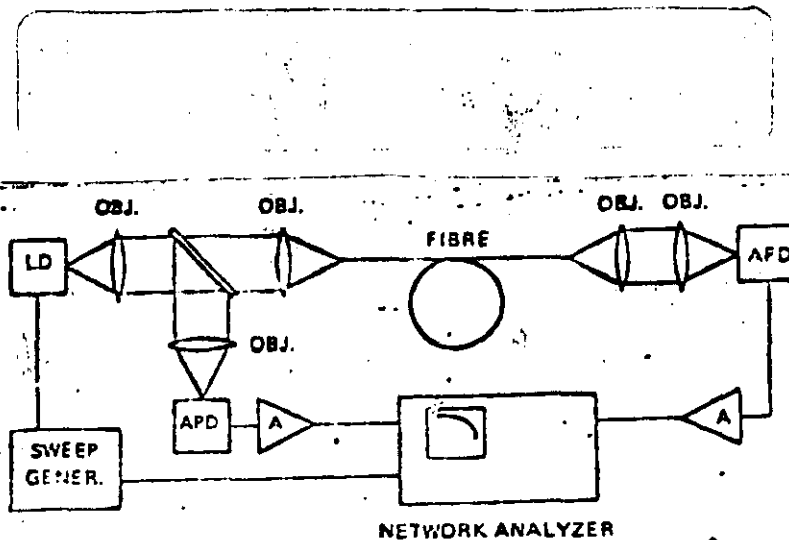


Diagrama de medición de banda en el dominio de frecuencia

Una fuente luminosa (láser) es modulada senoidalmente con frecuencia variable. La luz modulada es introducida en la fibra, cuya salida es detectada y enviada a un analizador de espectro o de red registrada. La misma medida se hace en un tramo corto de fibra (referencia) y el módulo de función de transferencia está dado por:

$$G(\omega) = P_s(\omega)/P_e(\omega)$$

donde: $P_s(\omega)$ es la señal de salida de fibra

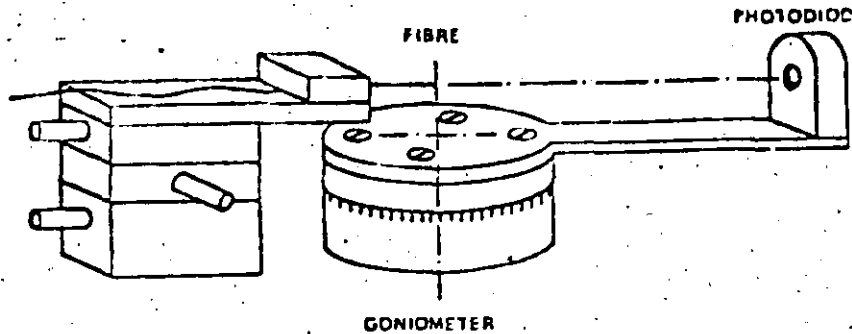
$P_e(\omega)$ es la señal de salida de referencia o de entrada de la fibra.

3.- MEDIDA DE ABERTURA NUMERICA

La abertura numérica se calcula fácilmente a partir de los índices de refracción del núcleo y el revestimiento. Para una fibra con salto de índice, ésta posee un único valor y corresponde al ángulo máximo de aceptación de luz. Para fibras de índice gradual debemos definir una abertura numérica local para cada punto de núcleo, después el índice de refracción varía en función del radio.

Si no disponemos de los valores de índice de refracción para el cálculo, podemos determinar la abertura numérica a través de un análisis de campo distante irradiado por un tramo corto de fibra ($\approx 1m$).

Un montaje experimental para la medida de campo distante es la siguiente:



Medición de Abertura Numérica

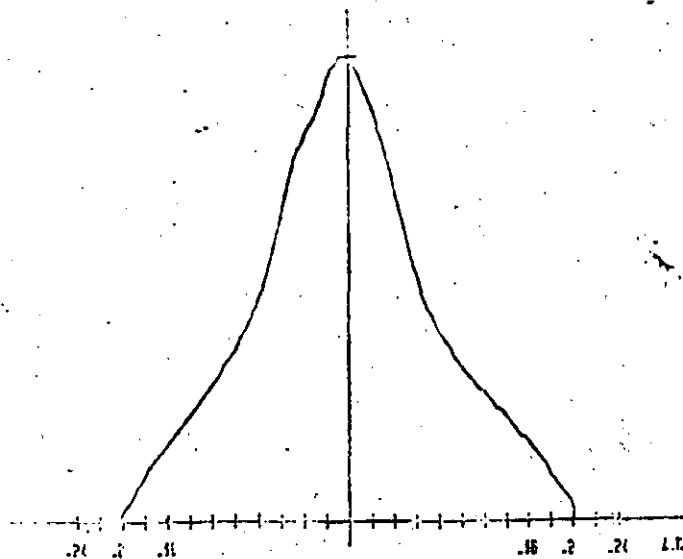
El fotodiodo hace un barrido angular y determina los puntos entre los cuales está concentrada la mayor parte (99%) de luz irradiada por la fibra. El seno de la mitad del ángulo formado entre estos dos puntos equivale a dos veces la apertura numérica de la fibra.

La siguiente figura muestra un ejemplo de la medida:

FIBRA : PSD405/A

DATA 11/05/04

ABERTURA NUMERICA A 891 : .2



4.- MEDIDAS DIMENSIONALES

Es importante conocer las características dimensionales de la fibra, especialmente cuando se desea reducir las pérdidas de una unión. No solo los núcleos de las fibras deben tener la misma geometría sino también el revestimiento pues en la práctica, la mayoría de los conectores y dispositivos de unión utilizan una superficie externa de revestimiento como referencia para el alineamiento.

Un método simple para la verificación de los diámetros del núcleo y revestimiento y sus tolerancias consiste en la comparación fotográfica de la superficie de una fibra obtenida con el microscopio con una plantilla de cuatro círculos concéntricos, como se muestra a continuación:

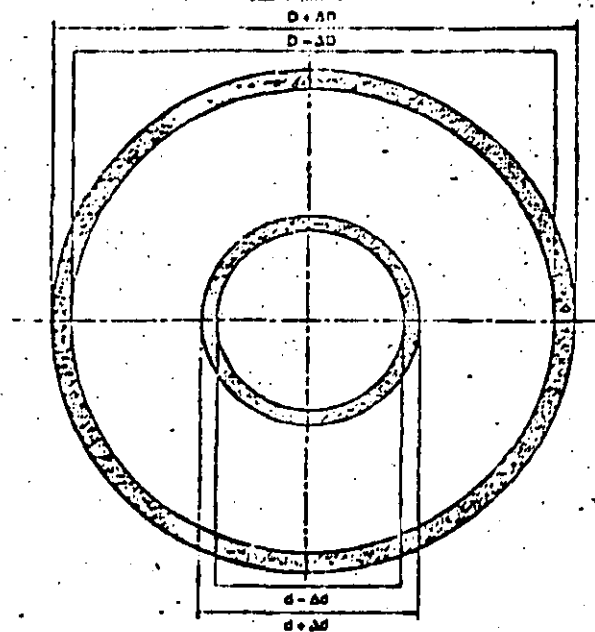


Figure 10 - Tolerance field (template)

d = core diameter (nominal)

Δd = tolerance of the core diameter

D = reference surface diameter (nominal)

ΔD = tolerance of the reference surface diameter

Caracterización Dimensional de la Fibra Óptica

MEDICION PARAMETROS TRANSMISION EN FIBRAS MONOMODO

1.- ATENUACION.

Las observaciones descritas para fibra multimodo son aplicables a la medición para fibras monomodo.

Se describe el método de corte adoptado por CCITT como método de referencia, al igual que para fibras multimodo.

1.1 Método de Corte

Recordando que atenuación $A(\lambda)$, a la longitud de onda λ , entre dos secciones separadas una distancia L , como:

$$A(\lambda) = 10 \log (P_1 / P_2), \text{ dB}$$

Siendo P_1 la potencia óptica transmitida en la sección 1 y P_2 la potencia óptica que atraviesa la sección 2.

Cuando la fibra es uniforme, es factible definir la atenuación por unidad de longitud, o coeficiente de atenuación:

$$\alpha(\lambda) = A(\lambda) / L, \text{ dB/Km}$$

Con independencia de la longitud de la fibra.

Al igual que en fibras multimodo, el método de corte para fibras monomodo consiste en la aplicación estricta de la definición anterior, en donde los niveles P_1 y P_2 son los niveles de potencia medidos en dos puntos de la fibra sin modificar las condiciones de inyección.

1.2 Retroesparcimiento

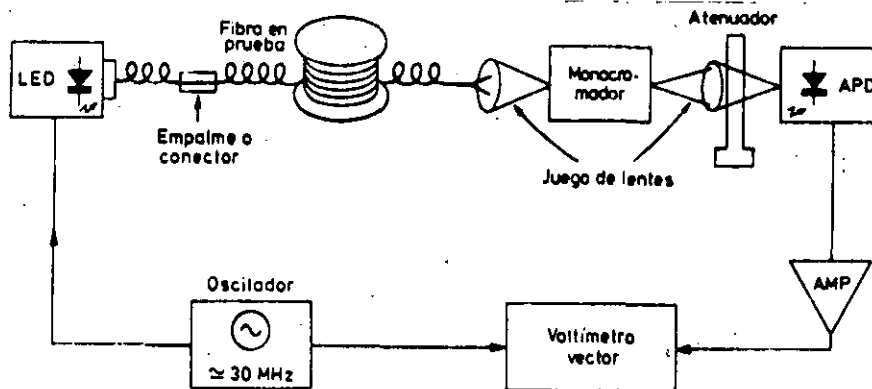
Los principios y metodología son idénticos a los ya expresados para las fibras multimodo. No obstante, hay diferencias en el nivel de la señal retroesparcida que se manifiestan en un menor margen dinámico en las medidas sobre fibras monomodo que en las multimodo.

2.- MEDIDA DE DISPERSION TOTAL

Hasta el momento se han propuesto dos métodos que podrán ser válidos como métodos de referencia. Uno está basado en medidas en el dominio de la frecuencia, mediante LED, y el otro mide, en el dominio del tiempo, el retardo relativo entre impulsos emitidos a diferentes longitudes de onda.

2.1 Método de Desplazamiento de Fase (Dominio de frecuencia)

Este es un método reciente, se aplicó con éxito en 1981. Consiste en la medición sinusoidal de una señal óptica producida por LED de ancho espectro de emisión; la dispersión cromática se evalúa a través del desplazamiento de fase que sufre la señal modulada al ir variando la longitud de onda de emisión, ajustando un monocromador; por ejemplo:



Banco para medición de dispersión total en fibras monomodo por el método de retardo de fases.

Interesa acoplar correctamente la fibra bajo prueba con el monocromador. Es preciso conocer previamente las curvas de relación S/N de los diodos disponibles para las medidas...

El procedimiento de medida puede dividirse en tres etapas:

a) Evaluación de retardo relativo, a las longitudes de onda de interés, el retardo, $\tau(\lambda)$, se relaciona con la fase $\varphi(\lambda)$ mediante la ecuación:

$$\varphi(\lambda) = 2\pi f_0 \cdot \tau(\lambda)$$

Siendo f_0 la frecuencia de modulación de los LEB.

b) Cálculo del retardo relativo originado por el propio banco de medida. Esta evaluación ha de hacerse con todos los Leds que se emplean.

c) Cálculo de la dispersión cromática por medio de la curva de retardo relativo. A los retardos evaluados en la etapa a) se les restan los evaluados en b).

Por su naturaleza física, el retardo cromático, $\tau(\lambda)$, admite ser expresado analíticamente bajo la forma de desarrollo en serie del tipo:

$$\tau(\lambda) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} A_i \lambda^{2i}$$

Por efectos prácticos se aproxima a:

$$\tau(\lambda) \approx A + B\lambda^{-2} + C\lambda^2$$

Así, una vez evaluada la curva de retardos, $\tau(\lambda)$, a partir de las medidas experimentales, se pueden obtener la longitud de onda de mínima dispersión, λ_0 , y el coeficiente de dispersión cromática, M , según las relaciones:

$$M(\lambda) = \frac{d}{d\lambda} [\tau(\lambda)] = [-2B/\lambda^3 + 2C\lambda] / L$$

$$\lambda_0 \approx [B/C]^{1/4}$$

En estas ecuaciones el tiempo en PS, la longitud de onda en NM y la longitud de la fibra bajo prueba, L , en km. Así, el coeficiente M viene expresado en Ps/km.nm, y λ_0 en NM.

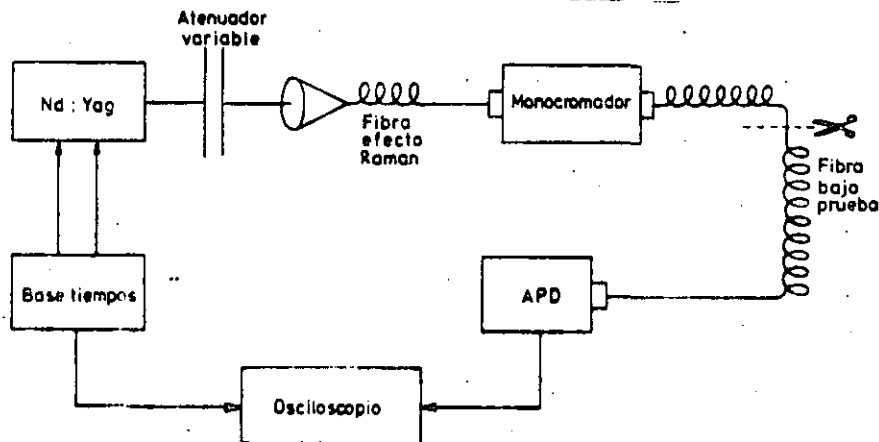
2.2 Método de Retardo de Impulsos (Dominio del tiempo)

Evalúa el retardo cromático, $\tau(\lambda)$, observando el retardo relativo entre impulsos muy estrechos, generados a distintas longitudes de onda.

La medida puede efectuarse en tres fases:

- Evaluación de retardos relativos de los impulsos, enviados a las longitudes de onda seleccionadas por el monocromador.
- Evaluación de retardos correspondientes al banco de prueba.
- Obtención de la dispersión cromática derivando la curva

$$\tau(\lambda) = A + B\lambda^{-2} + C\lambda^2$$



Banco para la medida de la dispersión total por método de retardo de impulsos

3. LONGITUD DE ONDA DE CORTE;

Indica la frontera que separa el comportamiento multimodal del comportamiento monomodal de una fibra. Interesa trabajar por encima de λ_c para que la fibra se comporte como monomodo.

Las definiciones más usadas:

- a). La longitud de corte efectiva, λ_c , es aquella longitud de onda para la cual la atenuación de un tramo de fibra enrollado en un tambor de 20 mm excede en 0.1 dB la atenuación de la misma fibra, sujeta a una curvatura no inferior a 25 mm.
- b). Es la menor longitud de onda para la cual la atenuación del modo principal (LP_{01}) y del primer modo de orden superior (LP_{11}) difieren en un determinado valor, por ejemplo 10 dB/m.

Existen dos métodos de medida:

- a). El método de pérdidas por curvatura. El banco usado es el mismo que para atenuación. Con una fibra de aproximadamente 1 m., se registra la atenuación en una banda de 900 u/300 nm aproximadamente. Se repite la medida enrollando la fibra en un cilindro de 20 mm.

La diferencia de atenuación observada entre ambas medidas decrece bruscamente con la longitud de onda: La λ_c es aquella para la cual la diferencia es de 0.1 dB.

- b). El segundo método evalúa λ_c en función de la variación del diámetro de campo nodal con la longitud de onda, $W_0(\lambda)$. A medida que al ir subiendo en longitud de onda nos aproximamos a λ_c , el diámetro $W_0(\lambda)$ experimental un decremento lineal con la longitud de onda, y vuelve a incrementarse para longitudes de onda superiores a la de corte.

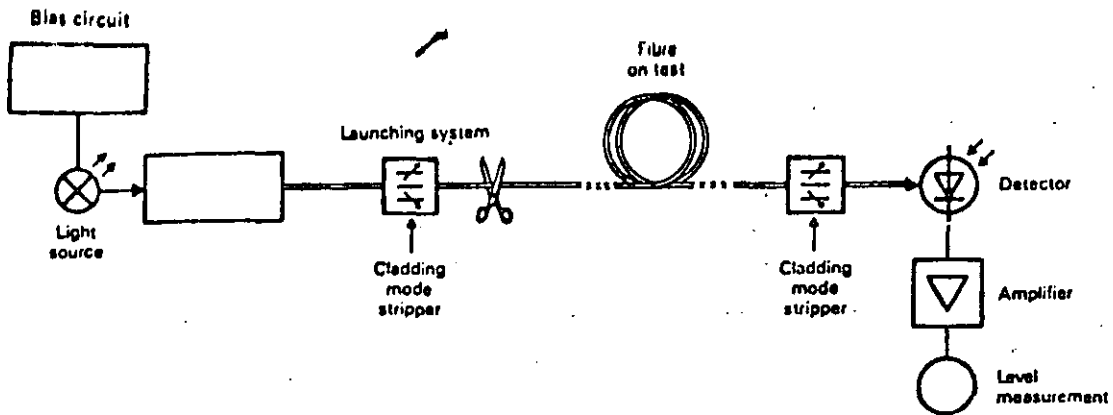
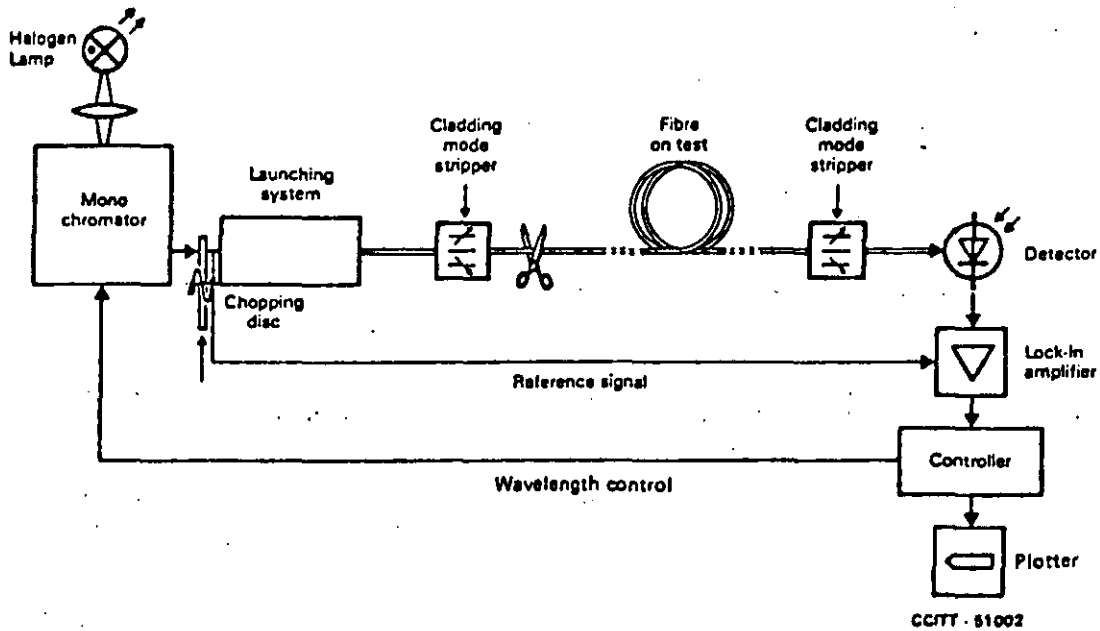


FIGURE B-10/G.651

CCITT - 48992*

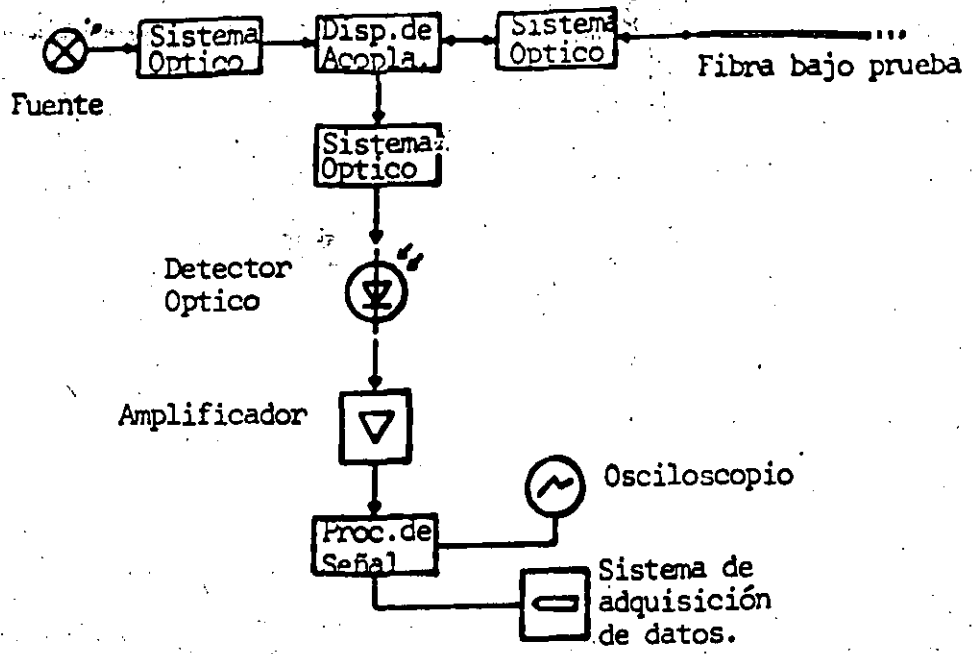
Arrangement of test equipment to make spot loss measurement



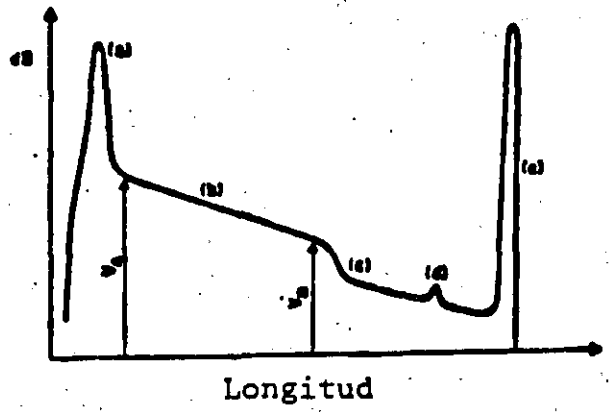
CCITT - 51002

Arrangement of test equipment used to obtain the loss spectrum

FIGURE B-11/G.651
The cutback technique



a) Esquema del Aparato



b)- Curva Tipica

FIGURA 4.- TECNICA DE REFLECTOMETRIA

ANCHO DE BANDA

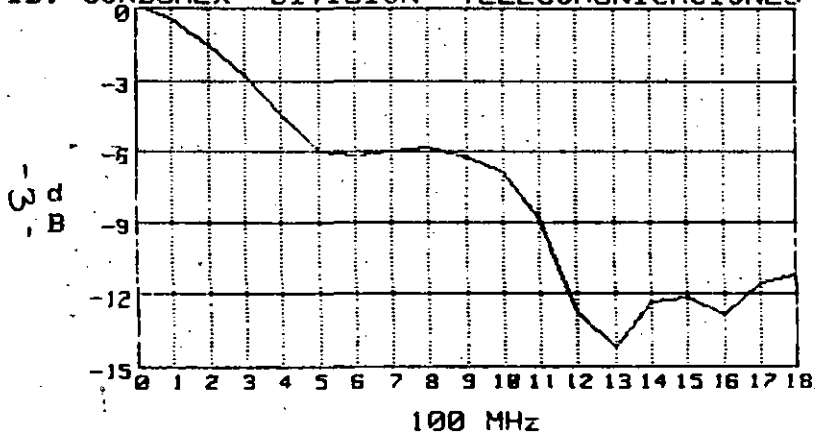


CONDUMEX

Division Telecomunicaciones

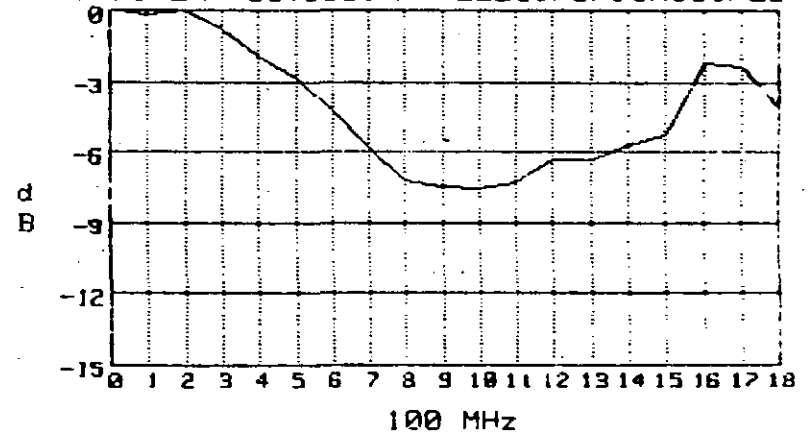
BARRIDO FRECUENCIA 830nm Long: 2.245km
ID: CONDUMEX DIVISION TELECOMUNICACIONES

18



FREC CORTE a -3dB en 316MHz

BARRIDO FRECUENCIA 1332nm Long: 2.245km
ID: CONDUMEX DIVISION TELECOMUNICACIONES



FREC CORTE a -3dB en 510MHz

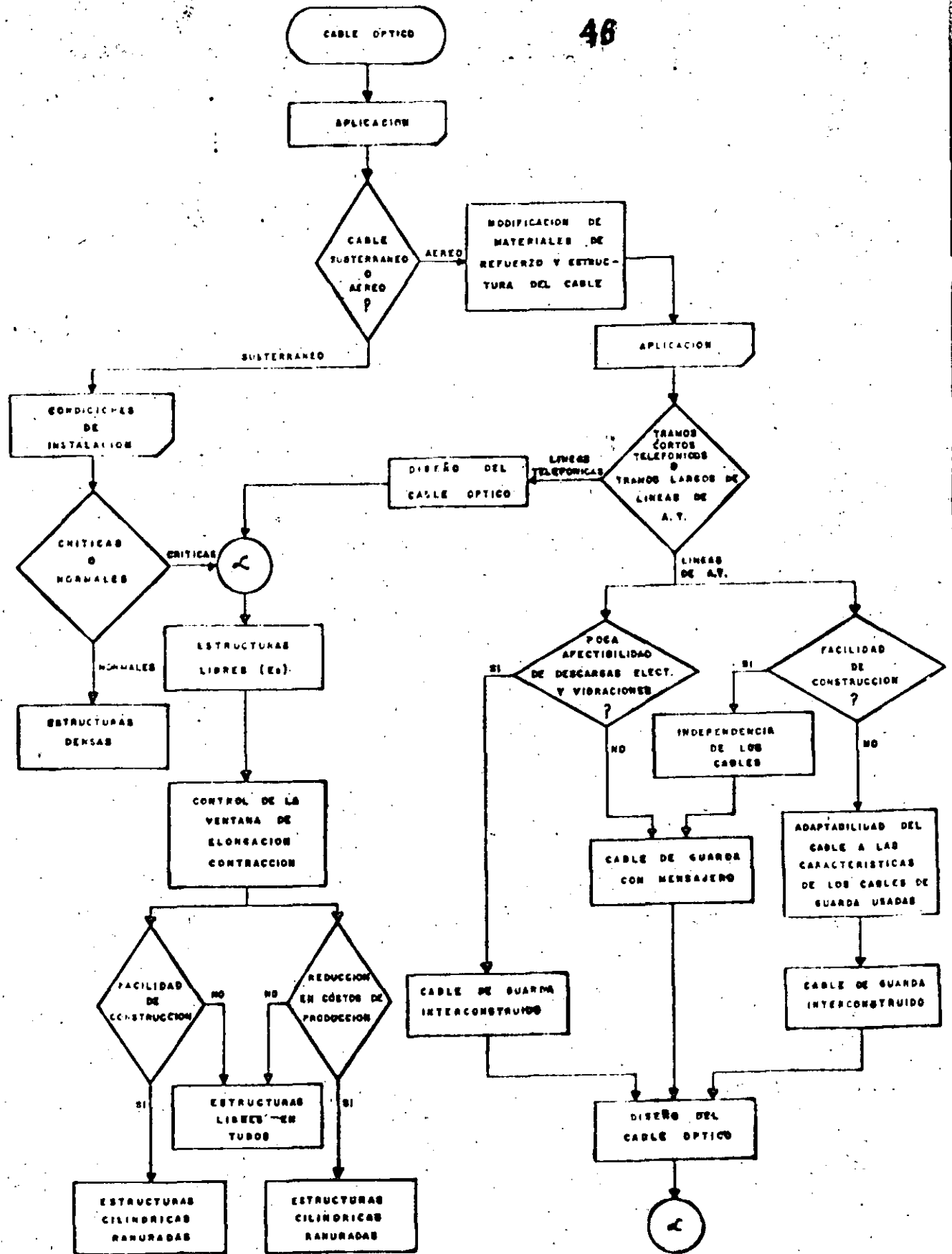
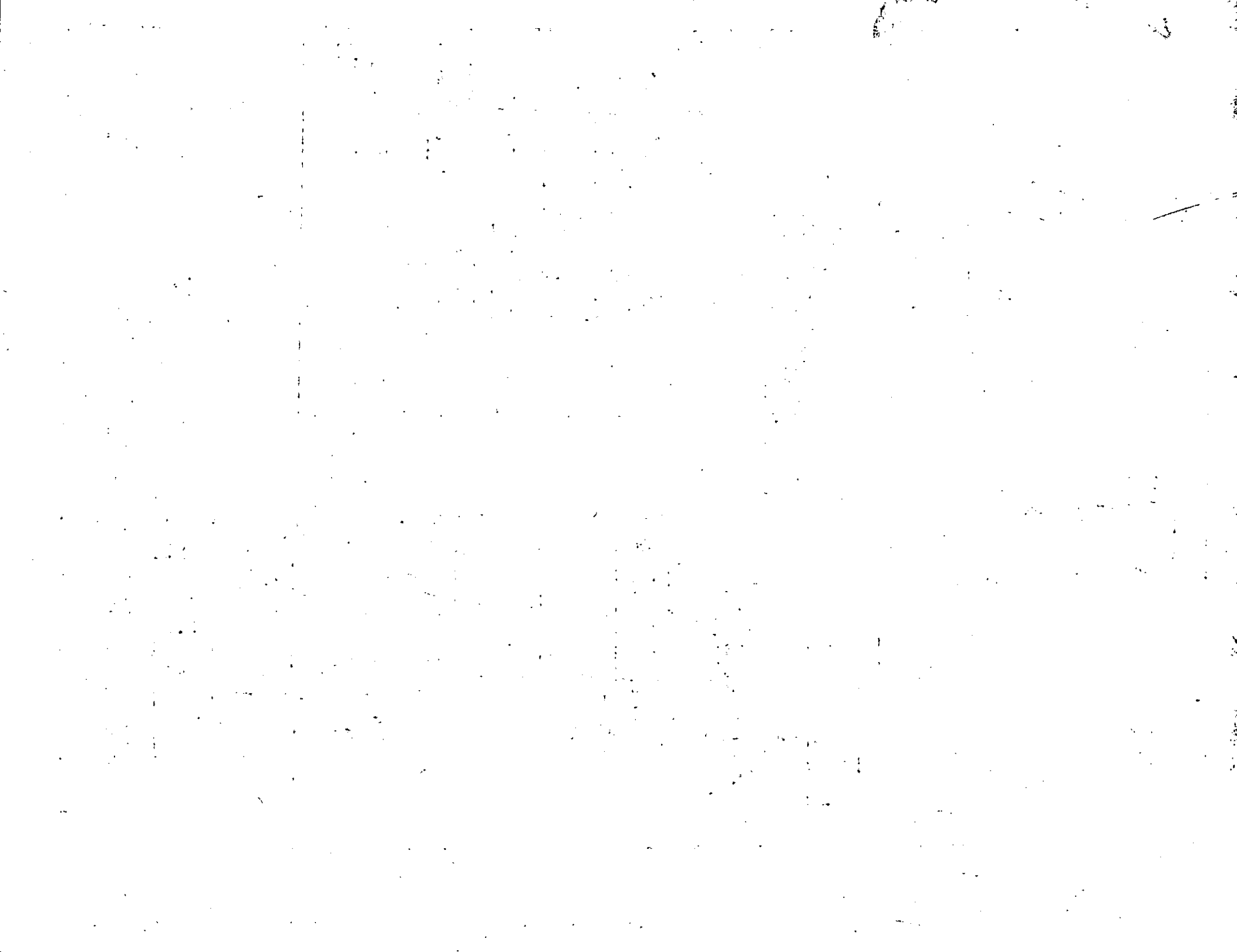


DIAGRAMA DE FLUJO PARA EL DISEÑO Y SELECCION DEL CABLE OPTICO SEGUN SUS PRINCIPALES APLICACIONES.





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

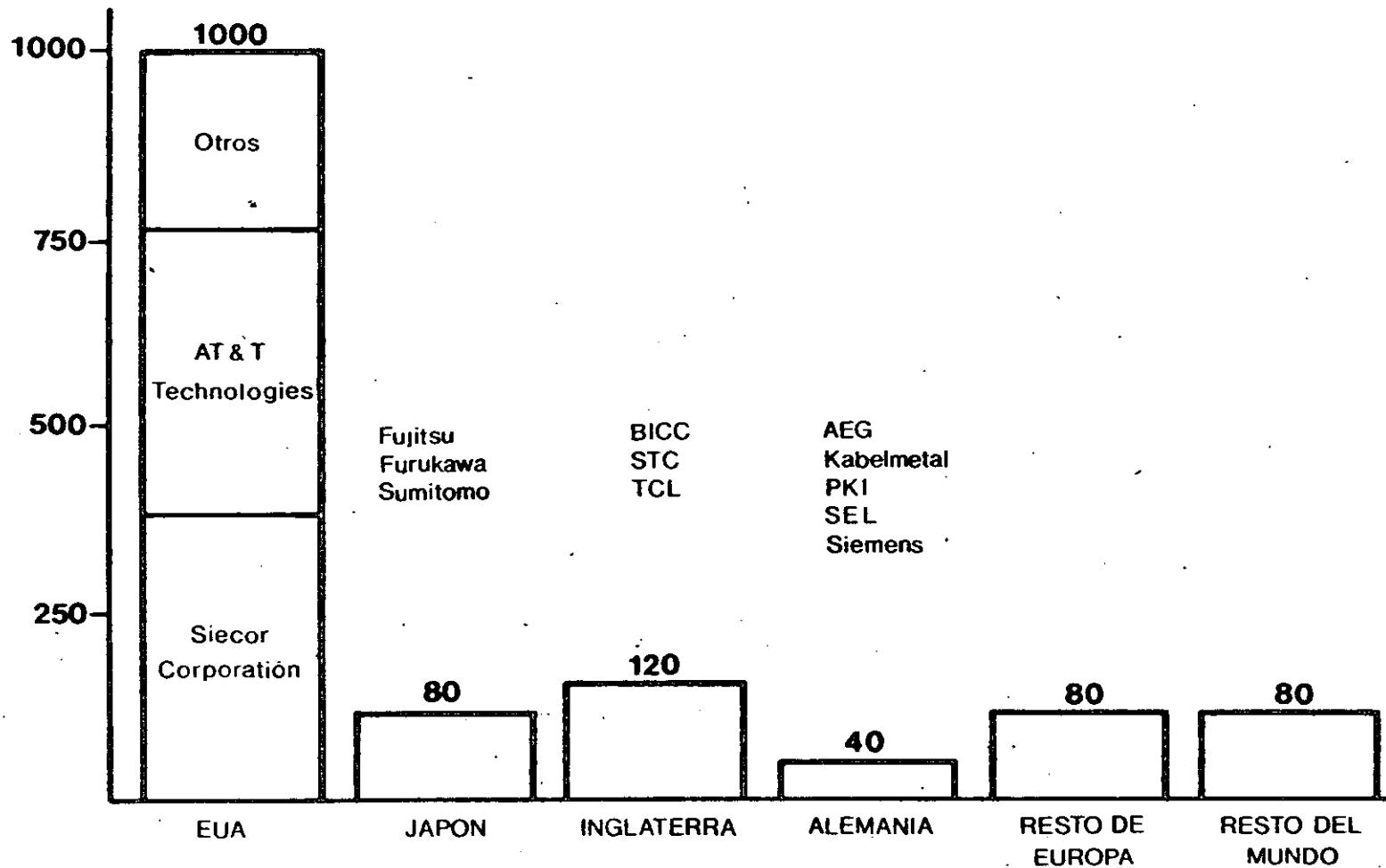
CURSOS ABIERTOS

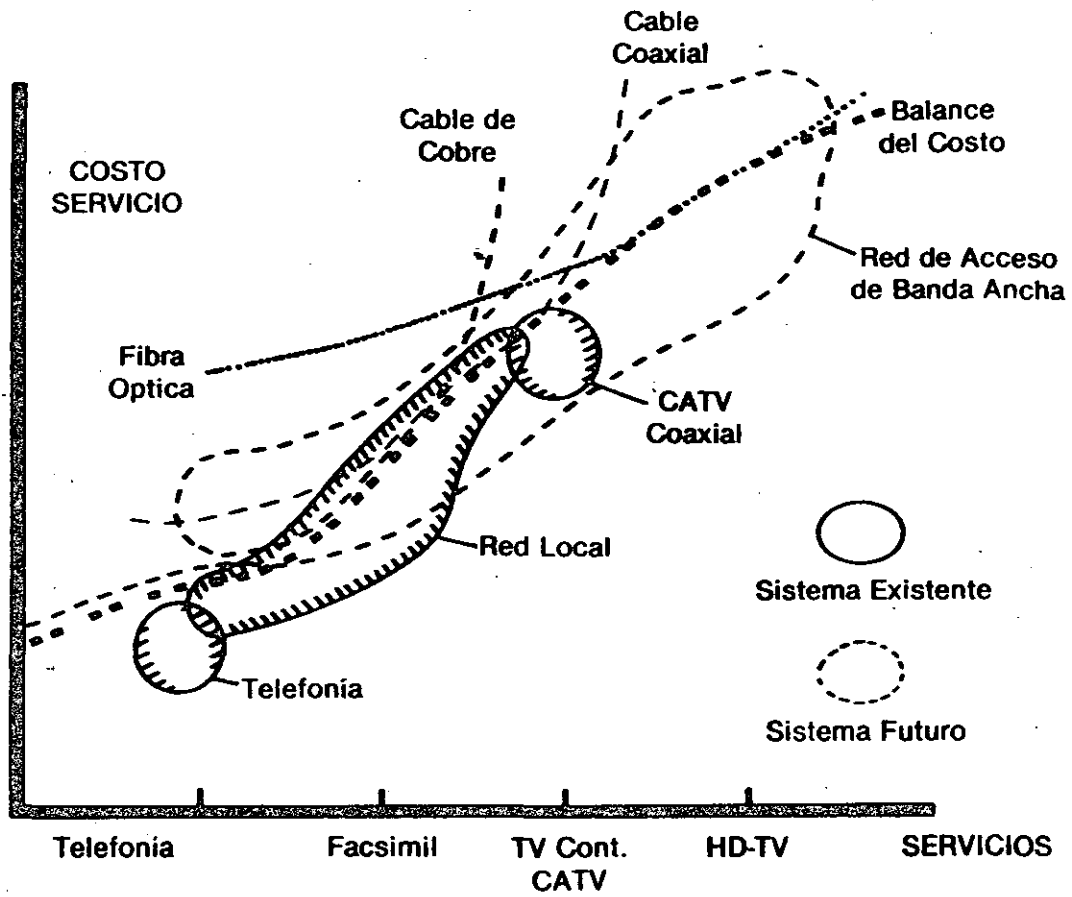
25 REDES DE DATOS DE AREA LOCAL

ING. GERARDO CHAVEZ DIAZ

MAYO 1992

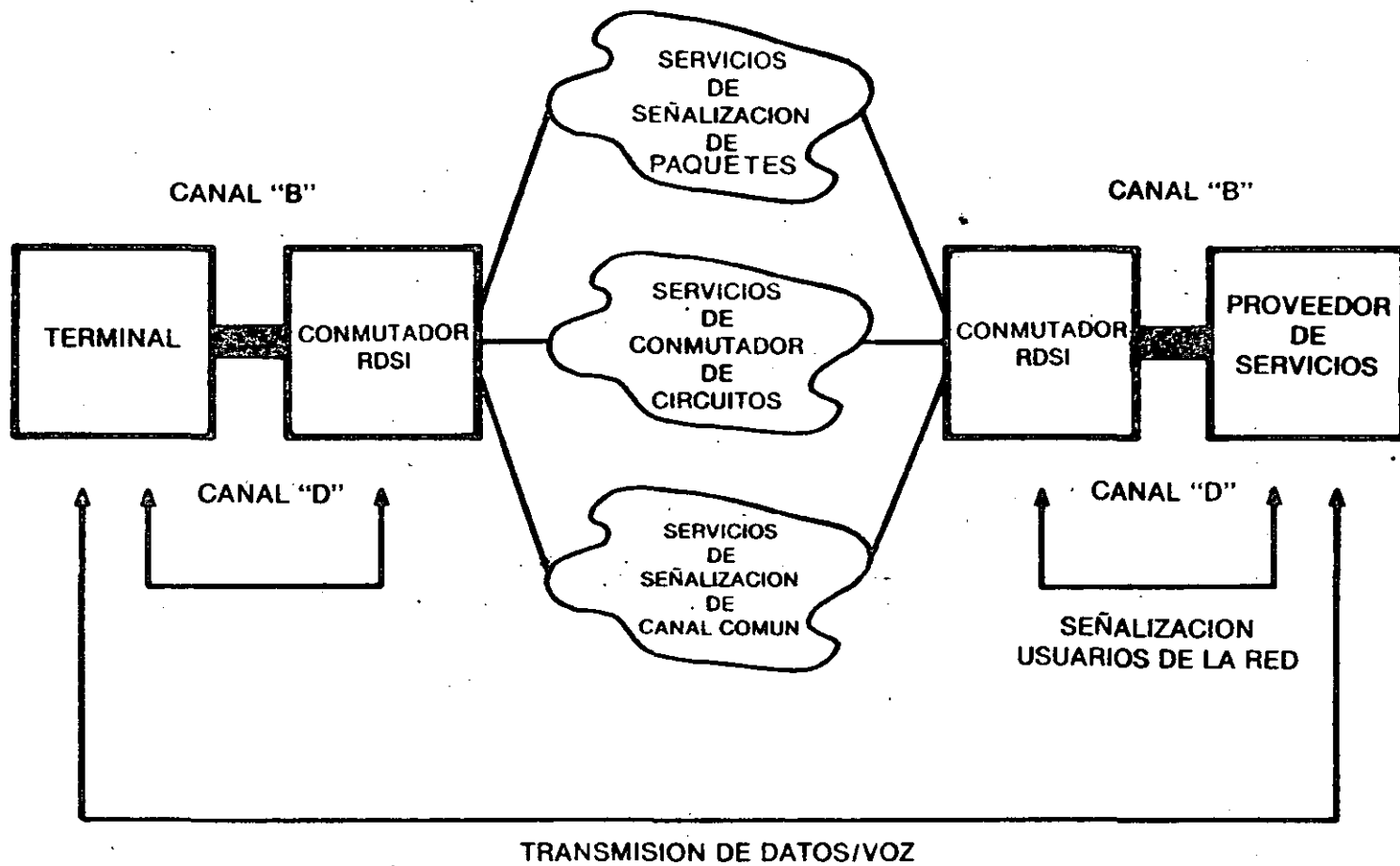
FIBRAS EN CABLE
(Miles de Km.)



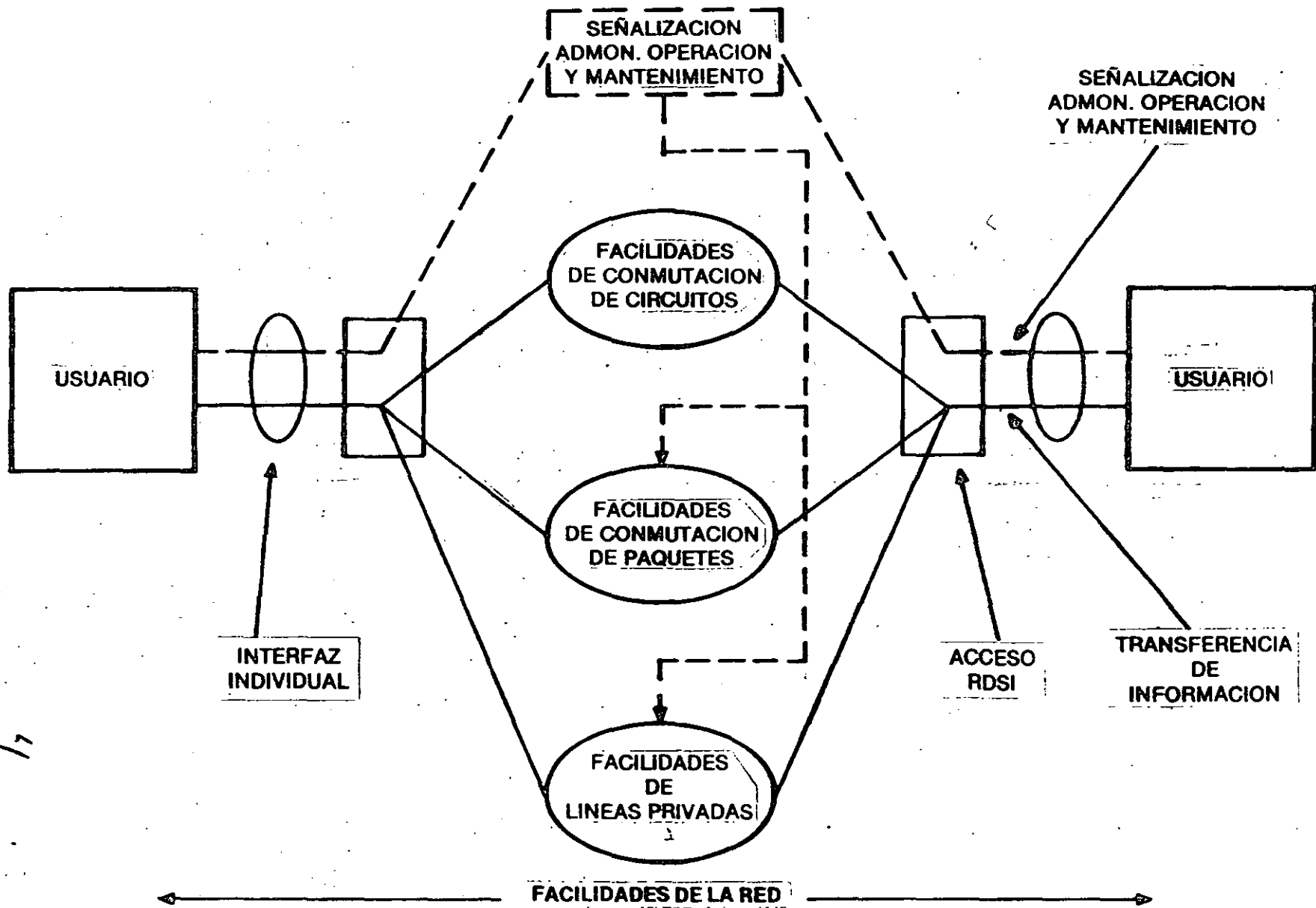


MAPA COSTO-SERVICIO

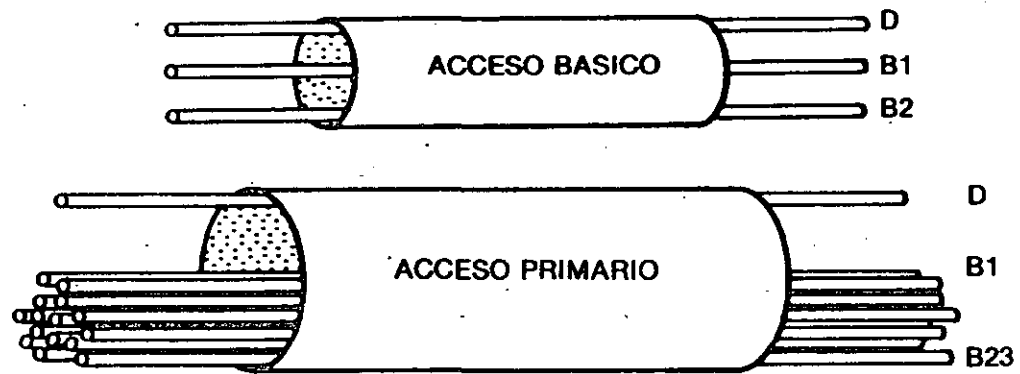
2



INTERFACES DE LA RDSI CON LOS DIVERSOS USUARIOS DE LA RED



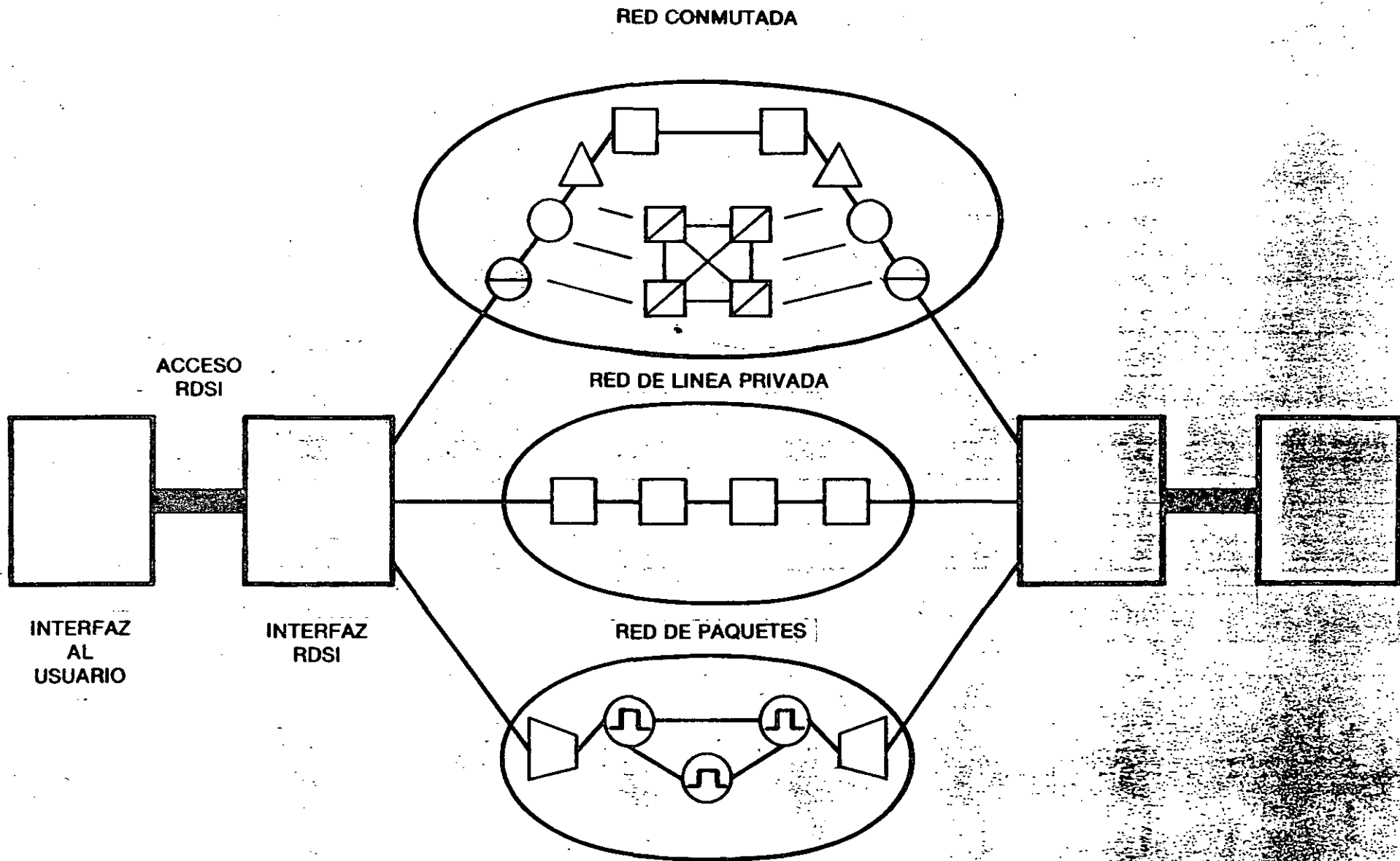
ARQUITECTURA FÍSICA DE LA RDSI



Canal "D": Señalización + Paquete de Datos
Canal "B": Acceso Digital a 64 kb/s

INTERFACES PARA RDSI: ACCESO BASICO Y ACCESO PRIMARIO

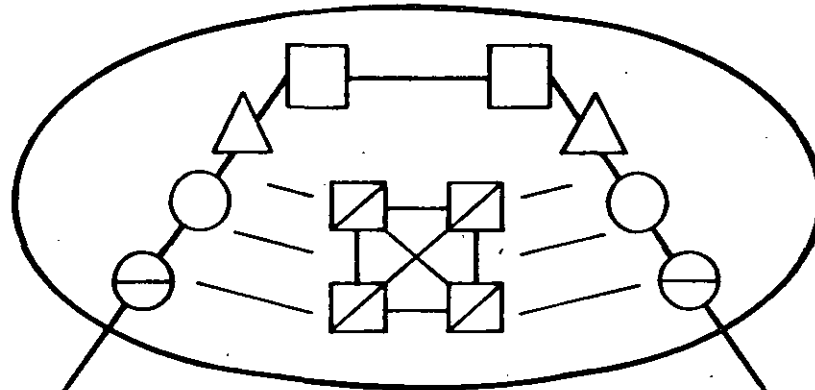
5



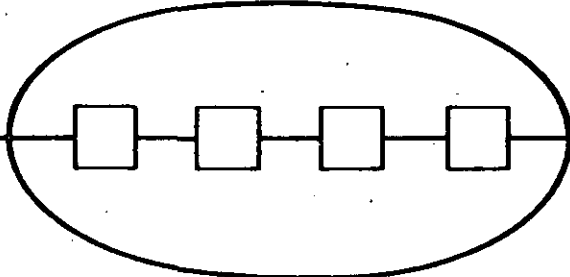
CONCEPTO DE RED DIGITAL DE SERVICIOS INTEGRADOS (RDSI)

9

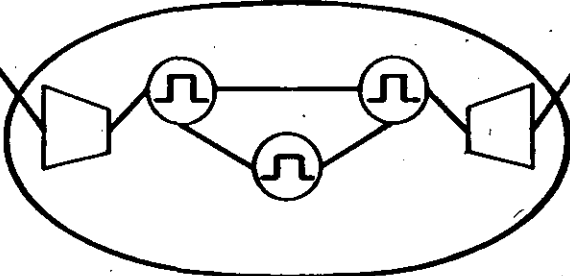
RED CONMUTADA



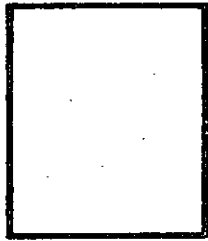
RED DE LINEA PRIVADA



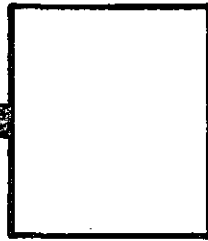
RED DE PAQUETES



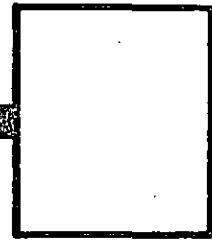
ACCESO
RDSI



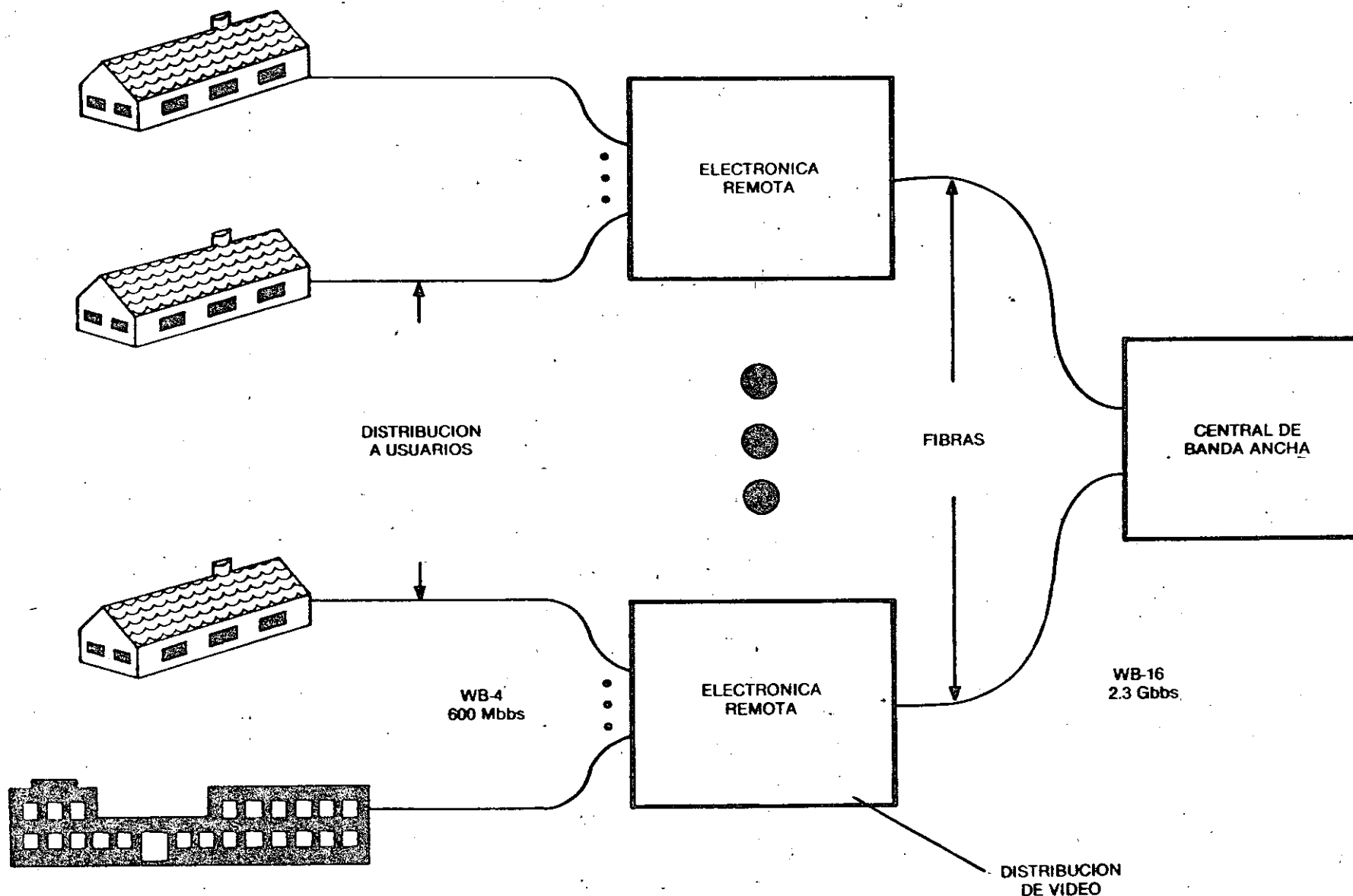
INTERFAZ
AL
USUARIO



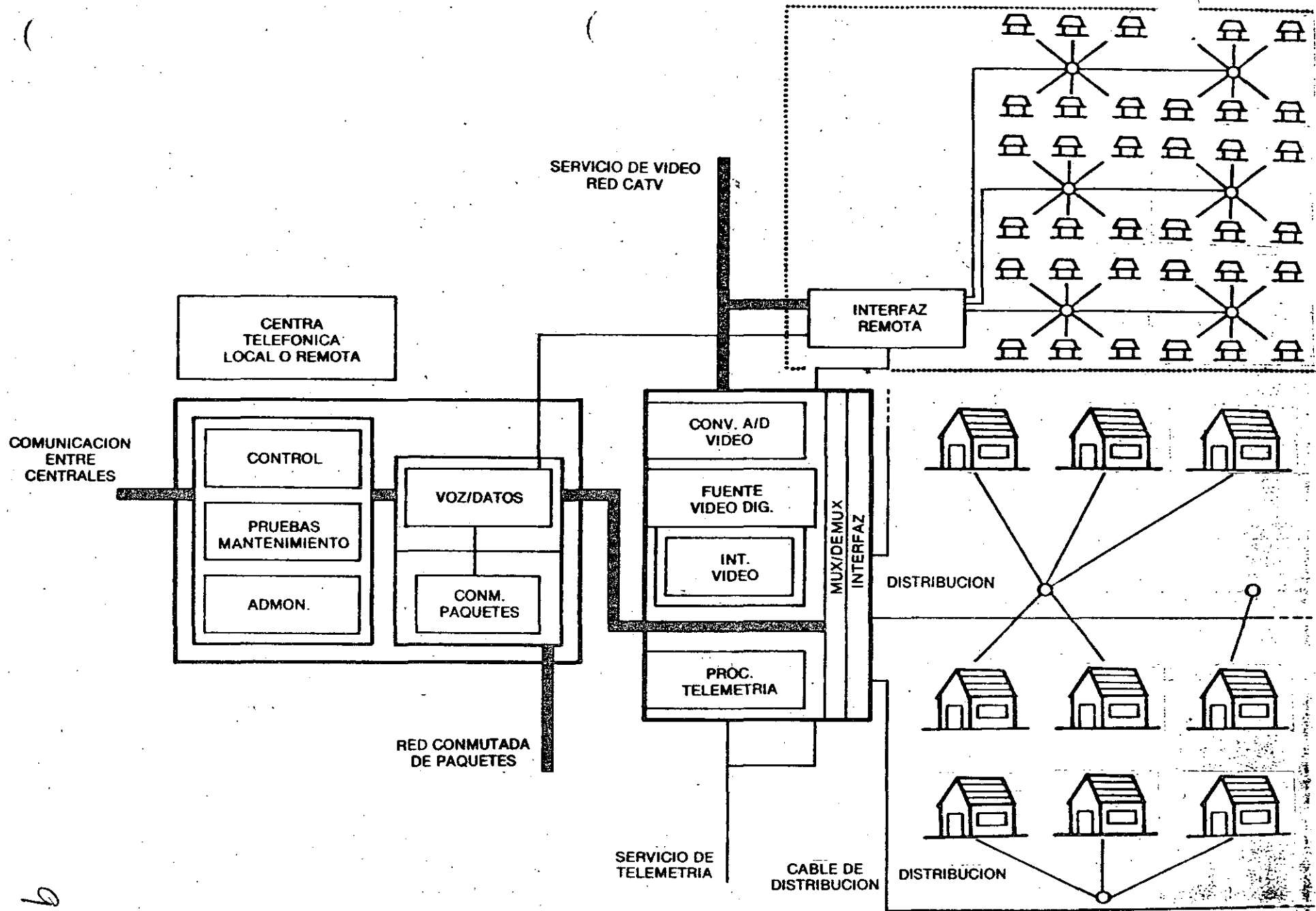
INTERFAZ
RDSI



CONCEPTO DE RED DIGITAL DE SERVICIOS INTEGRADOS (RDSI)



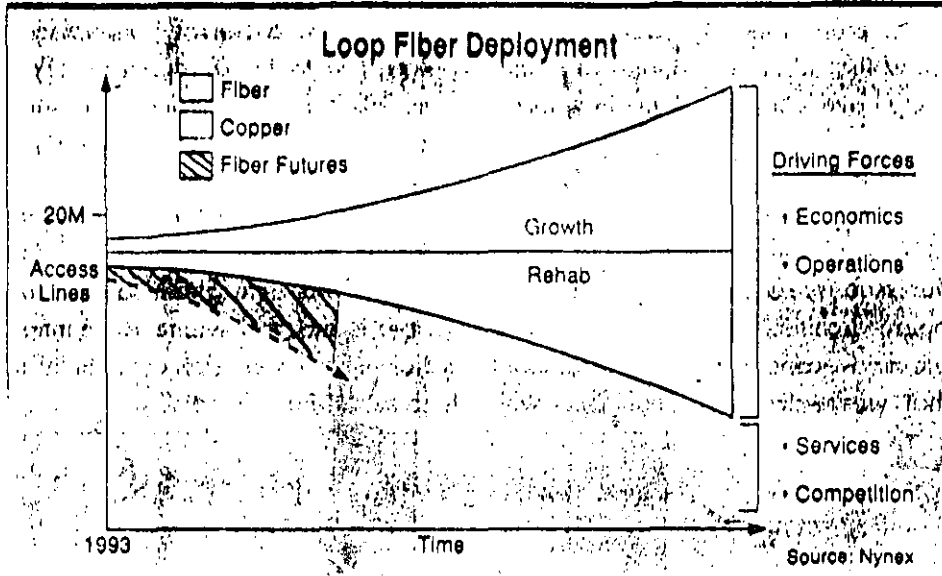
ACCESO LOCAL DE BANDA ANCHA A PARQUES INDUSTRIALES



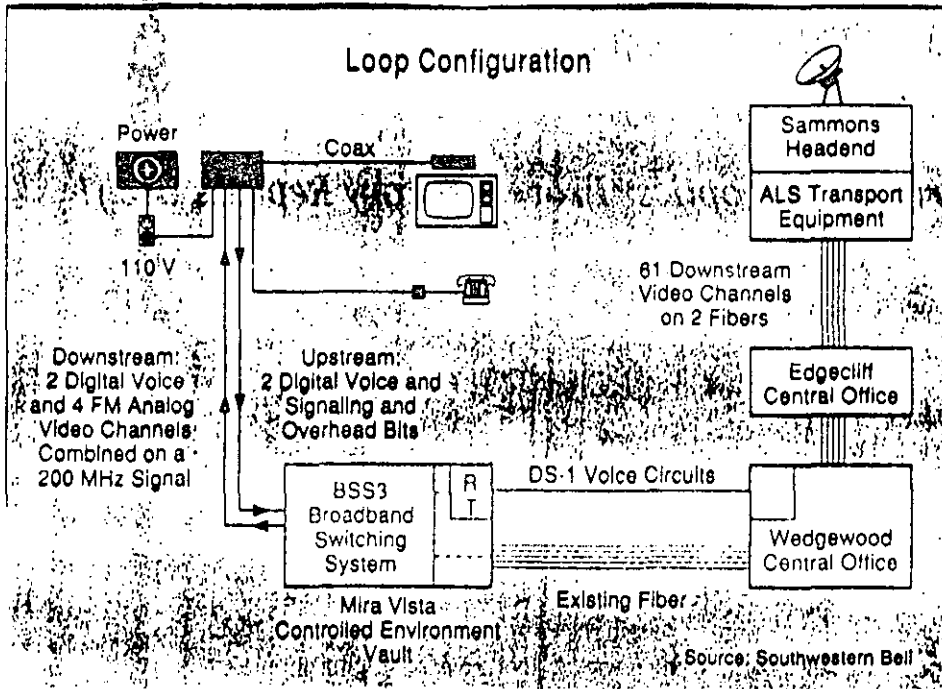
RED INTEGRADA TIPO ESTRELLA DOBLE



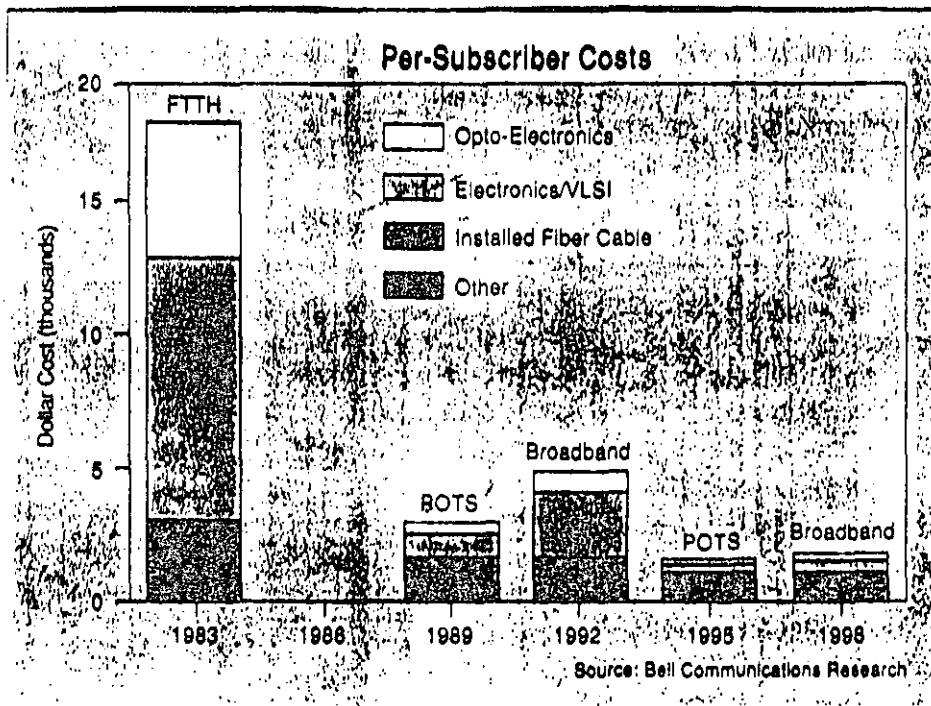
SPECIAL REPORT



Fiber will be deployed in all new installations and rehabilitation projects when the cost difference between fiber and copper disappears. However, the installed base of fiber will still be small. Broadband services and competitive pressures will be the motivating factors accelerating the deployment of fiber.



Mira Vista loop trial in Fort Worth, Tex., delivers two digital voice and four analog video channels to the home over a single fiber.



Opto-electronic component prices dominate per-subscriber costs for fiber-to-the-home delivery of POTS and broadband services.



FIBER-TO-THE-HOME TRIALS

Holding company	Operating company	Developer	Cable telephony company	Timeline	Location	Number of residences	Switch	Backhaul supplier	Transmission system/equipment	Transmission mode	Cable and fiber supplier/type	Notes/services
BellSouth	Southern Bell	Hearthrow Development Corp.	Hearthrow Telecommunications	9/89 Integrated voice & video	North Orlando, Fla.	55 now, 256 targeted	Northern Telecom DMS-100	Northern Telecom	LEDs and laser diodes	Singlemode digital	Northern Telecom for central office to residences. Optical Cable Corp. within homes	
BellSouth	Southern Bell	Genesis Southern Development Inc.	Hunter's Creek Cablevision, Genesis and Scientific-Atlanta	1986-CATV began, upgrades continue	South Orlando, Fla.	250		Scientific-Atlanta	LEDs	Single- and multimode	AT&T SM 48-fiber cable from headend to selector node; 5 multimode 144-fiber cables	
BellSouth	South Central Bell	Boyle Investment of Memphis	POTS only	11/88	Riveredge, Tenn.	54 so far, 99 targeted	AT&T 1A-ESS	AT&T System SCC-5 system and terminal	FT-series 1.7-gigabit/sec transmission system	Singlemode digital, analog for POTS	1 singlemode fiber	Same technology as is installed in Memphis telephone system
BellSouth	Southern Bell		POTS only	Began 8/89	Governor's Island, Lake Norman, N.C.	42 targeted	AT&T 5-ESS	AT&T	AT&T Series 5 SLC	Singlemode digital	1 singlemode fiber	
BellSouth	Southern Bell		POTS only	4th quarter 1989	Lakeview Terrace, Charleston, S.C.	100	AT&T 5-ESS	AT&T	AT&T Series 5 SLC	Singlemode digital	1 singlemode fiber	
BellSouth	Southern Bell		POTS only	Began 8/89	The Landings, Skidaway Island, Savannah, GA.	192	AT&T 5-ESS	AT&T	AT&T Series 5 SLC	Singlemode digital	1 singlemode fiber	
BellSouth	Southern Bell		POTS only	Began 8/89	Hunter's Creek II, Orlando, Fla.	117	AT&T 5-ESS	AT&T	AT&T Series 5 SLC	Singlemode digital	1 singlemode fiber	
BellSouth	Southern Bell		POTS only	8/89	Coco Plum, Miami, Fla.	45 initially, 300 eventually	AT&T 5-ESS	AT&T	AT&T Series 5 SLC	Singlemode digital	1 singlemode fiber	
BellSouth	Southern Bell		POTS only	1st quarter 1990	The Summit, Columbia, S.C.	285	AT&T 5-ESS	AT&T	AT&T Series 5 SLC	Singlemode digital	1 singlemode fiber	
BellSouth	Southern Bell		POTS only	1st quarter 1990	Morrowcroft, Charlotte, N.C.	50 now, 90 eventually	AT&T 5-ESS	AT&T	AT&T Series 5 SLC	Singlemode digital	1 singlemode fiber	
GTE Corp.	General Telephone of California	Existing community		2nd quarter '90	Cerritos, Calif.	705 targeted; 600 for POTS only, 100 for Still TV, and 5 for "playbox video"		Amer. Light Sys.		Analog video digital POTS	36 video channels and POTS over fiber optic; hybrid video/voice/data over singlemode fiber	
				2nd quarter '90	Cerritos, Calif.			GTE Labs		Digital	3 singlemode fiber	Smallest video channel
				2nd quarter '90	Cerritos, Calif.			AT&T				TV

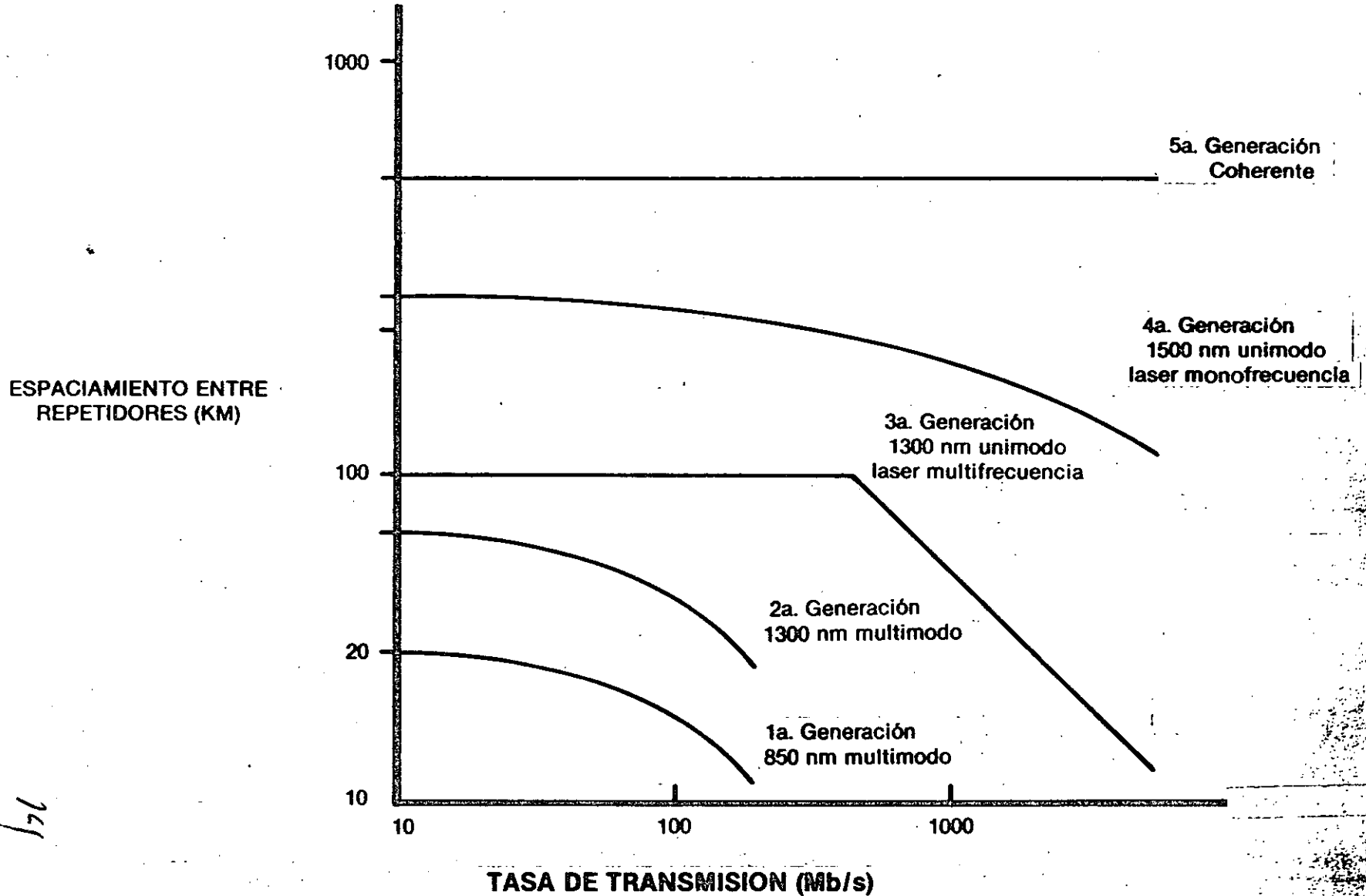
12

GTE Corp.	General Telephone of California	Existing community	POTS	1989	Carroll, Calif.	Existing	GTE 2EAX		Analog			
GTE Corp.	General Telephone of California	Existing community	Apollo Collaboration is leasing bandwidth	Main Street and pay-per-view 2nd quarter 1990	Carroll, Calif.	250-300 targeted now, potentially 16,000	GTE Services Corp.		Digital		Coaxial cable	
Coccol	Coccol Service Corp.		POTS only	4th quarter 1988	Edgewater, Calif.	100 targeted	AT&T 5-ESS	AT&T Phoenix, Ariz.	AT&T Network Systems	Singlemode digital	Singlemode fiber	House wiring as it normally is
Ameritech	Illinois Bell		POTS only	Late 1989	Chicago's northwest suburbs	300				Digital	2 singlemode fibers	Fiber optics set up in "active pedestal" format to get cost down to POTS
Bell Atlantic	New Jersey Bell	Keder and Sons	POTS only	8/88	"Princeton Gate," South Brunswick, N.J.	50 so far, 104 targeted	AT&T 5-ESS	AT&T Network Systems	Laser diodes	Digital	Singlemode fiber	4 dual lines per residence
Bell Atlantic	Bell of Pennsylvania	Rohob	Helicon	1st quarter 1989	Perryopolis, Pa.	80-100	Alcatel analog	Alcatel N.A.		Analog video, digital voice over multimode	62.5/125-micron multimode fiber	
Southwestern Bell	Southwestern Bell Telephone	Cedar Creek Properties Inc.		10/89	Cedar Creek, Olathe, Kan.	260			AT&T Series 5 SLC	Digital	Singlemode fiber	Fiber-to-the-pedestal
Southwestern Bell	Southwestern Bell Telephone		POTS only	1989	Leawood, Kan.	50-100	AT&T AESS	AT&T DDM-1000 time-division multiplexer	Laser diodes	AT&T digital subscriber loop carrier, digital/analog	AT&T singlemode 6-bor/wired-pair copper "mixed" cable	
Southwestern Bell	Southwestern Bell Telephone		Simulation CATV	4th quarter 1989	Mesa Vista, Ft. Worth, Tex.	80		Amec. Light Sys.	Amec. Light Sys.	ALS FM analog video and POTS	2 singlemode fibers	Fiber-to-home, switched video
US West	Northwestern Bell		POTS only	2nd quarter 1989	Mendota Heights, Minn.	97 targeted	AT&T 5-ESS	AT&T Network Systems			Singlemode fiber	
US West	Mountain Bell		POTS only	1990	Desert Hills, Scottsdale, Ariz.	102 targeted	AT&T 5-ESS	AT&T	AT&T Series 5 SLC	Digital	Singlemode fiber	
British Telecom	British Telecom		Single-line telephony passive optical network (IPON), voice only	Start 9/90	Bishops Cleeve, U.K.	128 customers	BT	BT	BT passive WDM (IPON)	Singlemode digital	1 singlemode fiber	
British Telecom	British Telecom			Start 9/90	Bishops Cleeve, U.K.	125 business customers	BT	BT	BT passive WDM (IPON)	Singlemode digital	1 singlemode fiber	Business IPON, voice only
British Telecom	British Telecom			Start 9/90	Bishops Cleeve, U.K.	128 customers	BT	BT	BT passive WDM (IPON)	Singlemode digital/copper	1 singlemode fiber	Single-line street IPON, voice only
British Telecom	British Telecom		Broadband distributed star, voice, TV and other services	Start 3/90	Bishops Cleeve, U.K.	125 residential customers	BT switched star	BT	BT passive WDM (IPON)	Singlemode digital	1 singlemode fiber	Similar to Westchester cable TV network in U.K.
Nynex	Baynet		POTS only	1989	Lynnfield, Mass.	100					62.5/125-micron multimode fiber	Fiber-to-the-curb

Information for this chart compiled by John Kroll.

13

LAS 5 GENERACIONES EN SISTEMAS DE COMUNICACION POR FIBRA OPTICA



176

LA FDDI Y SU IMPACTO EN LAS R.D.S.I DE LOS 90'S

Ing. Gerardo Chávez Díaz
NOVELLCO DE MEXICO

1.- INTRODUCCION

El mercado que tradicionalmente ha cubierto la fibra óptica a nivel internacional ha sido el de las comunicaciones de larga distancia. Dicho mercado en el caso de Estados Unidos sufrirá en los años venideros un decremento importante, después de una etapa de estabilidad; sin embargo, a nivel general, la demanda de las fibras ópticas permanece sostenida y con un incremento importante en otros sectores de aplicación, representando con ello "nichos" para esta tecnología. Algunos de ellos son los sistemas de Comunicación Submarina, Redes de Area Metropolitana (MAN'S) y el cableado para redes en edificios o parques industriales para la transmisión de datos.

Entre los factores que han contribuido al fortalecimiento de las fibras ópticas en dichos mercados se encuentran el establecimiento de estándares e interfaces de comunicación como es el caso de la fibra óptica de 62.5/125 micras para redes locales (LAN), la tendencia hacia el uso de conectores ópticos tipo ST para dichas aplicaciones, y la reciente liberación de los estándares de la Interfaz de Datos Distribuida por Fibra (FDDI).

Las ventas en el caso de cables para la transmisión óptica en larga distancia descendieron en Estados Unidos de 961,000 Km-fibra en 1987 a 504,000 Km-fibra durante 1988. A pesar de ello, no se espera un impacto proporcional en los equipos de transmisión para este mercado, ya que por otra parte las compañías proveedoras de estos servicios continúan aumentando la capacidad de sus equipos alcanzando velocidades que van desde 1.17 Gbps hasta 2 Gbps durante el presente año.

En contraste con otros países como es el caso de China, India y México se espera un despegue en los próximos años de esta tecnología aplicadas en larga distancia, mediante proyectos de Comunicación Terrestre y/o Submarina.

En el sector de transmisión de datos, durante los últimos años han existido una diversidad de equipos, componentes y arquitecturas de operación que han permitido aplicaciones

GRUPO NOVELLCO

15

NOVELLCO DE MEXICO
CALLE DE LA UNIÓN 100
CALLE DE LA UNIÓN 100
CALLE DE LA UNIÓN 100
CALLE DE LA UNIÓN 100
CALLE DE LA UNIÓN 100

NOVELLCO

básicas de punto a punto basadas en la utilización de modems y multiplexores ópticos. Recientemente, la aplicación de las fibras ópticas en el ambiente de las redes locales han requerido la especialización de productos y servicios para este sector.

De hecho, la demanda de equipo para redes locales es en la actualidad una de las áreas de mayor crecimiento a nivel mundial; así, se ha proyectado un crecimiento de las redes locales vía fibras ópticas con una tasa anual promedio del 47% hasta 1993, mientras que las redes con otros medios de comunicación crecerán a una tasa de aproximadamente el 25% en este mismo período.

Dentro de este mismo sector los principales usuarios de dicha tecnología serán en primer término las corporaciones industriales, y en seguida los campus universitarios, las fábricas, la industria militar, los hospitales y la industria editorial.

2.- ACCESO A LA FDDI

Una de las formas para aprovechar de manera óptima las ventajas que ofrece la tecnología de fibras ópticas es mediante la aplicación en forma jerárquica de la red de datos.

Así, dichas redes se desarrollarán acordes con las necesidades de capacidad y velocidades de transmisión; esto nos permite, como consecuencia, un crecimiento modular y una mejor planeación del sistema.

Existen cuatro niveles jerárquicos principales:

- a) Redes distribuidas de baja velocidad (de Kbps hasta algunos Mbps).
- b) Redes Intermedias (de 10 Mbps hasta algunas decenas de Mbps).
- c) Redes Columna Vertebral de Datos FDDI (de 100 Mbps hasta algunos cientos de Mbps).
- d) Redes Columna Vertebral de Alta Velocidad (hasta 1 Gbps).

Esta estructura nos ofrece un fácil acceso entre redes así como la conexión vía "Gateways" o concentradores.

GRUPO NOVELLCO

MEXICO

Consistencia 97
Lomas Altas
Mexico 11950, D.F.
Tel: 259-0186, 259-0538.
259-0047, 259-0390 FAX: 259-0015

MONTERREY

Monterrey, Jalisco
tel: 216375 97 56 78 94 24
78 95 54

GUADALAJARA

Angulo 1847
Col. Ladrón de Guayara
44650 Guadalajara, Jalisco
tel: 91(36)15-64-69, 15-65-58,
15-66-62, 15-64-18

16

NOVELLCO

a) Redes de Baja Velocidad

El objeto de estas redes es ofrecer a los usuarios soluciones de conectividad de bajo costo a través de los estándares de tipo ArcNet. Dicho estandar con protocolo "Token-Passing" opera a una velocidad de 2.5 Mbps y fue creado en 1977 por DATAPOINT Corp. Aunque originalmente fue desarrollada para operar con cable coaxial y par torcido, existen actualmente topologías de estrella-pasiva con fibra óptica; la versión de 20 Mbps es conocida como ArcNet Plus y es totalmente compatible con la de 2.5 Mbps.

Como apoyo a la utilización de la tecnología de fibras ópticas se han logrado reducciones importantes en los precios de los dispositivos optoelectrónicos con la difusión de la fibras plásticas en dichas redes.

b) Redes Intermedias

Estas redes son empleadas para la comunicación entre microcomputadoras y los Mainframes, y utilizan estándares como el IEEE 802.3, 802.4, 802.5, de los cuales el más comúnmente usado con fibras es el de la configuración EtherNet con alrededor de 10,000 nodos en operación a nivel internacional.

c) Redes Columna Vertebral de Datos (FDDI)

Las redes para aplicaciones de alta velocidad se han apoyado importantemente en la Interfaz de Datos Distribuida por Fibra (FDDI) mediante una red doble-anillo a 100 Mbps con protocolo Token-Passing; en este estandar han participado alrededor de 250 empresas permitiendo con ello un rápido abatimiento en los costos de desarrollo del producto y haciéndolo sumamente competitivo con los medios tradicionales de comunicación.

d) Redes Columna Vertebral de Alta Velocidad

Estas redes están constituidas por varias del tipo FDDI en paralelo, manejando alternativas para la transmisión de voz, video y datos, que demandan un gran ancho de banda (B-ISDN) y velocidades de transmisión del orden de Gbps; es en este punto donde los esfuerzos tecnológicos orientados hacia el desarrollo de los servicios integrados han cobrado gran importancia debido a las bondades de la fibra óptica por un lado y a la fuerza que el estandar FDDI está tomando en el mercado internacional.

GRUPO NOVELLCO

MÉXICO
Constituyentes 905
Lomas Altas
México 11950, D.F.
Tel: 259-0186; 259-0538.
259-0047, 259-0390 FAX: 259-0015

MONTEREY
Carretera a San Nicolás
Carretera a Guadalupe
Monterrey, Nuevo León
Tel: 5182 76 93 de 76-94 94
76-94 94

GUADALAJARA
Angulo 1847
Col. Ladron de Guevara
44650 Guadalajara, Jalisco
Tel: 91(36)15-64-69, 15-65-58,
15-66-62, 15-64-18

NOVELLO

- ESTRUCTURA DE LA FDDI

Las especificaciones de la FDDI han sido desarrolladas por el comité X3T9.5 de la ANSI (American National Standards Institute) y están relacionadas con los niveles 1 y 2 del modelo OSI. La FDDI emplea un protocolo de acceso tipo Token-Passing a una velocidad de transmisión de 100 Mbps con la posibilidad de soportar hasta 1,000 conexiones y con una máxima distancia de enlace de 200 Km. La máxima distancia entre dos nodos adyacentes es de 2 Km utilizando una fibra multimodo de 65.5/125 micras en una ventana de operación de 1,300 NM.

Dichas especificaciones están organizadas en 4 partes:

- 1) La administración de estaciones (SMT) define el control requerido para la operación e intercomunicación de las estaciones dentro del anillo FDDI.
- 2) El Control de Acceso Medio (MAC) que define el formato de la trama de datos, la interpretación de su contenido y el mecanismo de "Token-Passing".
- 3) La capa física (PHY) que especifica la codificación, decodificación y el reloj; y
- 4) La dependencia del medio físico (PMD) que se refiere a los transeptores ópticos, conectores y tipo de cable óptico utilizado.

Existen además tres tipos de dispositivos utilizados por la red FDDI; estos son los concentradores (CONS), las estaciones de acceso único (SAS) y las estaciones de acceso doble (DAS); así, los concentradores pueden ser accesados en forma única o doble. Por su parte, los "DAS" pueden enlazarse con otras "DAS" o "CONS"; un "CONS" puede también ser utilizado como un dispositivo individual que conecte varios "SAS" a manera de red local, o como un "HUB" en una red mayor donde se conecten "CONS", "DAS" y "SAS".

De esta manera, la topología de la red FDDI se definirá como un "anillo doble de árboles". Hay tres variaciones de dicha topología basadas en los dispositivos antes mencionados, que son:

- Anillo Doble,
- Arbol,
- Anillo Doble de Arboles.

GRUPO NOVELLO

MEXICO

Constituyentes 908
Lomas Altas
Mexico 11950, D.F.
Tel: 259-0186, 259-0538,
259-0047, 259-0390 FAX: 259-0915

MONTERREY

Calz. del Valle 409-2ª pta.
García García
Monterrey, Nuevo León
Tel: 283-1111, 283-1112

GUADALAJARA

Angulo 1847
Col. Ladrón de Guevara
44650 Guadalajara, Jalisco
Tel: 911(36)15-64-69, 15-65-58,
15-66-62, 15-64-18

NOVELLCO

En la topología de Anillo Doble, las "DAS" son conectadas entre ellas para formar un "lazo físico"; todas las estaciones son de tipo "DAS" y no se utilizan "CONS" o "SAS".

Por otra parte, en la topología de Arbol las "SAS" son enlazadas a un "CONS" en forma de estrella y no se emplean las "DAS" en la red; en la posibilidad de que una "DAS" se conecte a la red, ésta se comportará como una "SAS". Además, dichos "CONS" pueden ser colocados en cascada a nivel jerárquico.

En el caso de la topología de Anillo Doble de Árboles son conectados a un anillo doble junto con las "DAS"; como su nombre lo indica, esta red está concebida como un anillo doble al cual uno o mas árboles se conectan.

En la red FDDI existen 2 tipos de dispositivos utilizados: uno para usuario final, que son las estaciones de trabajo y los servidores de archivo (File Server), y otro para la columna vertebral, que son los concentradores, los puentes y los "ruteadores". En ambos casos éstos pueden implementarse como "SAS" o "DAS"; sin embargo la implementación de las "SAS" en un doble anillo de árboles provee un mejor respaldo a la operación de red.

En el concepto básico de la red Anillo cada estación es considerada como un repetidor y puede representar un punto de falla; en un enlace físico, inclusive esto puede significar la ruptura del anillo. Dicha probabilidad puede aumentar sustancialmente conforme el número de estaciones se incrementa, por lo que el soporte del doble anillo resulta muy importante. Así, en el caso de que alguna estación se desactive o reubique, o alguno de los cables de los anillos sufra algún daño, el sistema de red se reconfigurará para establecer un nuevo enlace.

Por su parte la topología de Arbol ofrece la tolerancia a fallas a través de dos caminos: si la falla ocurre en la porción del árbol ya sea en la estación o en el cable que conecta a la "SAS" con el "CONS", se establecerá en forma automática el "reenrutamiento" a través del concentrador de tantas estaciones como sea necesario; esto mismo ocurrirá en el caso de fallas múltiples.

La combinación de ambas por lo tanto refuerza la operatividad de la red y la tolerancia a fallas de la misma.

GRUPO NOVELLCO

MEXICO

Constituyentes 90h
Torre Altas
México 11950 D.F.
Tel: 259-0186, 259-0038
259-0047, 259-0390 FAX: 259-0015

MONTERREY

Calle del Valle 429 27100
Tel: 259-0186, 259-0038
259-0047, 259-0390 FAX: 259-0015

GUADALAJARA

Angulo 1847
Cof. Ladrón de Guevara
44650 Guadalajara, Jalisco
Tel: 91(36)15-64-69, 15-65-58,
15-66-62, 15-64-18

4.- USO DE LAS ESTACIONES FDDI

La aplicación de las estaciones tipo "SAS" en general resulta más cómoda y económica para el administrador de red si la comparamos con las de tipo "DAS", ya que en el caso de redes con un gran número de usuarios el "reenrutamiento" resulta más accesible a través de los "CONS" que la reordenación de la ruta ante la presencia de una falla en una "DAS". Esto repercute en los costos de cableado y conectorizado que, a manera de ejemplo en una red de 200 nodos puede representar alrededor de 15,000 USD de ahorro en el costo de instalación.

En algunas aplicaciones de bajo número de usuarios se emplean técnicas alternativas como es el uso de relevadores (alrededor de 10 estaciones) pero limitan sustancialmente el alcance a 200 mts entre nodos, lo cual implica una reducción con respecto a los 2 Km marcados por el estandar.

5.- APLICACIONES DE LA FDDI

La utilización de las redes FDDI se ha concentrado en tres ambientes principales:

- a) Instalación en campus o parques industriales, mediante el cableado entre edificios empleando el concepto de columna vertebral de alta velocidad (hasta varios Km de distancia).
- b) Instalación en edificios, a través del cableado de oficinas del mismo piso o en diferentes niveles. Dicho cableado resulta por lo general definitivo e involucra a un gran número de usuarios finales, así como dispositivos para la columna vertebral con distancias relativamente cortas (varios cientos de metros).
- c) Instalación en centros de cómputo, donde el número de usuarios es reducido y las distancias son cortas (decenas de metros) lo cual requiera de una gran flexibilidad en la red instalada.

Para analizar y definir la problemática de planeación e instalación de este tipo de redes, se está desarrollando actualmente en Estados Unidos el estandar EIA TR 41.8.1 que normará la aplicación en edificios de la FDDI.

A nivel internacional se están realizando importantes esfuerzos para la difusión de la FDDI a través de empresas como Proteon Inc., que recientemente ha sido escogida para la instalación de una red en la Universidad de Singapore con

GRUPO NOVELLCO

MEXICO
 Constituyentes V:
 Lomas Altas
 Mexico 11950 D.F.
 Tel: 259-0186, 259-0538.
 259-0047, 259-0390 FAX: 259-0015

MEXICO
 Constituyentes V:
 Lomas Altas
 Mexico 11950 D.F.
 Tel: 259-0186, 259-0538.
 259-0047, 259-0390 FAX: 259-0015

GUADALAJARA
 Angulo 1847
 Col Ladrón de Guevara
 44650 Guadalajara, Jalisco
 tel: 91(36)15-64-69, 15-65-58,
 15-66-62, 15-64-18

NOVELL CO

2,000 nodos y establecer la conectividad con un Mainframe 3081 IBM y una supercomputadora NEC; de igual forma CODENOLL TECHNOLOGY CORP. ha lanzado a fines del año pasado su línea CODENET FDDI para las computadoras EISA, la cual es compatible con el software de red Novell NetWare 386, así como los estándares ISO-9384 y el ya mencionado ANSI X3T9.5; asimismo, la compañía Synoptics Communications Inc. está ofreciendo la conectividad a todos los ambientes ya sea EtherNet, Token Ring y FDDI a través de su topología de "estrella jerárquica" con par torcido de cobre, con lo que el concepto de columna vertebral de alta velocidad repercute importantemente en la reducción de costos totales de la red.

6.- CONCLUSIONES

Con la liberación del SMT a principios de este año por el comité ANSI X3T9.5, finalizará la primera etapa de la red FDDI. Sin embargo ya se está trabajando en paralelo con una versión del sub-nivel PMD para fibra óptica unimodo que permitirá un espaciamiento entre nodos FDDI hasta de 60 Km, lo cual posicionará estratégicamente a la FDDI en el mercado de MANS, y como consecuencia, en la competencia con las compañías telefónicas que ofrezcan multiservicios al usuario; esto se viene a reafirmar con el concepto de la FDDI-2 que brindará servicios de voz, video y datos a través de la red doble anillo.

Con todo ello se espera un crecimiento exponencial en la demanda de este producto en los primeros años de la década, aumentando la base instalada de alrededor de 3,000 transceptores en 1990, a 22,000 para 1991, y 200,000 para 1993. Las aplicaciones estarán orientadas a la transmisión de imágenes y bases de datos a grandes velocidades y con enlaces a redes más lentas de propósito específico (voz/video/datos) que permitirán la conectividad de diferentes ambientes y el uso de medios de comunicación sumamente variados.

GRUPO NOVELL CO

MEXICO
Constituyentes 908
Lomas Altas
México 11950, D.F.
Tel: 259-0186, 259-0538
259-0047, 259-0390 FAX: 259-0015

MONTERREY
Calle del Valle 40927, 1000
García García
Monterrey, Nuevo León
tel: 282278 23 96, 28-94 24
28-94 24

GUADALAJARA
Angulo 1847
Col. Ladrón de Guevara
44650 Guadalajara, Jalisco
tel: 91(36)15-64-69, 15-65-58,
15-66-62, 15-64-18

NOVELLCO

REFERENCIAS

- 1.- MACK, R., "FIBEROPTICS POISED FOR RAPID GROWTH IN THE 1990'S", LASER FOCUS WORLD, DEC. 1989.
- 2.- REED, T., "FIBER JOINS FACTORY AUTOMATION SYSTEMS", PHOTONICS SPECTRA, NOV. 1989.
- 3.- MARSH, J., "FDDI DUAL RING OF TREES TOPOLOGY", TELECOMMUNICATIONS, OCT. 1989.
- 4.- PROTEON NEWS RELEASE DECEMBER 1989.
- 5.- CODENOLL TECHNOLOGY CORP. NEWS RELEASE NOVEMBER 1989.
- 6.- SYNOPTICS COMMUNICATIONS INC. CONNECTIVITY PRODUCTS GUIDE, 1989-1990.

GRUPO NOVELLCO

MEXICO
Construyentes 908
Lomas Altas
Mexico 11950 D.F.
Tel: 259-0186, 259-0338
259 0047, 259-0390 FAX 259 0015

MONTERREY
Carretera a Saltillo, 1000

GUADALAJARA
Angulo 1847
Car. Tadrón de Guzmán
44650 Guadalupe, Jalisco
Tel: 913615-64-69, 15-65-58,
15-66-62, 15-64-18

F D D I :

**LA RED LOCAL OPTICA
DE ALTA VELOCIDAD**

**FDDI = FIBER DISTRIBUTED
DATA INTERFACE**

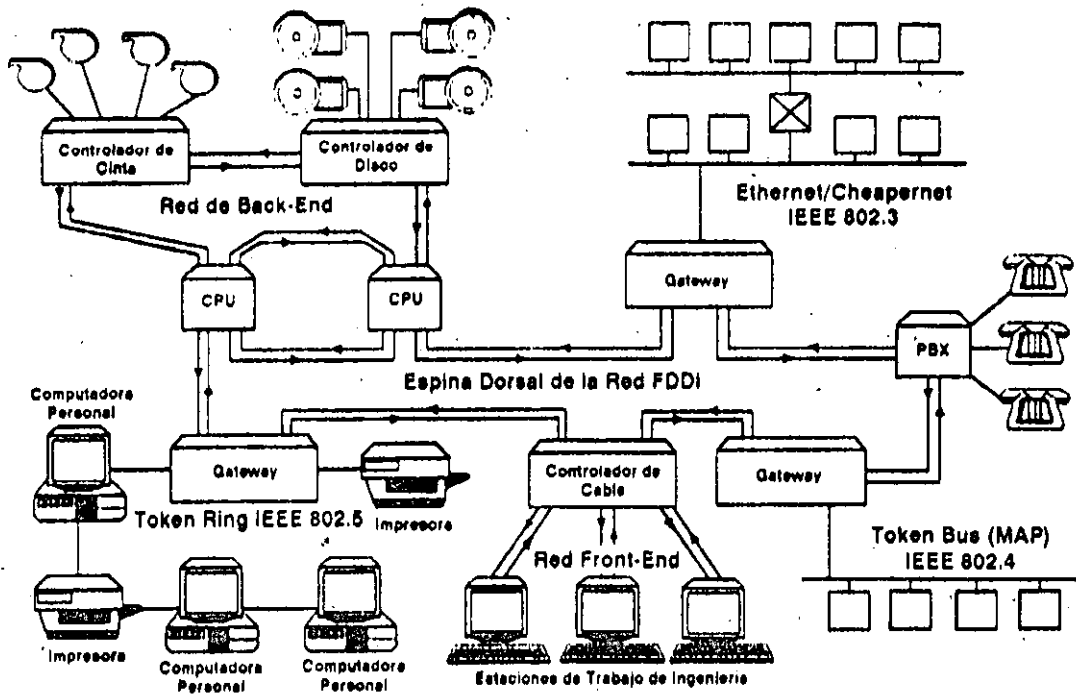
**RED ANILLO TOKEN- PASSING 100 Mb/S
CON REDUNDANCIA. (ANSI - X3T9)**

**ANILLO PRINCIPAL= CONEXION PUNTO A PUNTO
ENTRE NODOS PARA
TRANSMISION DE DATOS.**

**ANILLO SECUNDARIO = TRANSMISION DE DATOS /
RESPALDO DEL ANILLO
PRINCIPAL EN CASO DE FALLA.**

**FDDI PROVEE COMUNICACIONES POR
CONMUTACION DE PAQUETES Y
TRANSMISION DE DATOS EN TIEMPO
REAL.**

POSIBLES APLICACIONES DEL FDDI



FDDI OFRECE HASTA 1000 CONEXIONES FISICAS (500 ESTACIONES) Y UNA DISTANCIA TOTAL DE 200 KM. DE EXTREMO A EXTREMO.

LA DISTANCIA MAXIMA ENTRE NODOS ACTIVOS ES LA DE 2 KM.

FIBRAS OPTICAS EMPLEADAS:

A) FIBRA TIPO UNIMODO. CON GRAN ANCHO DE BANDA (GHz. KM) Y LARGAS DISTANCIAS (20 - 30 KM)

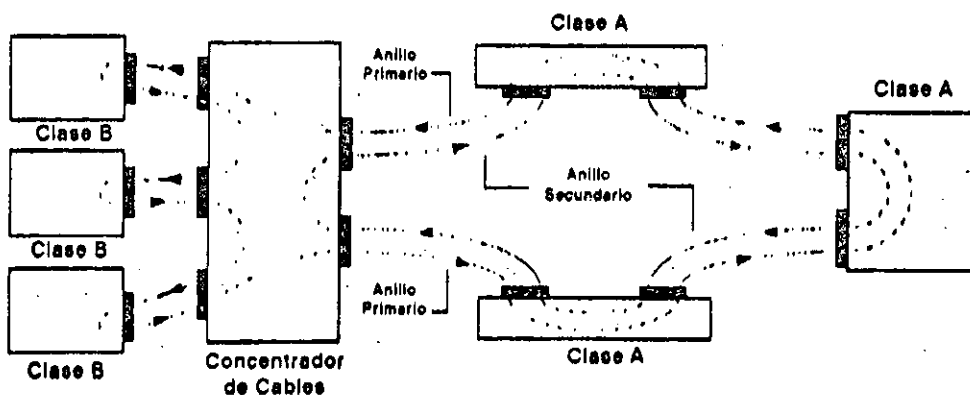
B) FIBRA TIPO MULTIMODO. FIBRAS CON NUCLEO 50-62.5 MICRAS Y MEDIANAS DISTANCIAS (10 - 20 KM) A 1300 NANOMETROS.

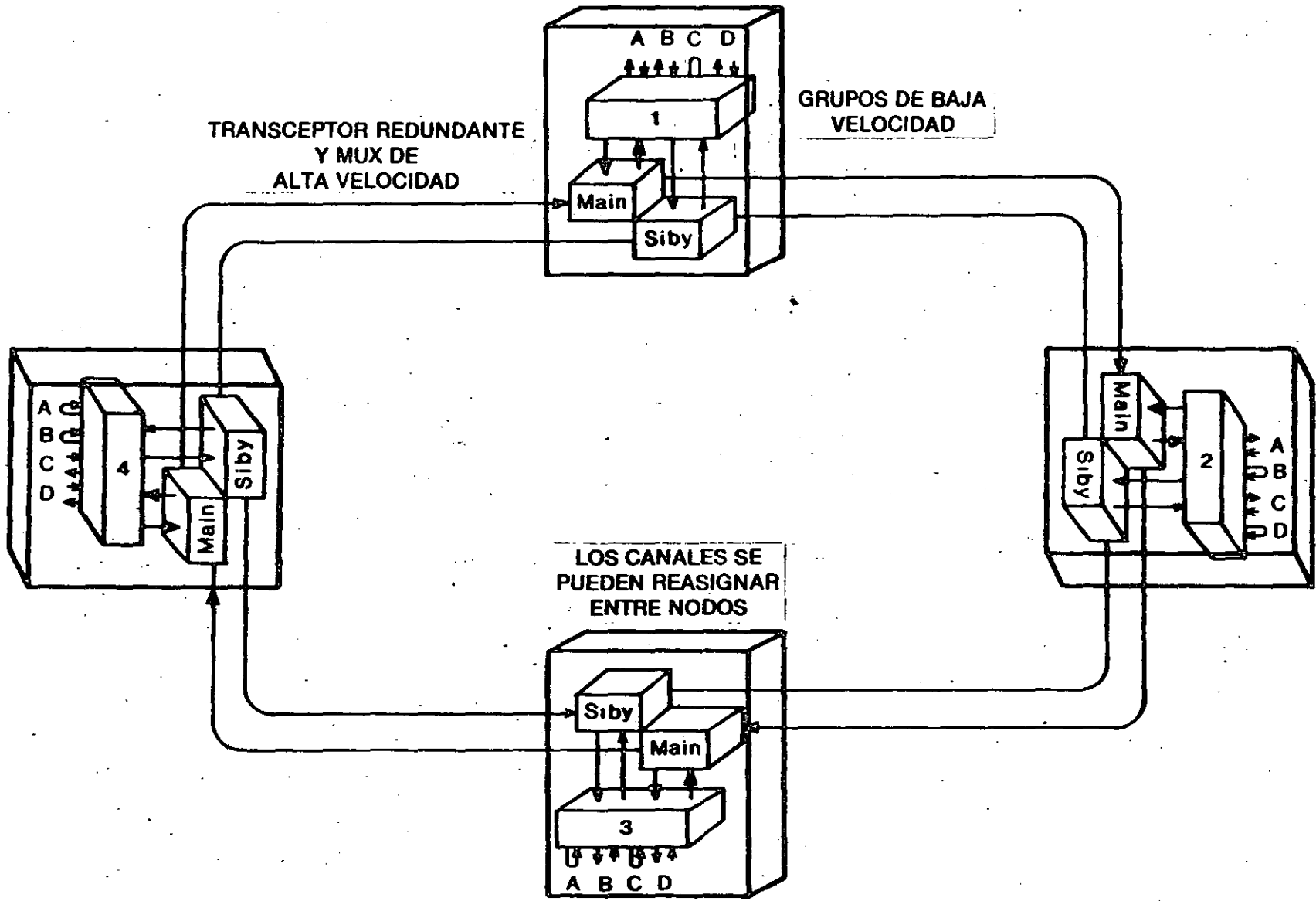
ESTACIONES:

TIPO CLASE A : SE CONECTA DIRECTAMENTE AL ANILLO DOBLE.

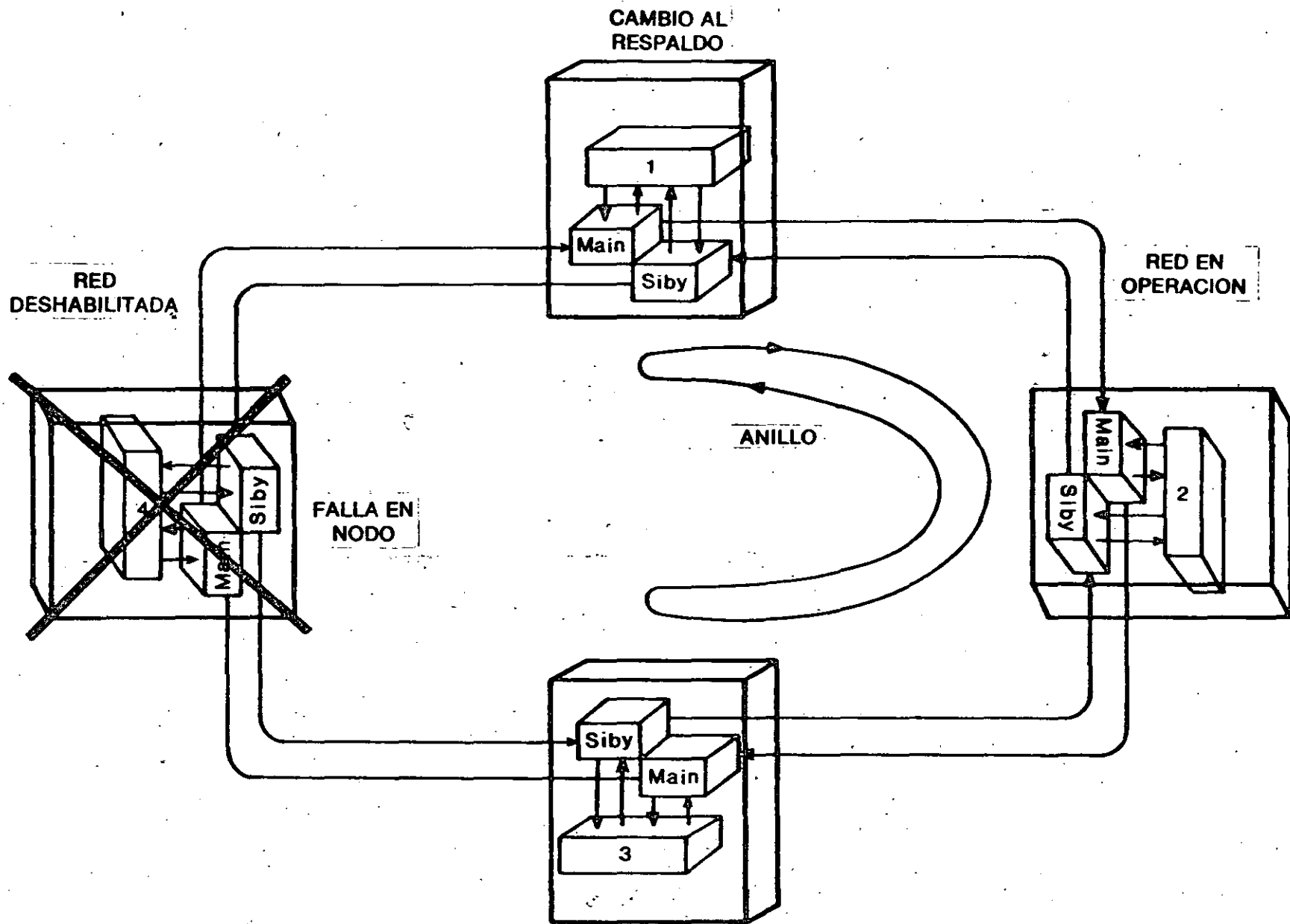
TIPO CLASE B: SE CONECTAN AL CONCENTRADOR DE PUERTOS MULTIPLES EN RED ESTRELLA O ESTACIONES CON POSIBILIDAD DE CONEXION SENCILLA. LOS CONCENTRADORES PUEDEN SER CONECTADOS EN CASCADA.

EJEMPLO DE ANILLO FDDI

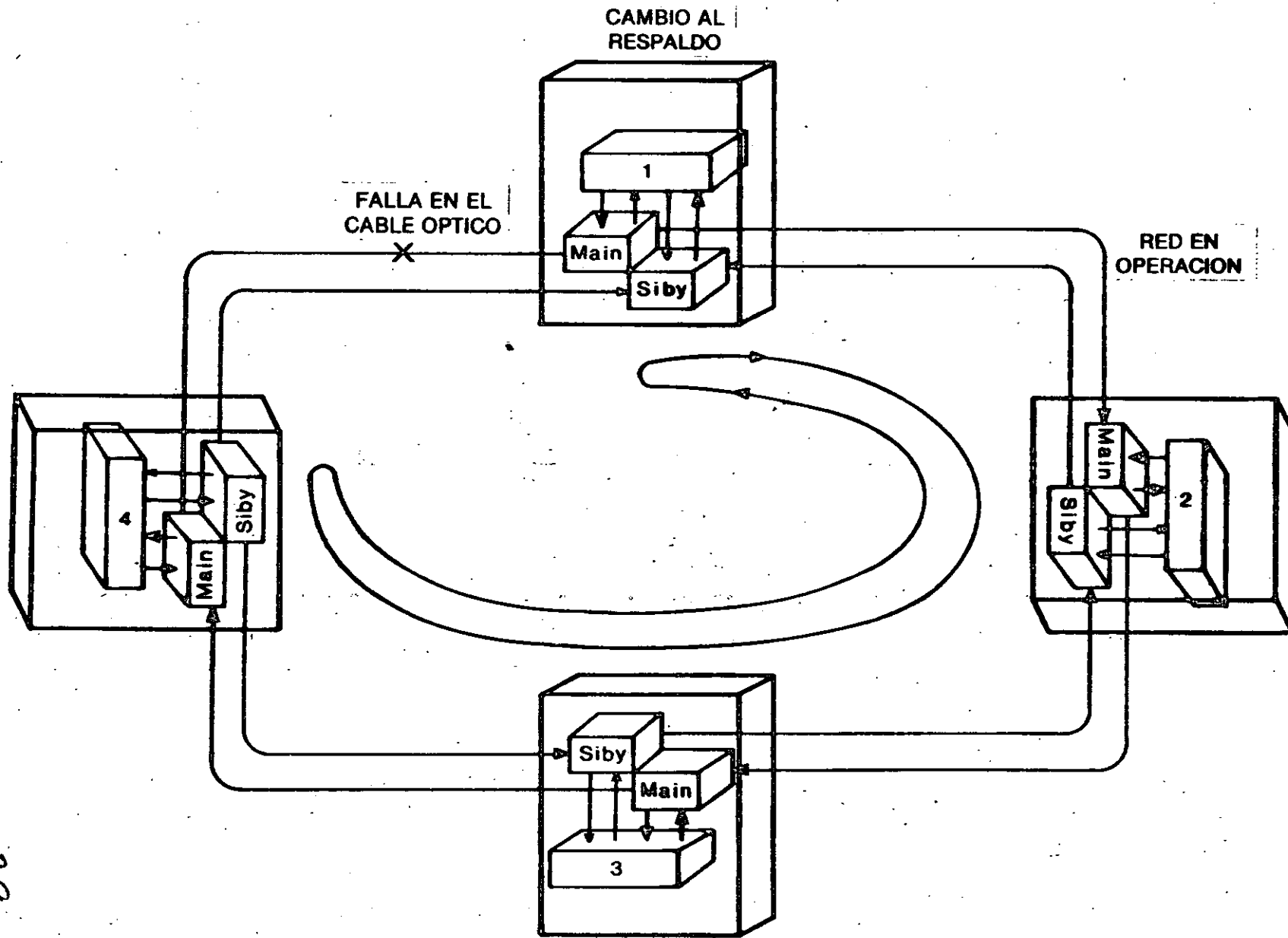




RED ANILLO DE BANDA ANCHA CON FIBRA OPTICA

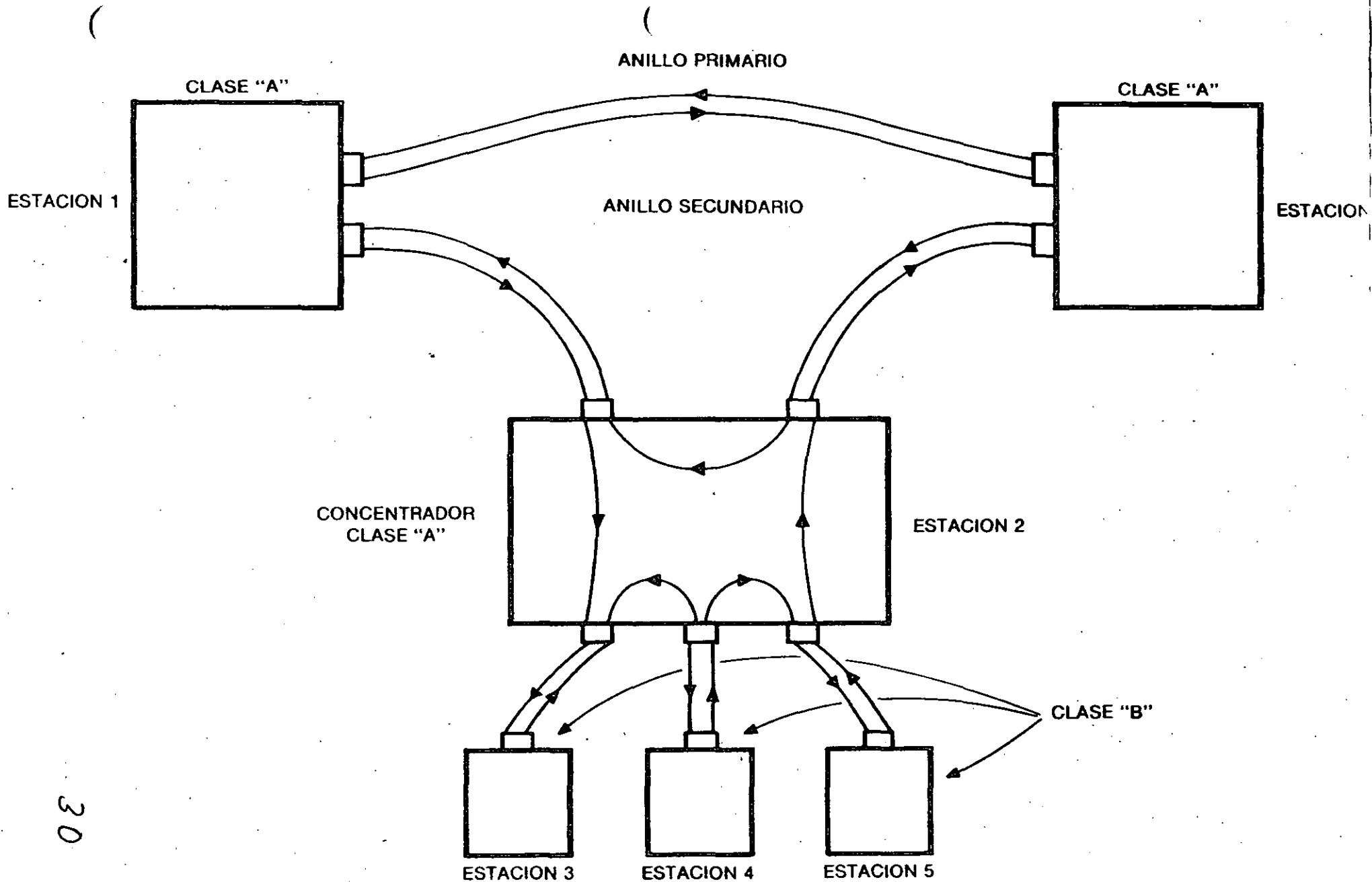


FALLA DE NODO EN LA RED ANILLO



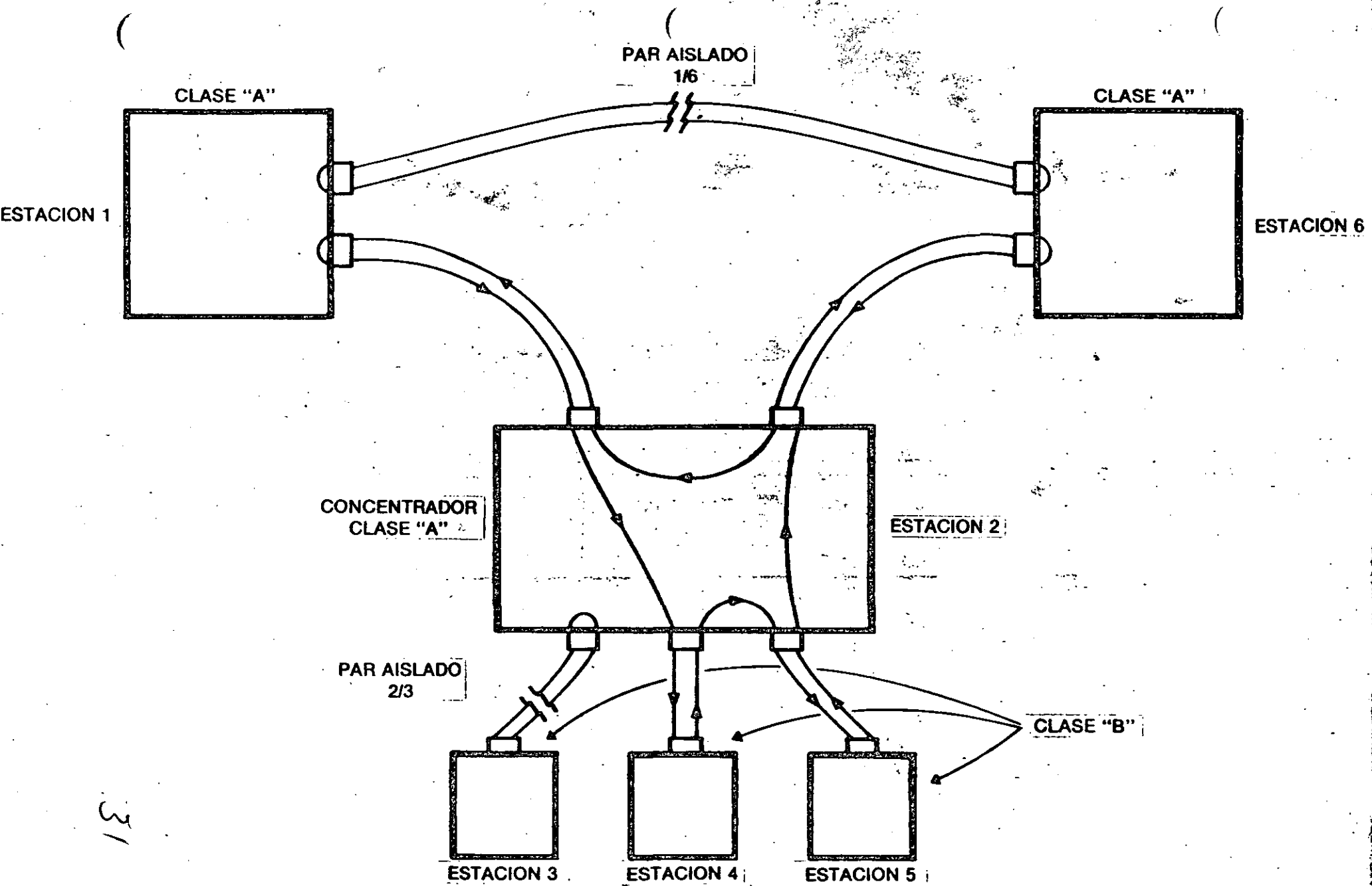
FALLA DE CABLE OPTICO EN LA RED ANILLO

62



TOPOLOGIA ANILLO FDDI

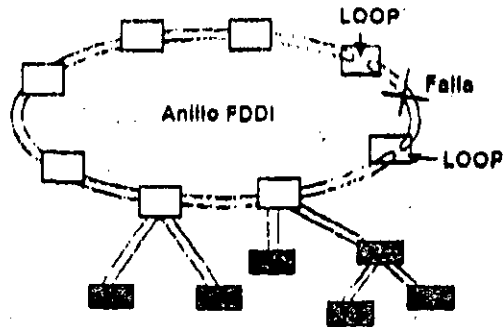
30



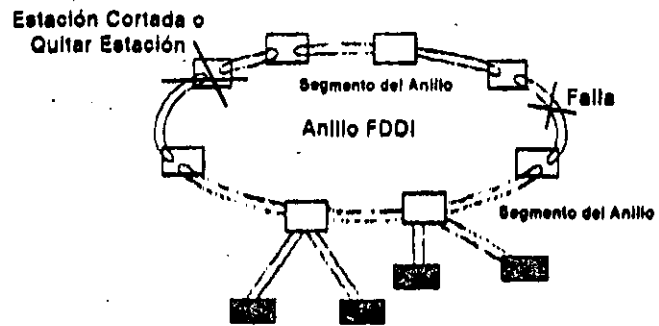
31

ANILLO FDDI RECONFIGURADO

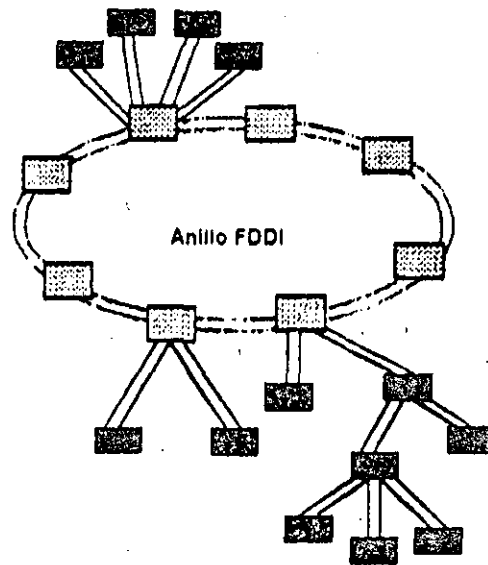
UNA FALLA





FALLAS MÚLTIPLES



ESTACION/CONCENTRADOR



 Doble Firma
 Firma Sencilla

TOKEN-PASSING OFRECE UNA TRANSMISION DE DATOS MAS EFICIENTE, YA QUE CONFORME AUMENTA EL TRAFICO SE REQUIERE UN MAYOR ANCHO DE BANDA. TRT) 85%

CSMA/CD RESULTA MAS EFICIENTE CUANDO SE UTILIZA UN MENOR ANCHO DE BANDA.

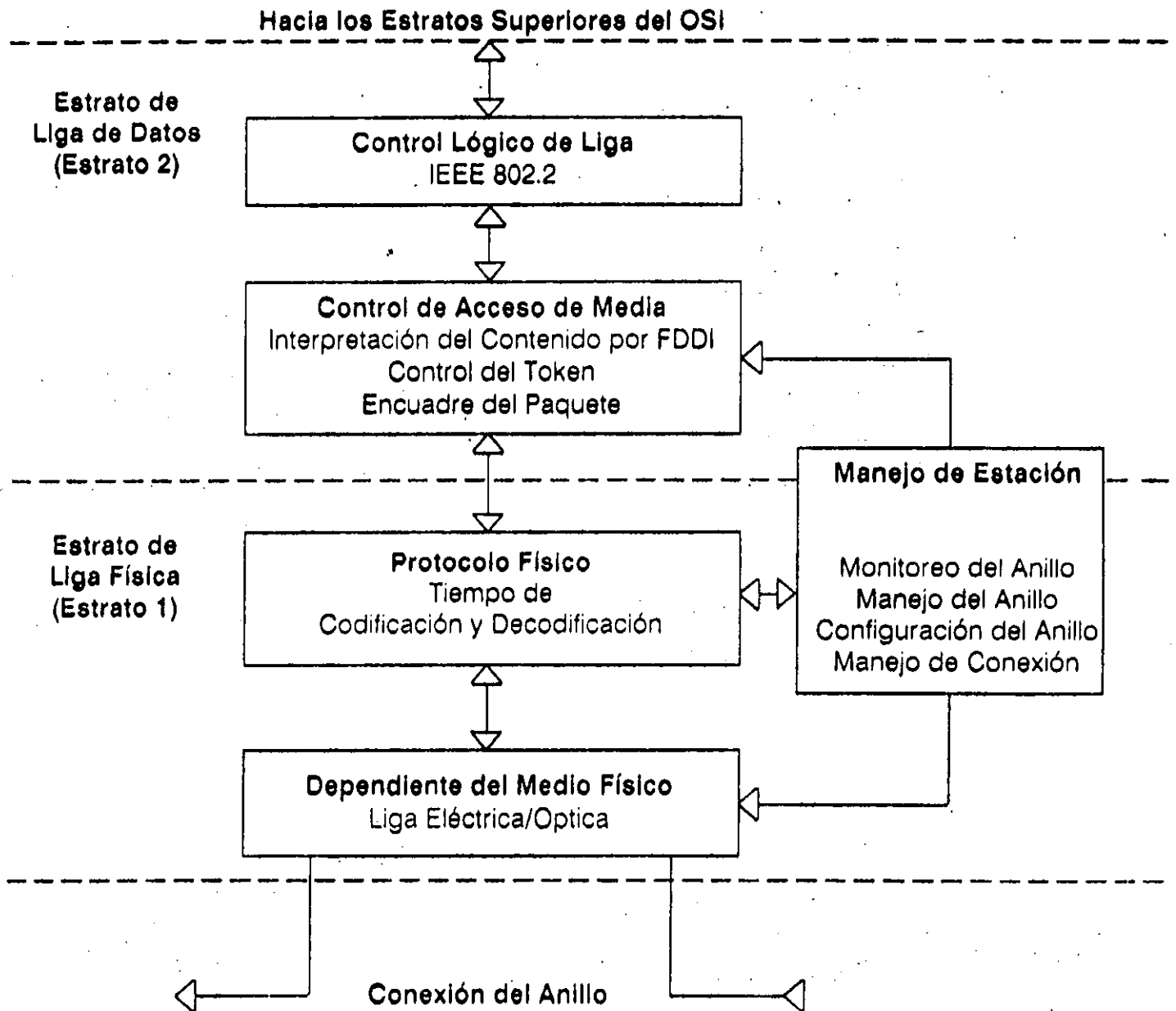
FDDI EMPLEA UNA CODIFICACION 4B/5B. TASAS DE TRANSMISION A 100 Mb/S - 125 MHz. 80% DE EFICIENCIA EN EL ANCHO DE BANDA.

ETHERNET Y TOKEN-RING EMPLEAN UNA CODIFICACION MANCHESTER

TASA		
DE TRANSMISION -	ETHERNET:	10 Mb/S - 20 MHz
	TOKEN-RING:	16 Mb/S - 32 MHz

50% DE EFICIENCIA EN EL ANCHO DE BANDA

LOS ESTRATOS DE FDDI



FDDI: VS. TOKEN-RING 16Mb/S:

**RELOJ DISTRIBUIDO Y
RECUPERACION DE
ERRORES.**

MONITOR ACTIVO.

DOBLE ANILLO.

ANILLO SENCILLO.

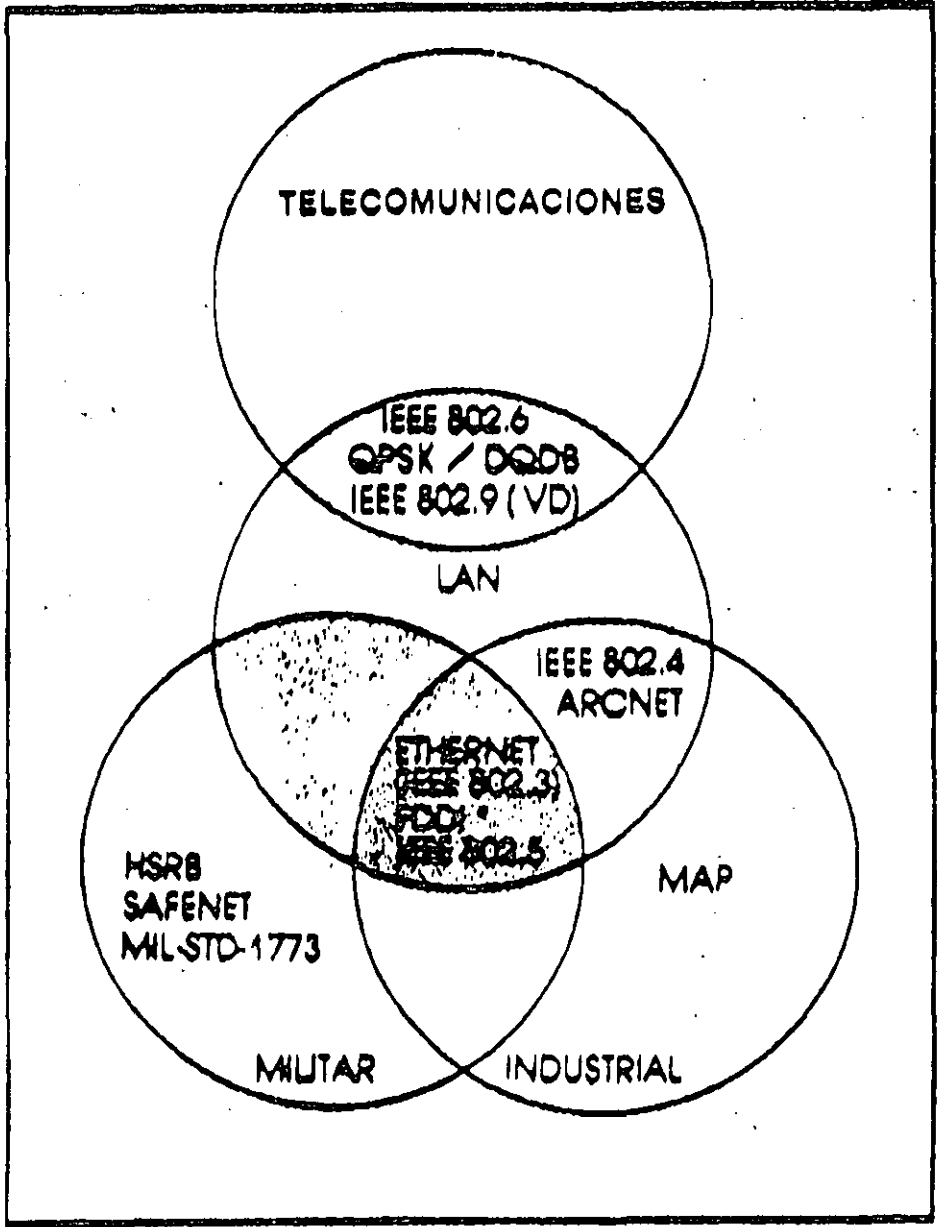
**ROTACION DEL
"TOKEN".**

**SISTEMA DE RESERACION POR
PRIORIDAD.**

USO DE FIBRA OPTICA

**USO DE PAR TORCIDO / FIBRA
OPTICA.**

FDDI-2 = VOZ, DATOS, VIDEO (TDM)



ESTANDARES DE RED QUE EMPLEAN FIBRA OPTICA POR APLICACION

TABLA 1
PROPIEDADES vs VENTAJAS DE LOS SISTEMAS POR
FIBRA OPTICA

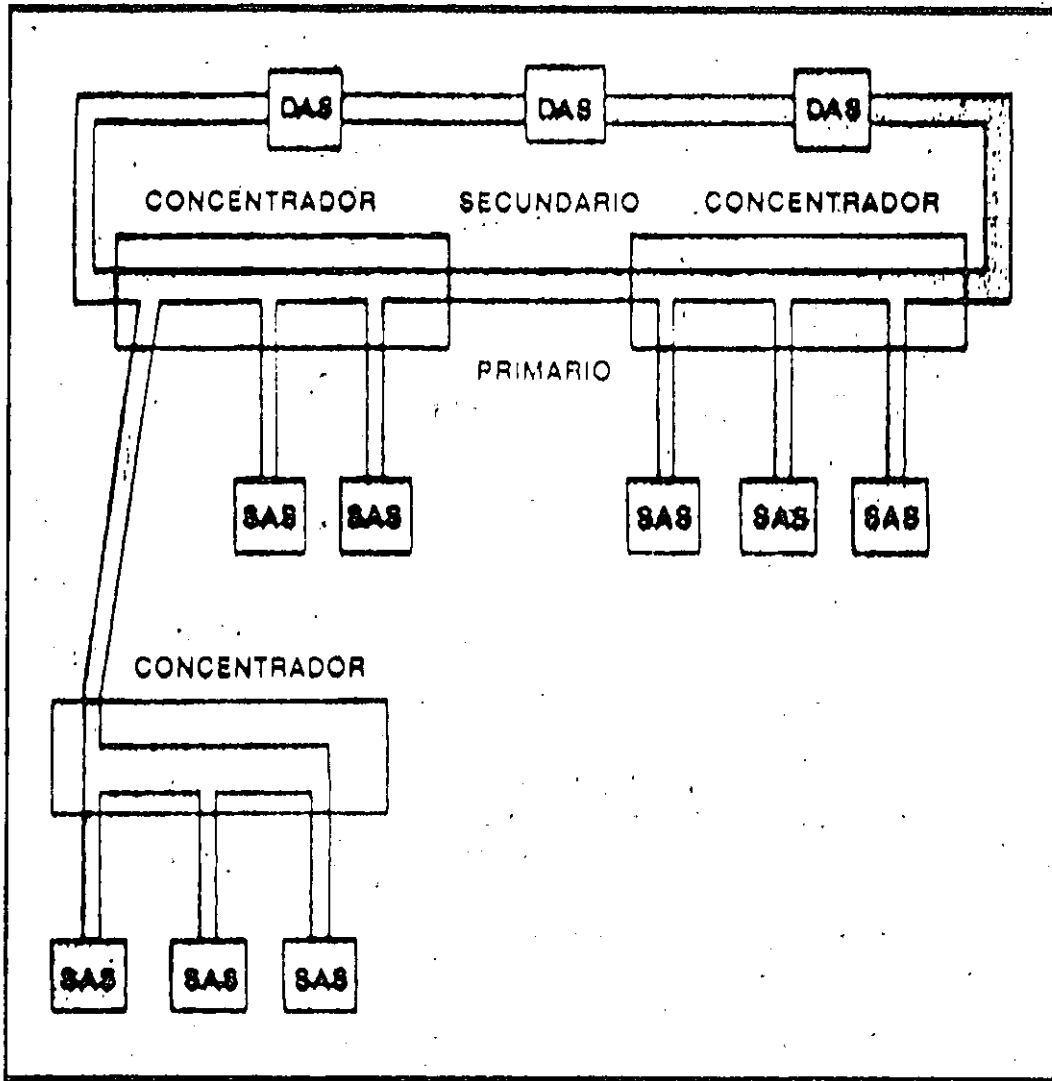
	COSTO DECRECIENTE			INCREMENTO EN LA SEGURIDAD		DISEÑO SIMPLE		CALIDAD DE INFORMACION		
	EQUIPO BASICAL	INSTALACION BASICAL	MANTENIMIENTO CONTINUO	POSIBILIDAD DE EXPANSION	PERSONAL	EQUIPOS	SISTEMA DE COMUNICACIONES	PLANTA	ESTABILIDAD	SEGURIDAD
1. PROPIEDADES										
ELECTROMAGNETICAS										
- INMUNIDAD A RUIDO ELECTROMAGNETICO							•	•	•	
- NO EXISTE RADIACION ELECTROMAGNETICA							•	•		•
- NO CONDUCE ELECTRICIDAD	•		•		•	•		•		
- NO EXISTE PROBLEMA DE TIERRA DE REFERENCIA			•		•	•		•		
- NO GENERA CHISPA	•		•					•		
2. CARACTERISTICAS FISICAS										
- ESPACIO REDUCIDO MUY LIGERA		•						•		
- CONVENCION CON CABLES DE ENERGIA		•						•		
- CONVENCION CON LIQUIDOS EXPLOSIVOS		•	•					•		
3. CAPACIDAD Y FUNCIONAMIENTO										
- ATENUACION INDEPENDIENTE A LA TASA DE MODULACION				•			•	•		
- CAPASIDAD ALTA DE TRANSMISION DE INFORMACION	•			•			•	•		
- SE PUEDE UTILIZAR COMO MEDIO DE COMUNICACION Y SENSOR			•				•	•		
- UTILIZA UN ESPECTRO DE FRECUENCIA REDUCIDO							•	•		
- NO EXISTE DISFONIA							•	•		

TABLA 2
TIPOS DE FIBRAS OPTICAS PARA TELECOMUNICACIONES

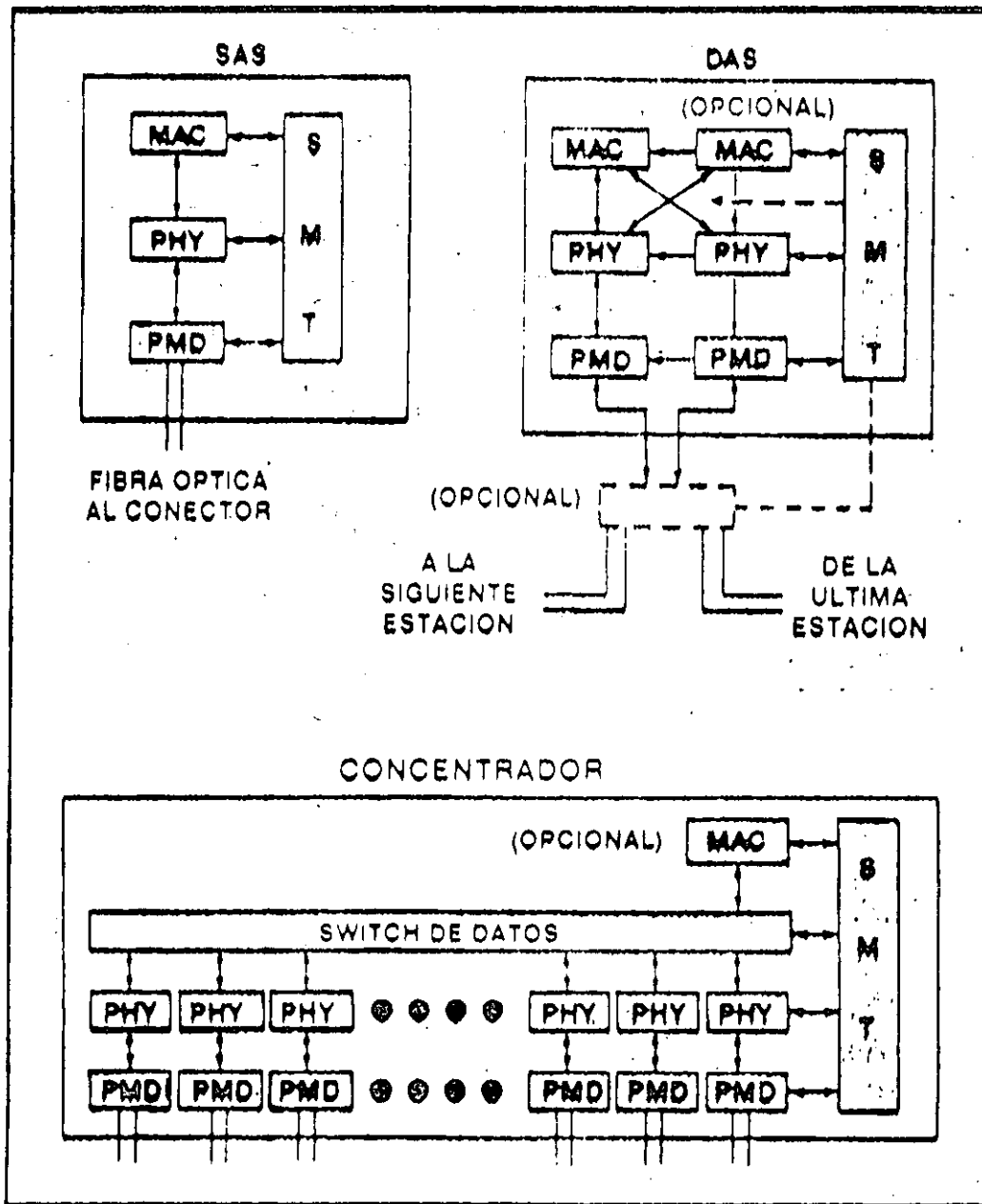
	NUCLEO	NUCLEO / REVESTIMIENTO (MICRAS)
UNIMODO	ESTANDAR (VIDRIO)	9/125
MULTIMODO	ESTANDAR (VIDRIO)	50/125
		62.5/125
		85/125
		100/140
	GRUESO (PLASTICO)	200/250 1000/1040

TABLA 3
CARACTERISTICAS DE LOS COMPONENTES DE LA RED
CON FIBRAS OPTICAS

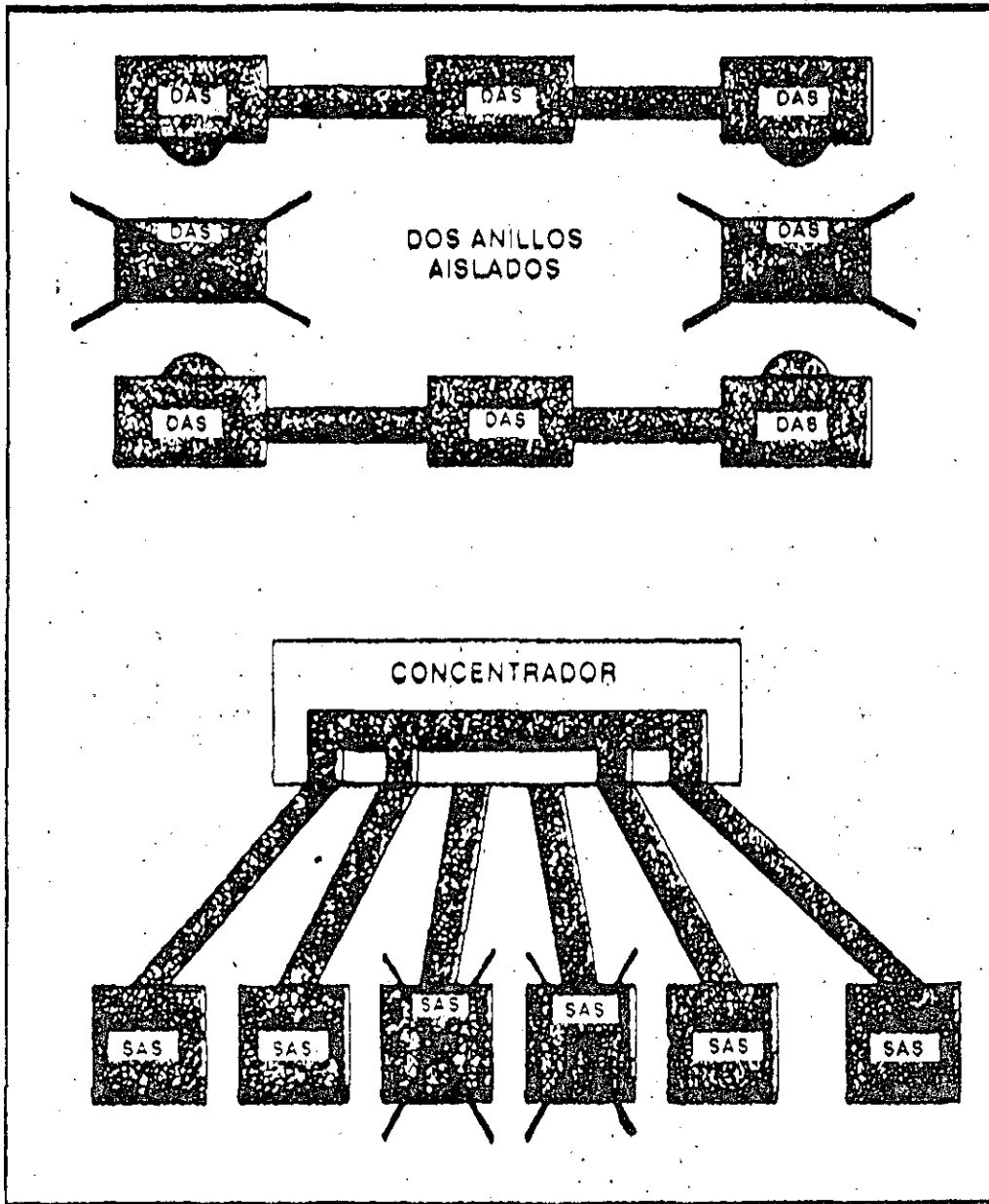
FUENTES		DETECTORES		FIBRAS	
LED	LASER	PIN	APD	NUCLEO GRUESO	NUCLEO DELGADO
COSTO REDUCIDO	MAYOR ANCHO DE BANDA	COSTO REDUCIDO	MEJOR SENSIBILIDAD DEL DETECTOR	FACIL DE EMPALMAR Y CONECTORIZAR	MAYOR ANCHO DE BANDA
ACOPLAMIENTO SENCILLO	MAYOR ACOPLAMIENTO DE POTENCIA	ACOPLAMIENTO SENCILLO			
MAYOR TIEMPO DE VIDA		MAYOR ESTABILIDAD			
MAYOR ESTABILIDAD					

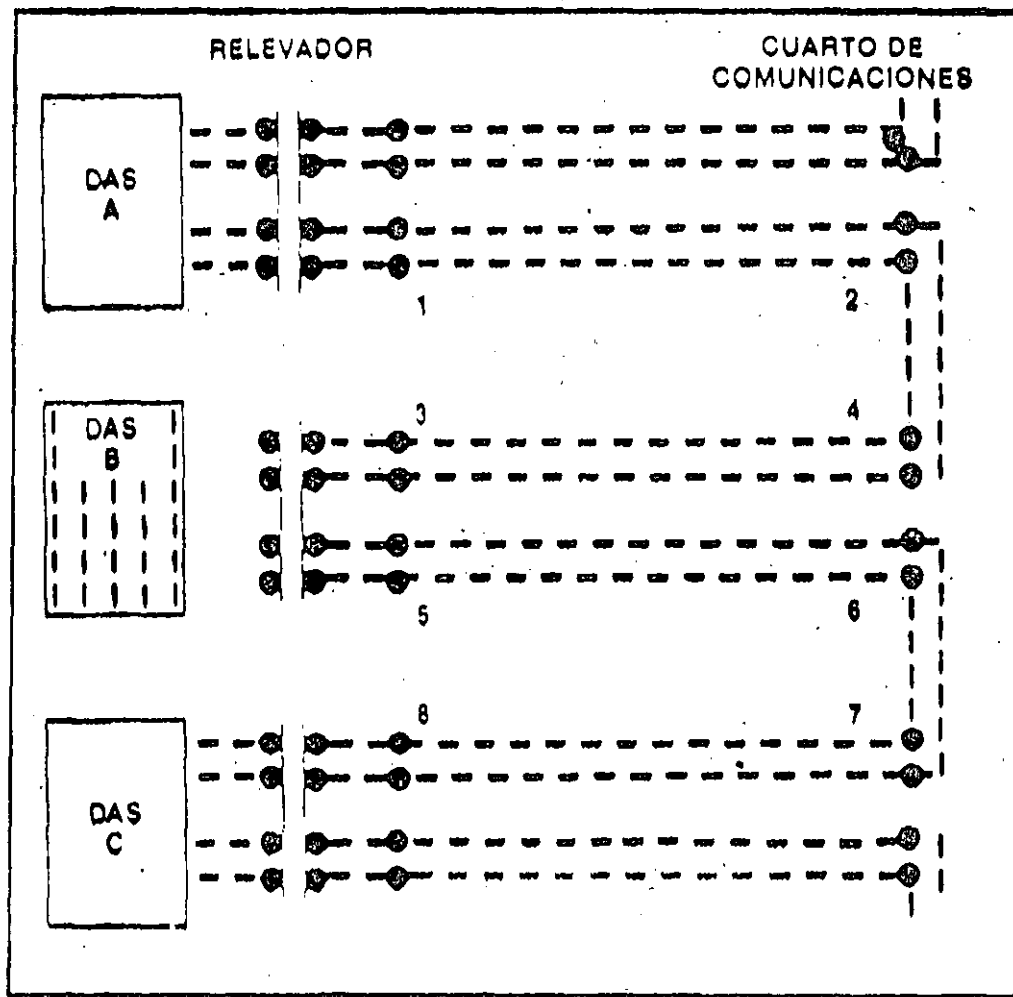


TOPOLOGIA FDDI

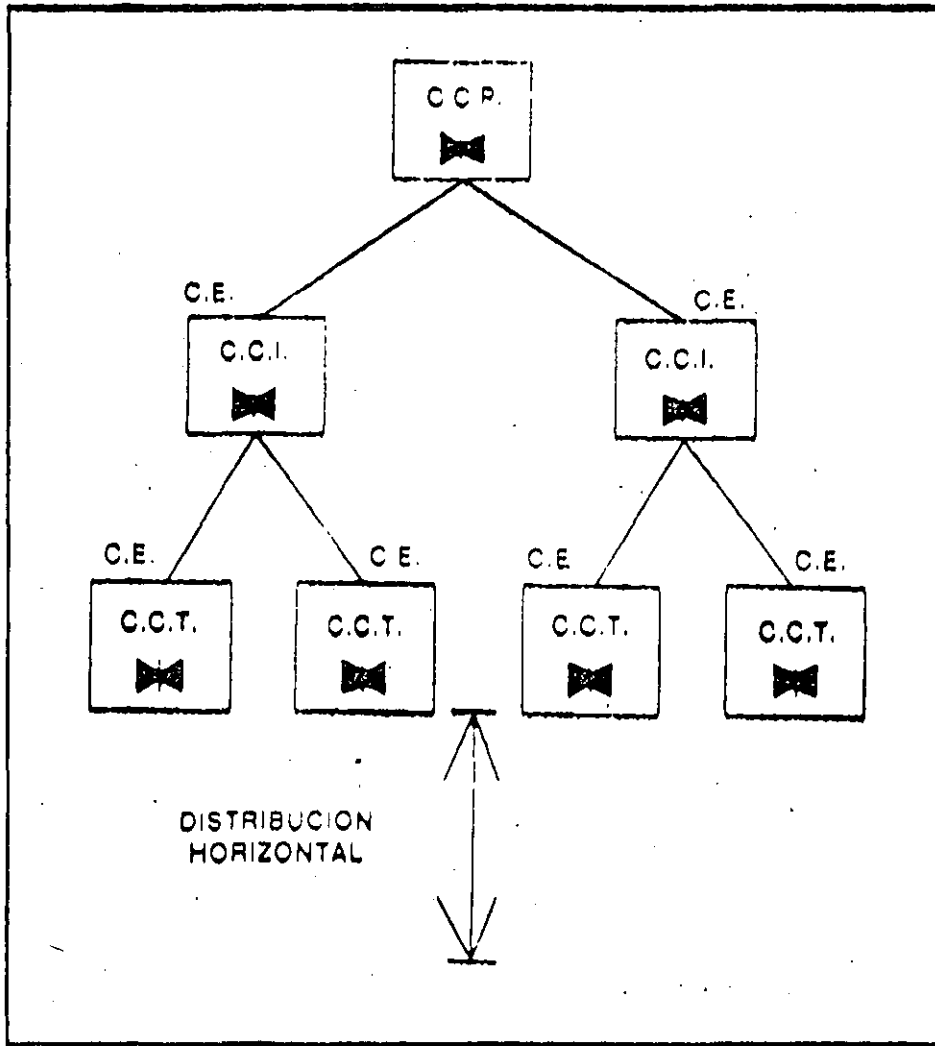


TIPOS DE ESTACIONES PARA FDDI

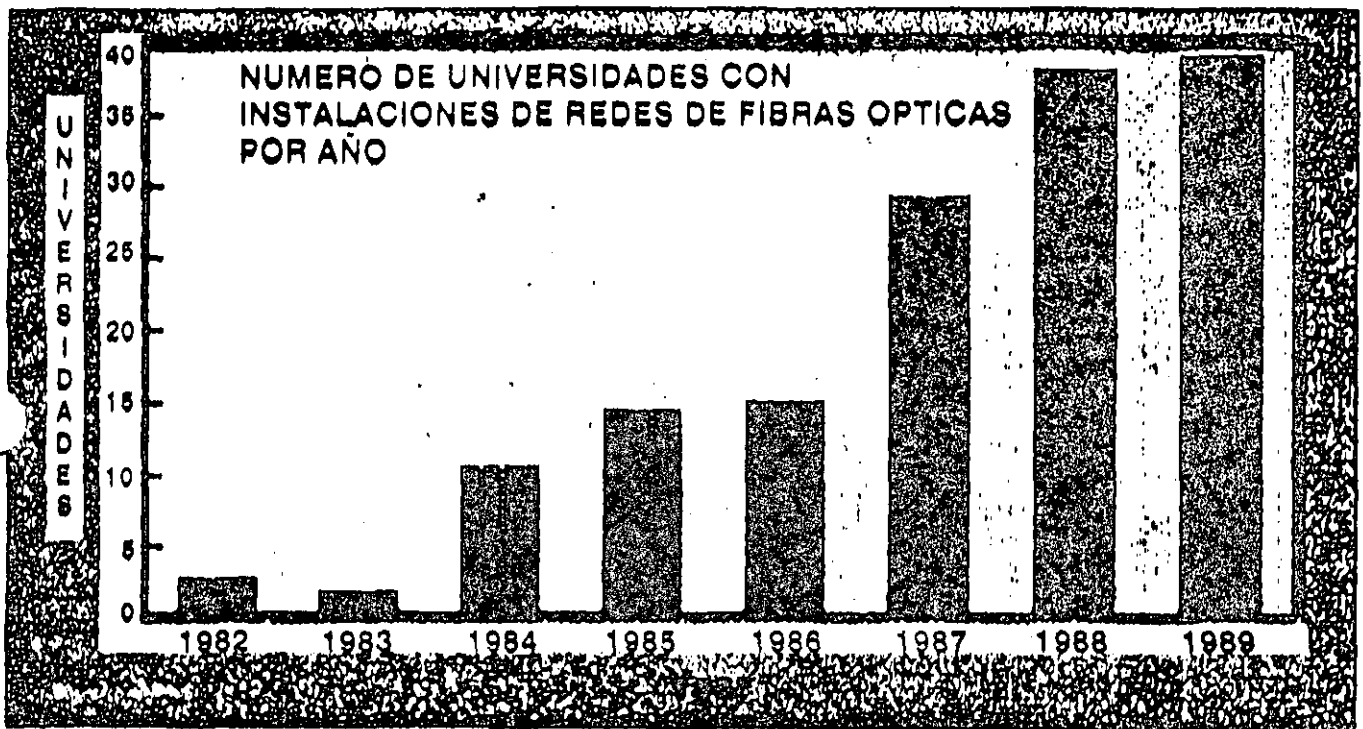




USO DE LA DERIVACION OPTICA CON "DAS" EN LA ESTRUCTURA DE CABLEADO



ESTANDAR AMERICANO PARA
CABLEADO DE EDIFICIOS



**EMPLEO EN LAS UNIVERSIDADES DE REDES
DE FIBRA OPTICA PARA TRANSMISION DE DATOS**

CABLEADO TIPO TELEFONICO PARA LANS

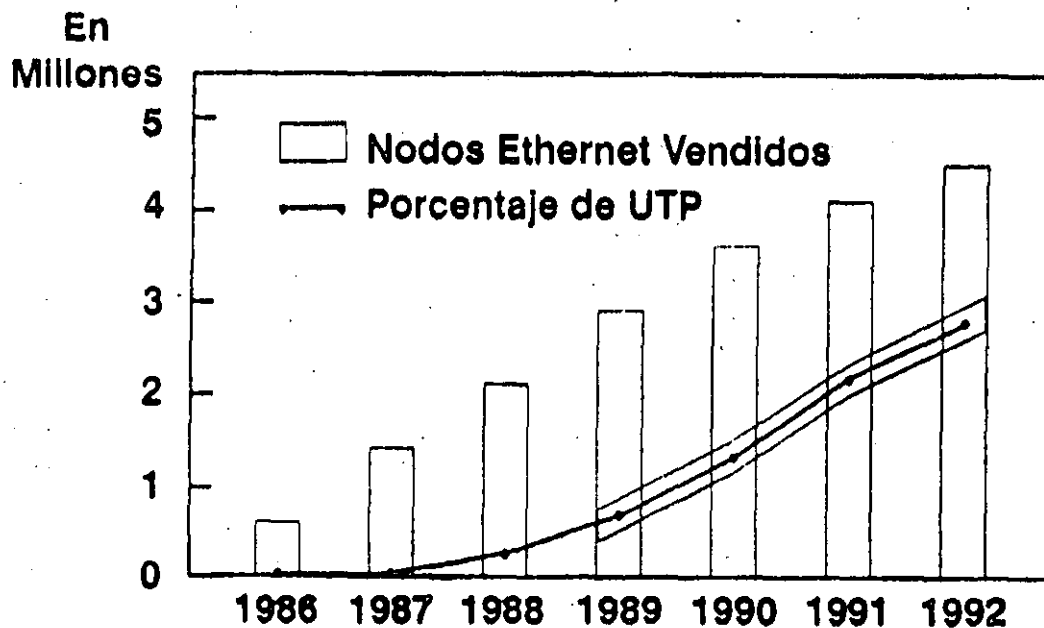
(UNSHIELDED TWISTED PAIR, UTP) A 10 MB/SEG

INVENTADO POR SYNOPTICS EN XEROX PALO ALTO RESEARCH 1985

RAPIDA POPULARIDAD DEBIDO A QUE:

- FACILITA CONEXION DE LA RED
- FACILITA ADMINISTRACION DE LA RED
- AISLA LA DETECCION DE FALLAS
- FACILITA EL MANTENIMIENTO DE REDES

DESARROLLO DE REDES ETHERNET UTP



LA TECNOLOGIA UTP RESPONDE LAS SIGUIENTES PREGUNTAS:

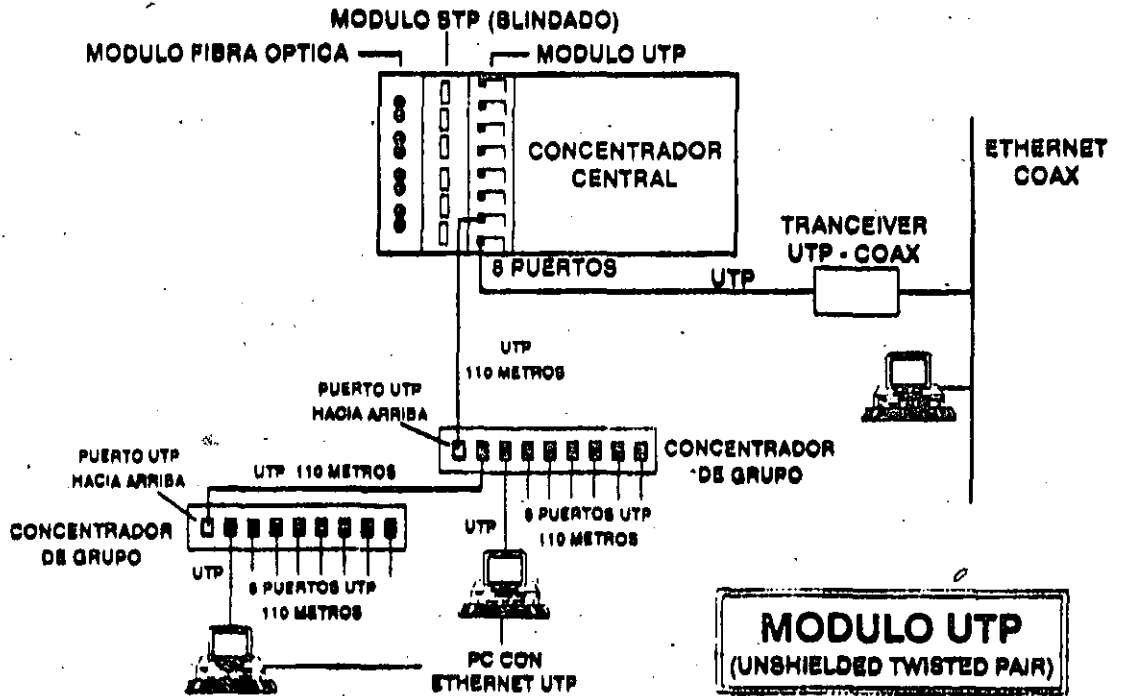
- ¿ QUE TAN CONFIABLES SON LAS REDES ACTUALES ?**
- ¿ EN CUANTO TIEMPO SE REESTABLECE UNA RED CAIDA?**
- ¿ QUE TANTA FLEXIBILIDAD SE TIENE EN ADICIONES Y MODIFICACIONES DE RED ?**
- ¿ CUANTOS DIFERENTES EQUIPOS, PROTOCOLOS Y APLICACIONES TENDRA LA RED EN LOS SIGUIENTES AÑOS ?**
- ¿ COMO SE MANTIENE UN SEGUIMIENTO DE LA OPERACION DE LOS EQUIPOS CONECTADOS EN RED ?**

LA RED COMO UTILERIA

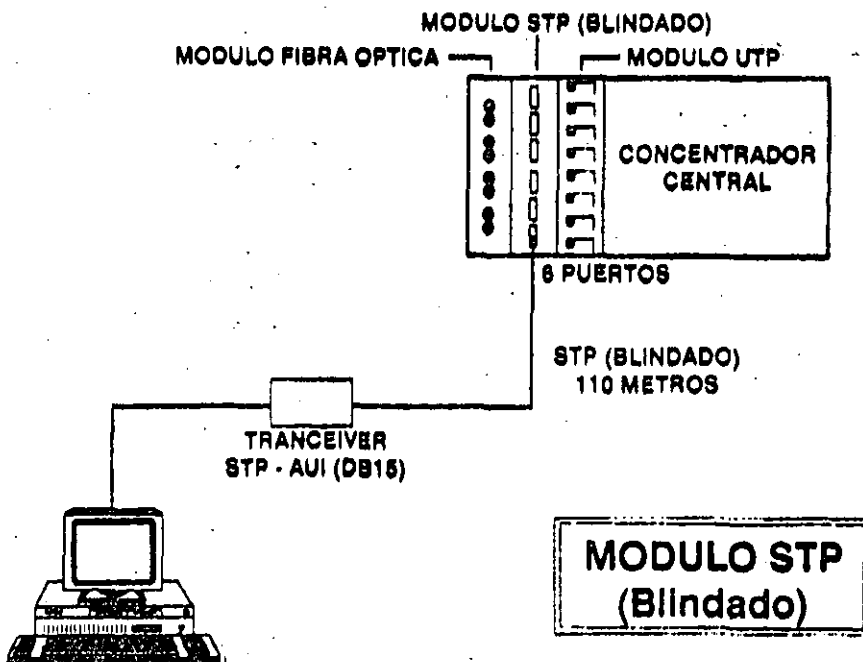
LA TECNOLOGIA UTP OFRECE

- MANEJO COMO SISTEMA ABIERTO MEDIANTE EL USO DE ESTANDARES
- GRAN CAPACIDAD DE ADAPTACION AL CAMBIO MEDIANTE SU MODULARIDAD Y FLEXIBILIDAD
- MINIMIZAR EL TIEMPO DE CAIDAS DE RED MEDIANTE MONITOREO DE OPERACION Y CONTROL ADMINISTRATIVO
- RECUPERACION RAPIDA DE CATASTROFES MEDIANTE REDUNDANCIA Y PRE-DIAGNOSTICOS
- BASE DE CRECIMIENTO EFICIENTE MEDIANTE UNA PLATAFORMA EXPANDIBLE DE HARDWARE CUMPLIENDO CON ESTANDARES ESTABLECIDOS

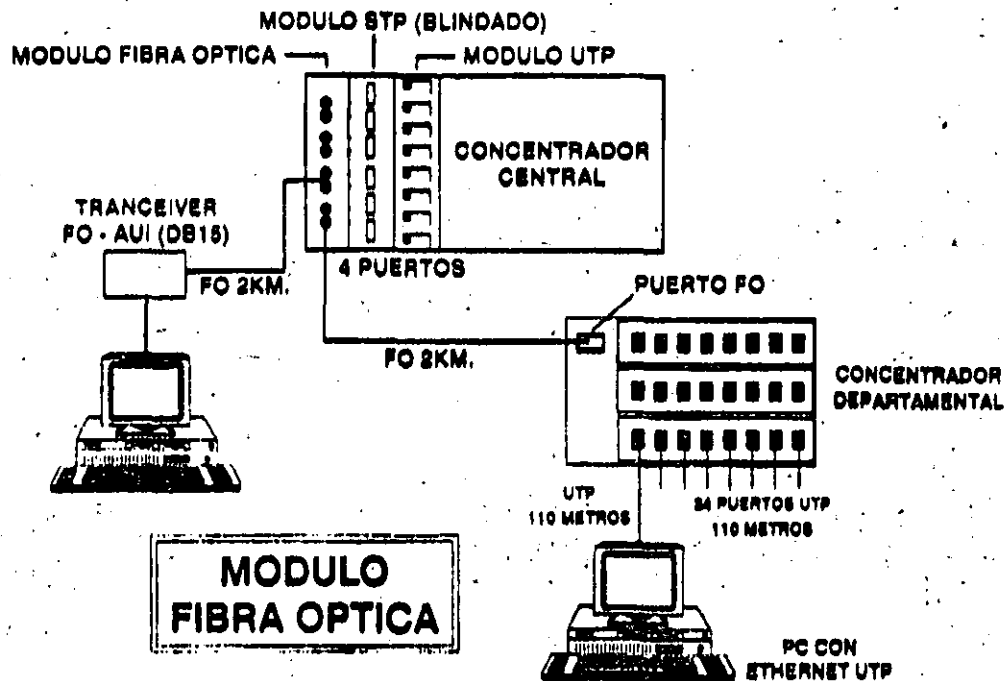
TECNOLOGIA UTP LATTISNET SYNOPTICS



TECNOLOGIA UTP LATTISNET SYNOPTICS



TECNOLOGIA UTP LATTISNET SYNOPTICS



PRINCIPALES VENTAJAS DEL CABLEADO TELEFONICO

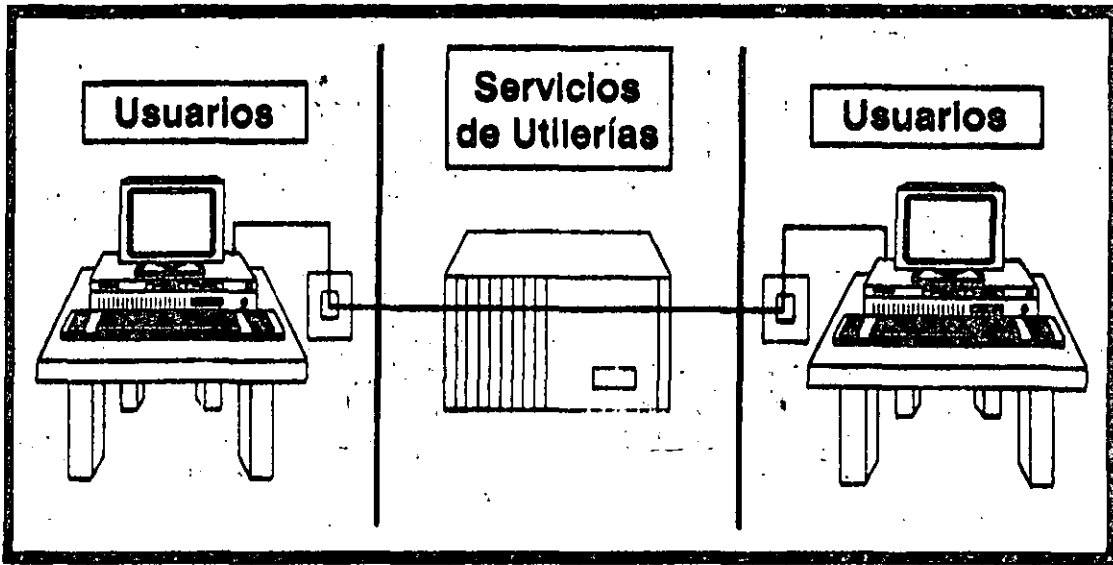
SEGURIDAD

FLEXIBILIDAD

MODULARIDAD

ADMINISTRACION

EL CONCEPTO DE RED COMO SERVICIOS DE UTILERIAS





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

CURSOS ABIERTOS

" TELECOMUNICACIONES VIA FIBRAS OPTICAS "

ANEXO 1.

TENDENCIAS DE INVESTIGACION Y DESARROLLO

ING. FRANCISCO JAVIER MENDIETA

MAYO 1992

TENDENCIAS DE INVESTIGACION Y DESARROLLO

La figura presenta la evolución de la telefonía tradicional hacia los servicios de la "era de la información". El creciente ancho de banda ilustrado en abscisas refleja el incremento en la velocidad de los dispositivos electrónicos y ópticos, impulsados particularmente por el nuevo medio de transmisión; la fibra óptica. Con una capacidad creciendo aceleradamente tanto en transmisión como en conmutación, la red es capaz de manejar comunicación "multimedia". Además de la voz tradicional, puede proporcionar servicios de datos, facsímil, video, etc. Este eje representa la tecnología tradicional de las telecomunicaciones.

La ordenada describe el nivel creciente en la inteligencia de la red. Esta es una nueva dimensión en las telecomunicaciones modernas, dado que hasta ahora había sido terreno de la computación, partir del desarrollo conjunto del "software" y del "hardware", ayudado por el incremento de velocidad y complejidad de los circuitos y computadoras digitales.

Los avances en este campo están marcados por los procesadores de señal de alta velocidad, microprocesadores de creciente complejidad, capacidades mayores y tiempos de acceso menores en el almacenamiento y nuevos avances en "software" tales como los asociados a inteligencia artificial y redes neuronales. La inteligencia impacta tanto en la operación interna de la (inteligencia) red como en los servicios ofrecidos. Las características más avanzadas vendrán de la sinergia del ancho de banda y la inteligencia.

Se prevé que la red proporcionará un número creciente de servicios sobre interfaces "amigables". Se podrá responder a comandos de voz y el sistema podrá identificar a los usuarios a partir de patrones de voz. Después, la red será capaz de detectar las necesidades de los clientes. Por ejemplo, podrá grabar y categorizar los hábitos de los usuarios y ofrecer servicios, paquetes de información orientados y/o entretenimiento. Esta base de datos de usuarios será accesible desde cualquier teléfono, de modo que una vez que una persona es identificada a través de patrones de voz o una tarjeta de identidad, cualquier teléfono público o privado se convierte en el teléfono privado del cliente con las ofertas usuales de servicios.

Con la continua pérdida de significancia de las fronteras internacionales y el advenimiento de una economía global, el mismo concepto podrá extenderse más allá de las fronteras nacionales, con la nueva dimensión de traducción instantánea del lenguaje e interpretación. En términos de la calidad de la presentación, futuros usuarios obtendrán la riqueza del ambiente "multimedia", con comunicaciones yendo desde voz de alta fidelidad hasta video 3-D, así como portabilidad en la forma de terminales inalámbricas ligeras. Para alcanzar esta meta, avances paralelos deberán realizarse a lo largo de los dos ejes de ancho de banda e inteligencia, así como diversas combinaciones de ambas tecnologías.

La capacidad de transmisión y distribución de la red telefónica depende del ancho de banda disponible. Este parámetro ha cambiado drásticamente con la evolución de la tecnología óptica. Los límites de ancho de banda para diferentes tecnologías se muestran en la figura.

Tanto la frecuencia de modulación como las pérdidas en el medio de transmisión favorecen a la fibra óptica para transmisión a alta velocidad. Esto dá el ímpetu para la rápida evolución de dispositivos ópticos de estado sólido usados en conjunto con electrónica de alta velocidad.

La evolución de las redes experimentales sigue a la disponibilidad de fuentes de luz con propiedades espectrales cada vez más refinadas. La figura muestra una serie de fuentes de luz desde los LED'S hasta láseres de retroalimentación distribuida sintonizables, contribuyendo a mayores velocidades de transmisión.

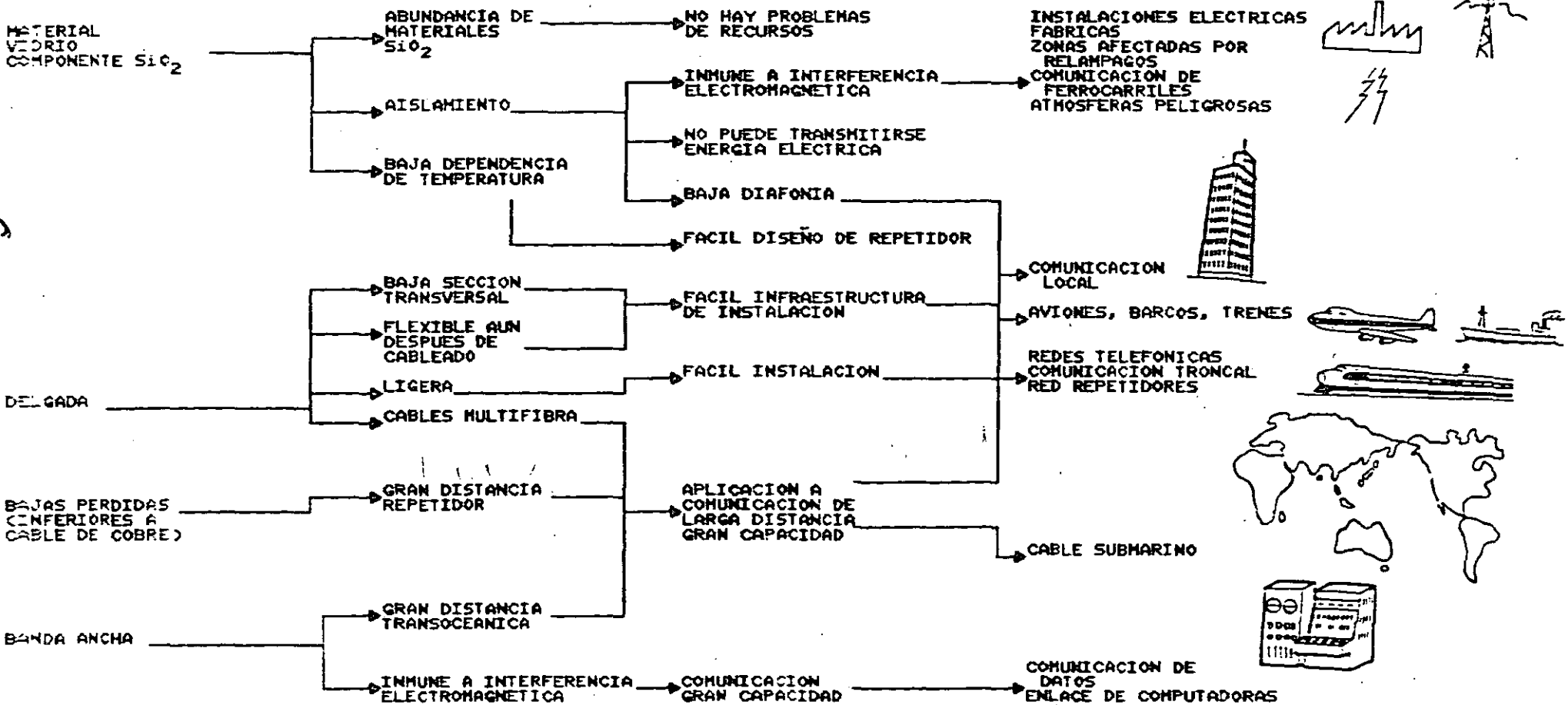
FIBRAS OPTICAS: CARACTERISTICAS Y APLICACIONES

PROPIEDADES DE MATERIAL Y ESTRUCTURA

PROPIEDADES SECUNDARIAS

CARACTERISTICAS EN LA APLICACION

APLICACIONES



	1950 s	1960 s	1970 s	1980 s	1990 s
CONMUTACION	.CROSS-BAR	.CONTROL POR PROGRAMA ALMACENADO	.TARIFACION DIGITAL	.CONMUTACION DIGITAL LOCAL	.CONMUTACION DE BANDA ANCHA
TRANSMISION	.RADIO ANALOGICO .MULTICANALIZACION .COAXIAL		.SIST. CONEXION CRUZADA DIGITALES .SISTEMAS DE GANANCIA DE PAR DE LAZO DIGITALES .RADIO DIGITAL	.FIBRA .EQUIPO MULTIPLICACION CIRCUITOS DIGITALES	.FIBRA EN EL LAZO
SEÑALIZACION	.SEÑALIZACION EN BANDA SF Y MF		.SEÑALIZACION DE TARIFACION POR CANAL COMUN FUERA DE BANDA	.SERVICIO BASADO EN SEÑALIZACION USANDO BASE DE DATOS DE LA RED	.SEÑALIZACION EXTREMA EXTREMO GLOBAL (CCS-7)
EQUIPO DE ABONADO	.PBX .MODEMS	.DISTRIBUCION AUTOMATICA DE LLAMADAS	.PBX SPC .TERMINALES INTELIGENTES	.PBX DIGITAL .LAN'S .PC'S .FACSIMIL	.CONMUTACION BANDA ANCHA .ESTACIONES DE TRABAJO
TECNOLOGIA DE COMUNICACION DE DATOS	.MODEMS		.CONMUTACION DE PAQUETES .CONMUTACION DE CIRCUITOS	.SISTEMAS DE GESTION DE ANCHO DE BANDA	.MODO DE TRANSFERENCIA ASINCRONO .CONMUTACION PAQUETES BANDA ANCHA
CAPACIDADES DE LA RED	.RUTEO ALTERNO AUTOMATICO		.SEÑALIZACION POR CANAL COMUN	.RUTEO DINAMICO NO JERARQUICO	.FLEXIBILIDAD MUNDIAL
SISTEMAS DE OPERACION DE REDES	.CONTABILIDAD DE MENSAJES AUTOMATICA	.GESTION DE RED DE TRAFICO	.PRUEBA MECANIZADA, MONITOREO ALARMAS, ADMINISTRACION DE TRAFICO	.CONTROL POR USUARIO .SISTEMAS EXPERTOS	.GESTION DE RED, INTEGRADA .OPS INTERNACIONAL TOMATIZADA
SERVICIO PUBLICO CONMUTADO	.MARCADO DE SERVICIO DIRECTO	.MARCADO DE SERVICIO DIRECTO INTERNACIONAL	.SERVICIO DE LLAMADA GRATUITA ("800")	.COMPETICION INTERNACIONAL Y LARGA DISTANCIA .SERVICIO "800" CONTROLADO POR CLIENTE .RDSI	.RDSI BANDA ANCHA
SERVICIO DE RED PRIVADA	.RED TANDEM "TRUNK" .LINEAS PRIVADAS	.REDES PRIVADAS DE CONMUTACION COMPARTIDA	.REDES TANDEM ELECTRONICAS .BANDA VOZ CONM. ≤ 2.4 kbps	.REDES DEFINIDAS POR SOFTWARE	.RED DIGITAL DE SERVICIOS INTERNACIONAL
SERVICIO DE COMUNICACION DE DATOS	.SERVICIO DE DATOS EN BANDA DE VOZ	.DATOS EN BANDA DE VOZ CONMUTADOS (≤ 1.2 kbps) .DATOS EN BANDA DE VOZ NO CONMUTADOS (≤ 9.6 kbps)	.SERVICIO DATOS DIGIT. NO CONMUT. (56, 64 kbps) .CONMUTACION DE PAQUETES PRIVADA CONM. DE PAQ. PUBL.	.SERVICIO DIGITAL CONMUTADO (56 kbps) .DATOS NO CONMUTADOS (2,45 Mbps) .OSI	.CONMUTACION DATOS BANDA ANCHA (150 Mbps) -NO CONM. ($\rightarrow 1.2$ Gbps) .DIFERENCIAL DE SERVICIO INTERNACIONAL

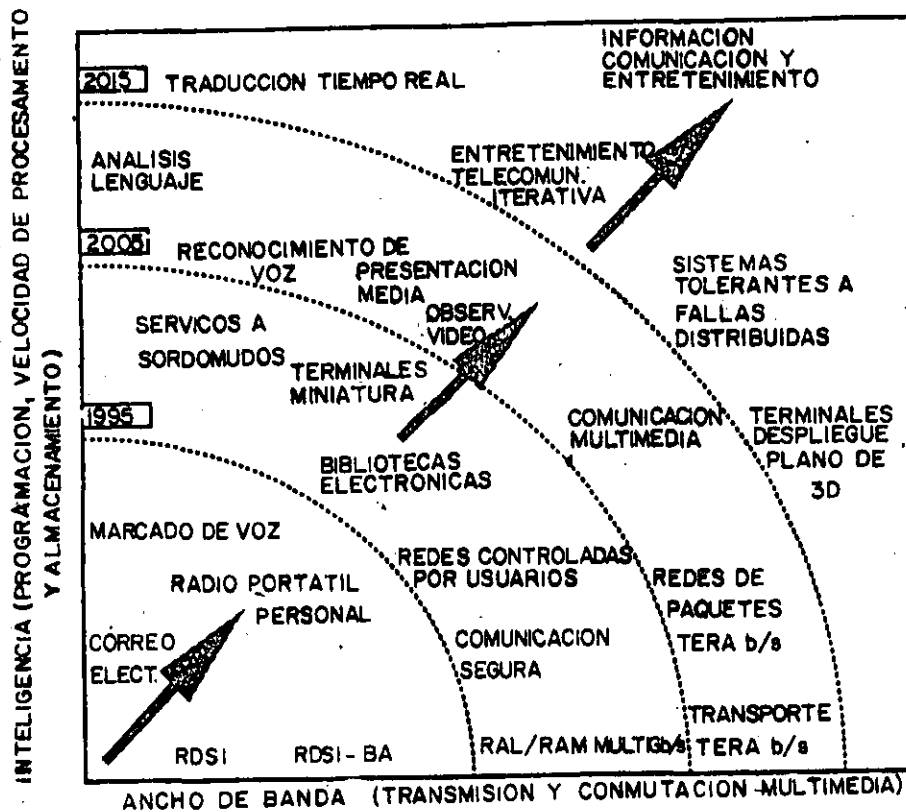


Figura 3

- * Evolución de la telefonía tradicional hacia los servicios de la era de la información.
- * Las características avanzadas de la red provienen de la sinergia del ancho de banda y de la inteligencia, tanto en la operación interna de la red como en los servicios ofrecidos.

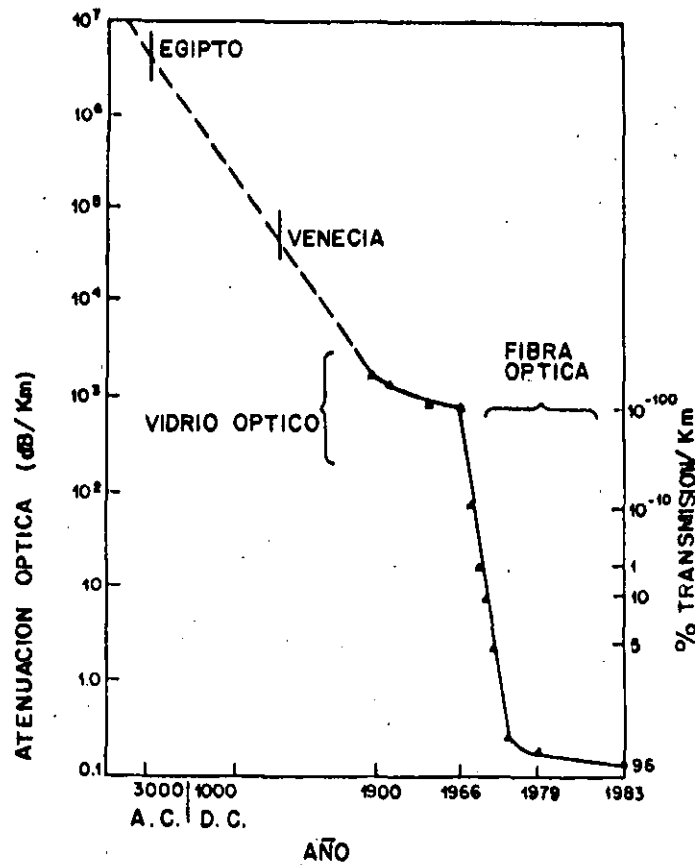


Figura 4

- * La disminución progresiva de la atenuación por unidad de longitud del vidrio ha permitido la construcción de fibras ópticas para grandes distancias de transmisión.
- * Actualmente la tecnología se encuentra muy cerca del límite de atenuación de Rayleigh.

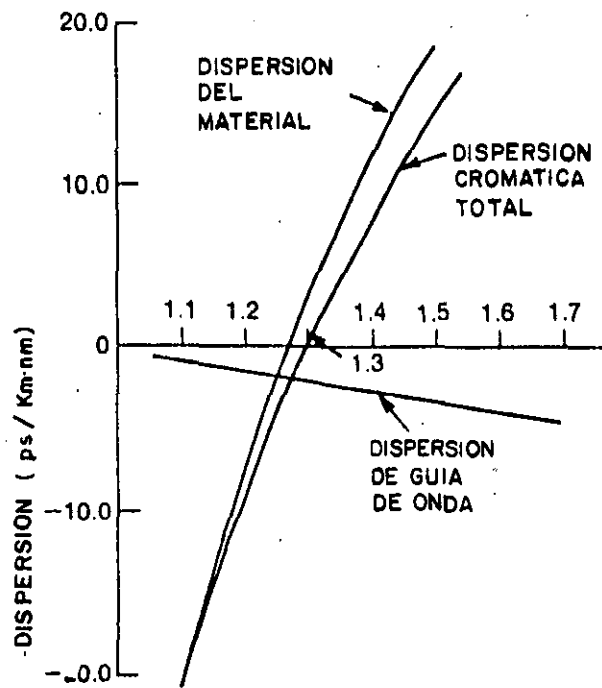


Figura 5

- * En fibras ópticas unimodales, la contribución de la dispersión de material y de la de guía de onda produce un mínimo alrededor de 1.3 micrómetros.

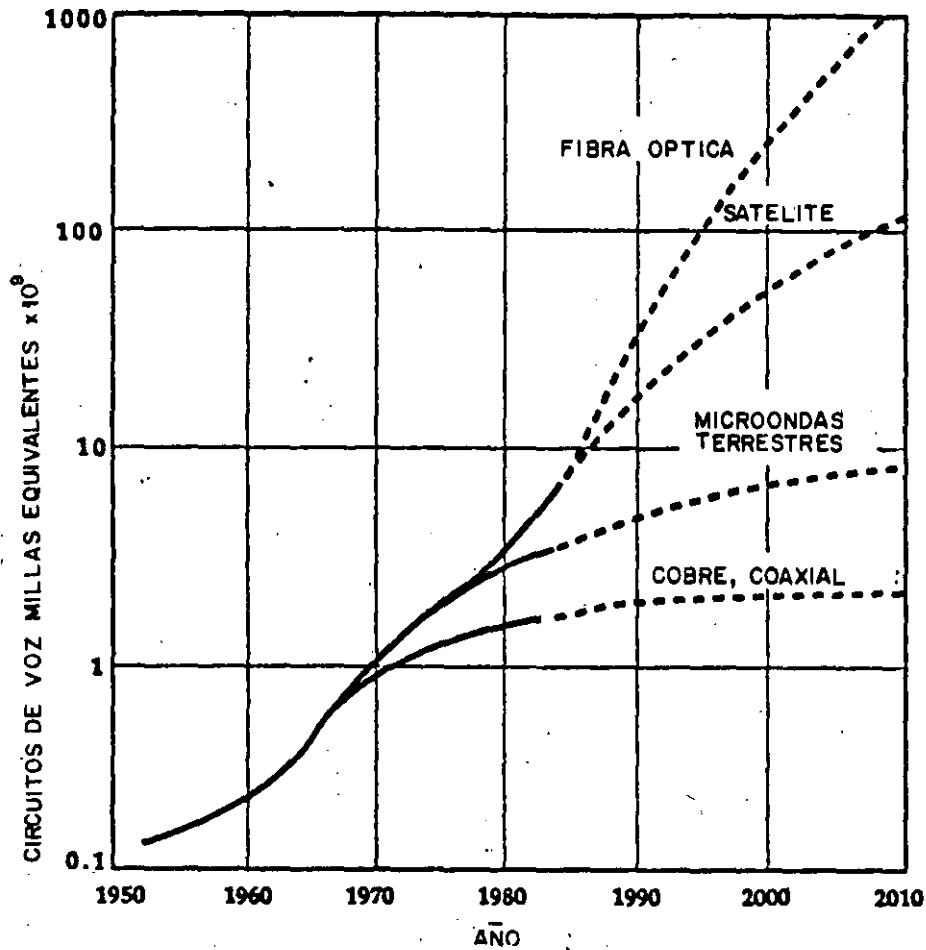


Figura 6

* Evolución prevista para la capacidad (circuitos de voz por distancia) de diversos canales de transmisión, notándose una clara ventaja de la fibra óptica sobre otros medios.

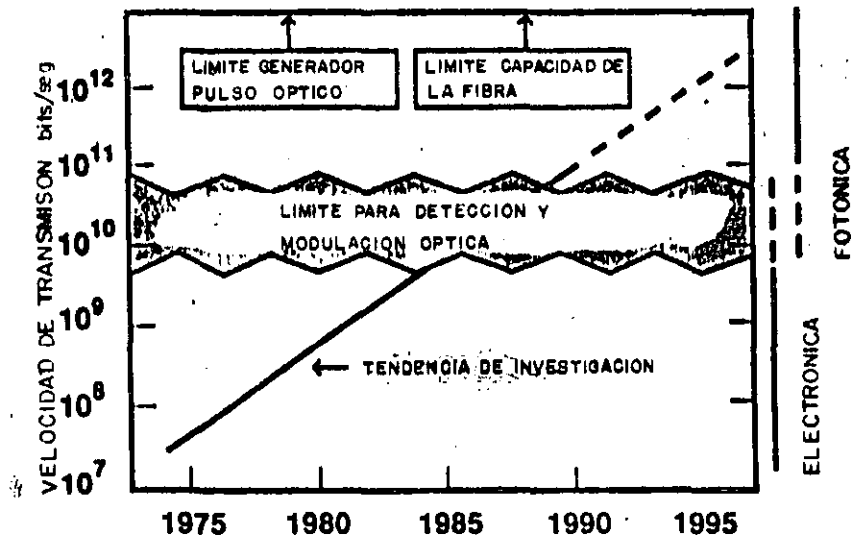


Figura 7

- * Las distancias y velocidades de transmisión por fibras ópticas se han incrementado con el tiempo, estando cerca de alcanzar el límite electrónico y óptico.
- * El límite electrónico está asociado a la máxima velocidad de respuesta de los dispositivos de extremidad.
- * El límite óptico está asociado a la máxima potencia susceptible de ser transmitida sin distorsión por la fibra.

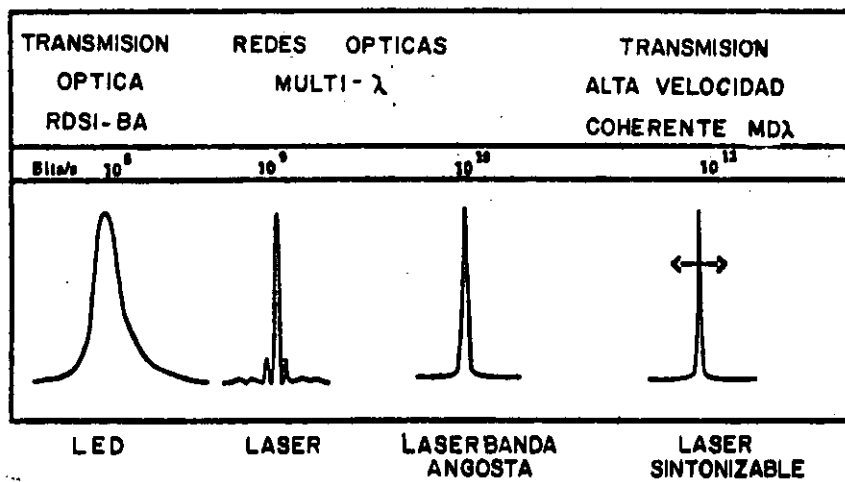


Figura 8

- * Diversos elementos fotoemisores son utilizados, dependiendo de la aplicación.
- * En RDSI-BA, los LED'S son preferentemente utilizados.
- * En redes ópticas con multicanalización por división en λ , deben usarse láseres monofrecuenciales y, en algunos casos, láseres de banda angosta.
- * En transmisión coherente y en sistemas MD λ , láseres monofrecuenciales sintonizables deben ser usados.

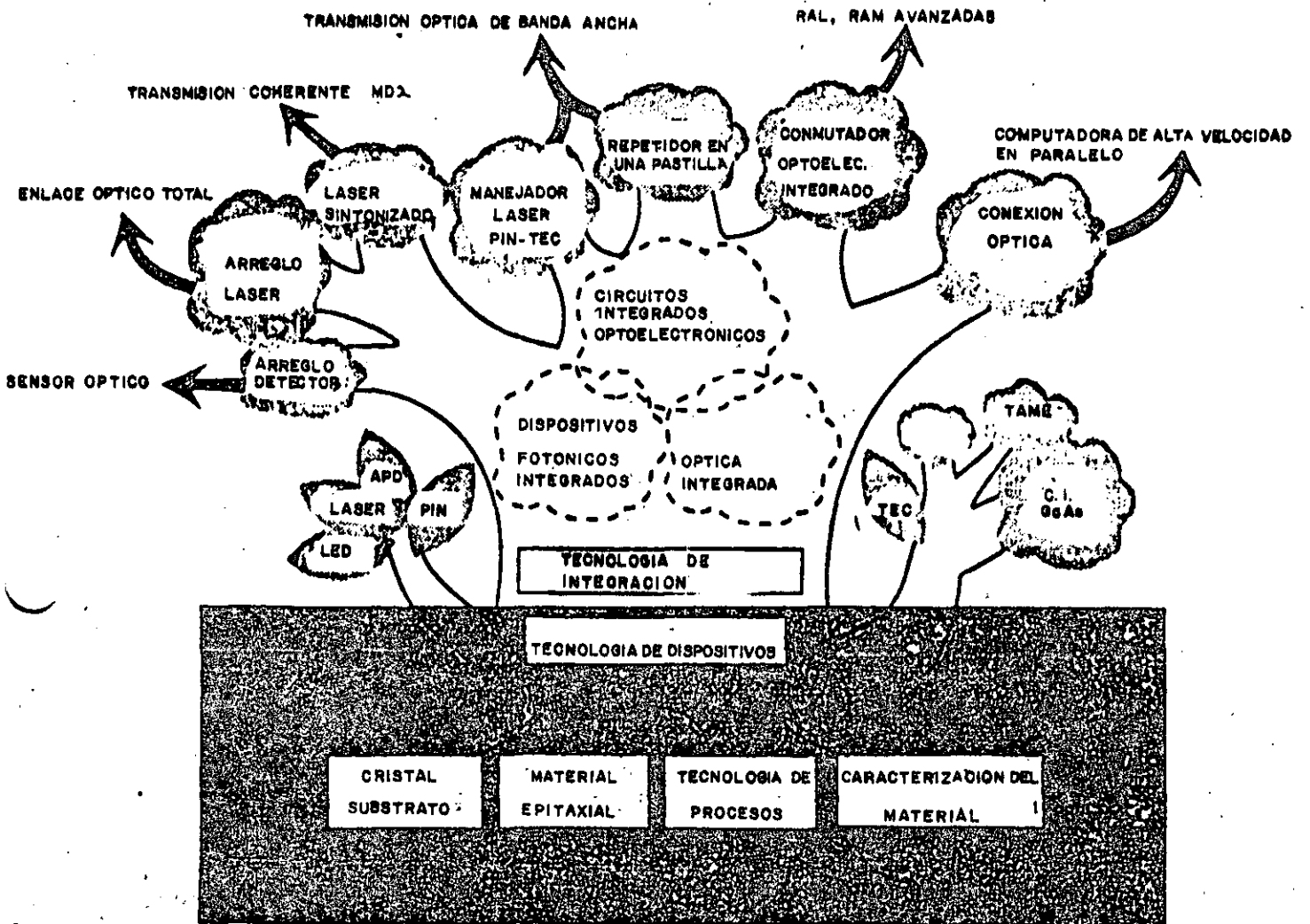


Figura 9

- * Evolución de los dispositivos de estados sólido hacia la optoelectrónica integrada.
- * Las flechas conducen a las diversas tecnologías involucradas.

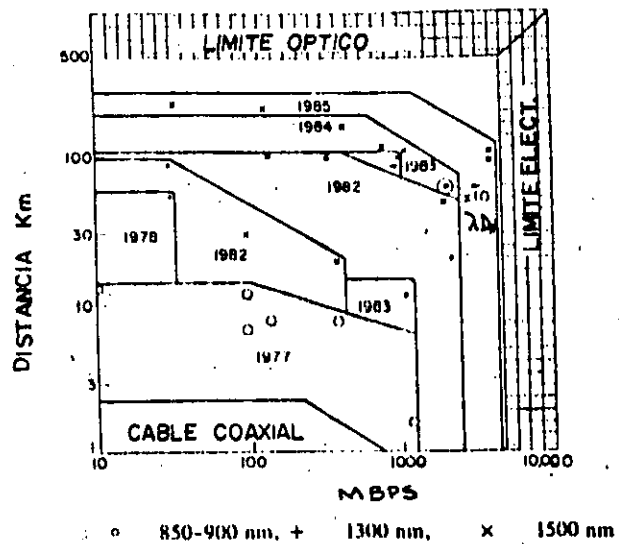


Figura 10

- * Evolución de la velocidad de transmisión alcanzable en un sistema de comunicaciones ópticas.
- * Los límites últimos están asociados a la generación de pulsos ópticos angostos y a la capacidad de la fibra (dispersión).
- * Sin embargo los límites prácticos quedan fijados por los dispositivos de emisión, modulación y detección óptica.

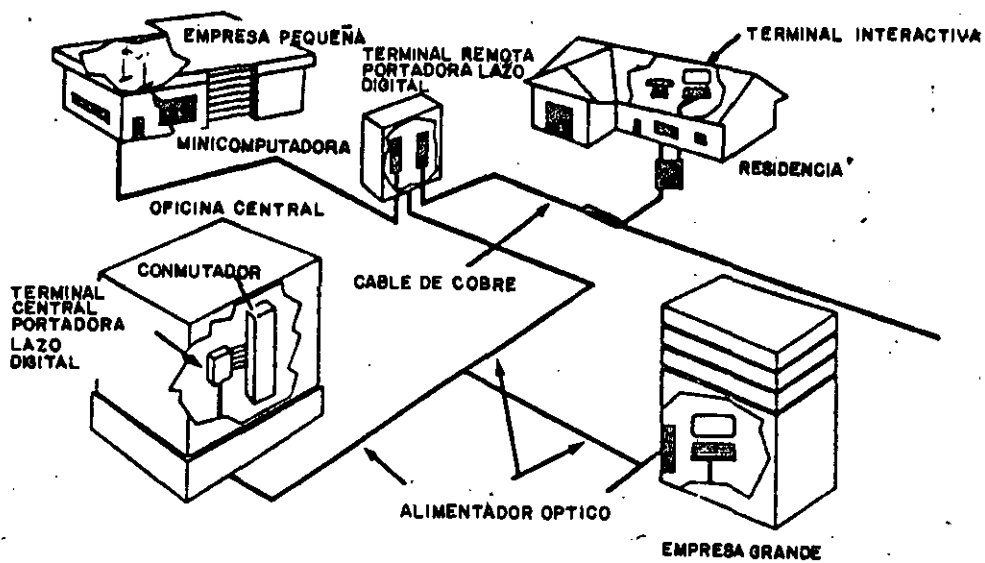


Figura 11

* Distribución típica de la planta de transmisión digital.

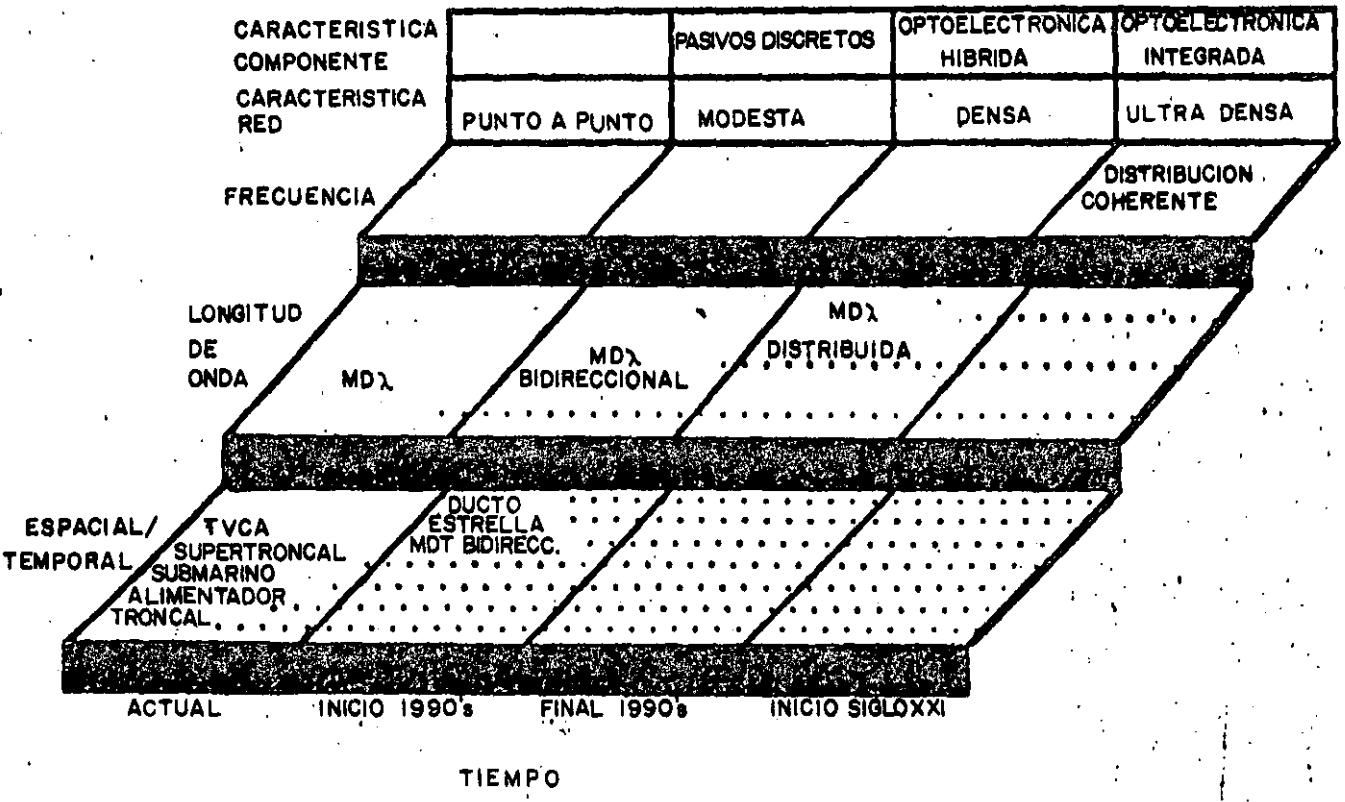


Figura 12

* Evolución en la metodología de distribución en la medida que el lazo de abonado cambia de una topología punto a punto hacia un número grande de bifurcaciones.

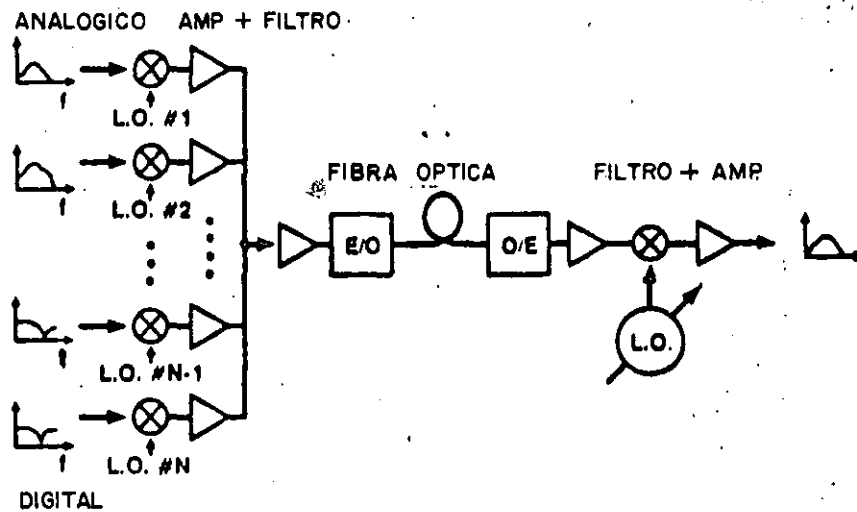


Figura 13

- * En un sistema de multicanalización por división en frecuencia de subportadoras, $N - 1$ canales son superpuestos previamente a la modulación óptica.
- * En el receptor, un oscilador local sintonizable permite efectuar la conversión de bajada del canal deseado.

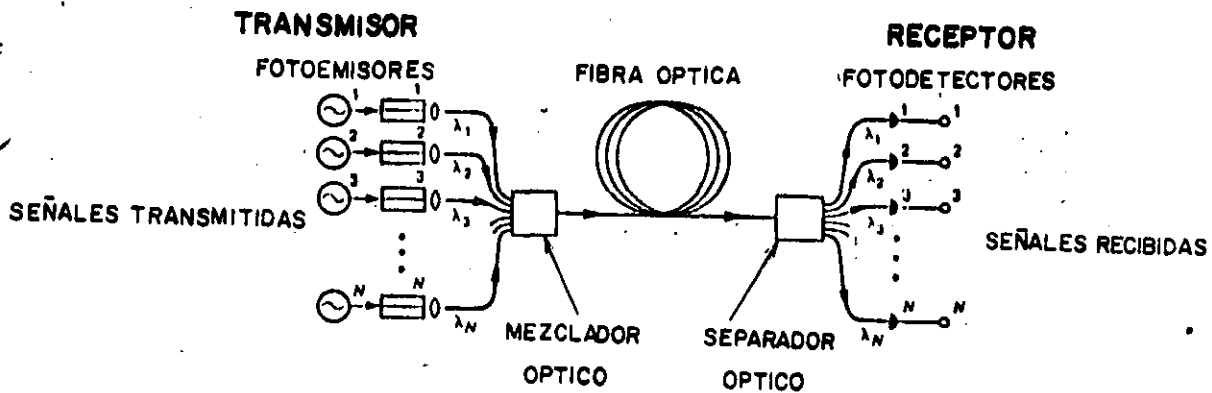


Figura 14

- * En un sistema de multicanalización por división en longitud de onda, N portadoras ópticas generadas por N fotoemisores son superpuestas usando el mezclador óptico y transmitidas simultáneamente por una sólo fibra.
- * En el receptor, un separador óptico efectúa la tarea de enviar una y sólo una longitud de onda a cada uno de los N receptores.

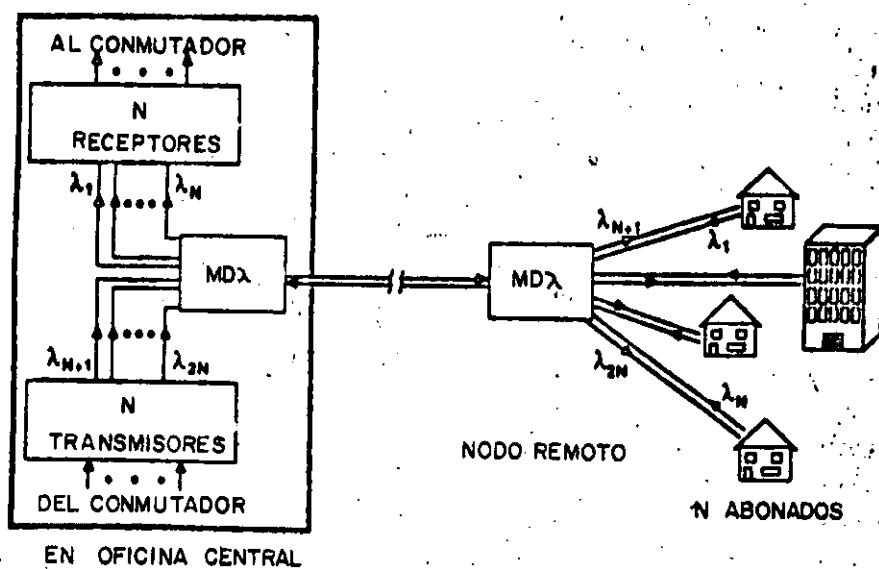


Figura 15

* Arquitectura de lazo óptico pasivo empleando MDλ y enrutamiento al nodo remoto para obtener una ganancia de N:1.

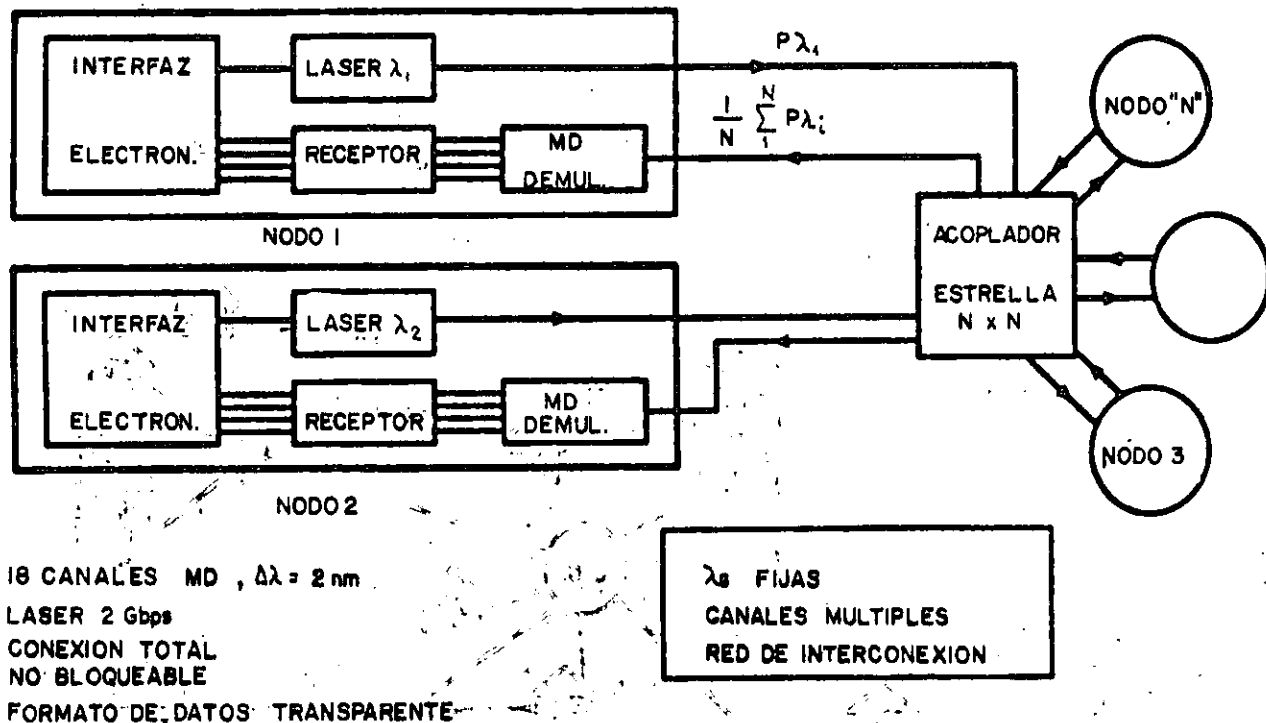


Figura 16

- * Arquitectura de una red óptica en estrella multi- λ para servicios de banda ancha.
- * Es de interconexión total, no bloqueable y permite integración de servicios punto a punto y punto a multipunto de banda ancha.
- * Características:
 - Datos de banda ancha y videoconferencia.
 - Velocidades variables desde telemetría hasta TVAD.
 - Control distribuido de la red.
 - Costo del transporte (transmisión y conmutación) disminuyendo progresivamente.

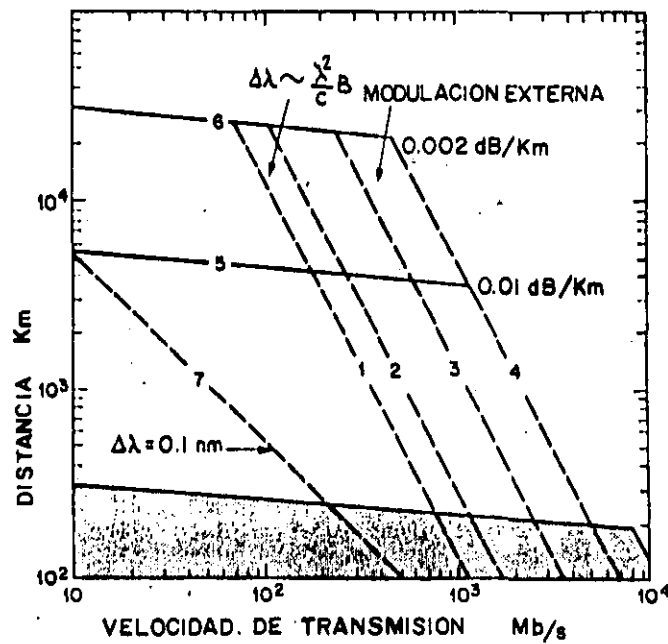


Figura 19

- * Máxima distancia posible entre repetidores en función de la velocidad de transmisión para diversos sistemas ópticos.
- * La región sombreada es representativa de las fibras ópticas de sílice.
- * Las curvas 1-7 corresponden a las futuras fibras ópticas operando en el infrarrojo medio.

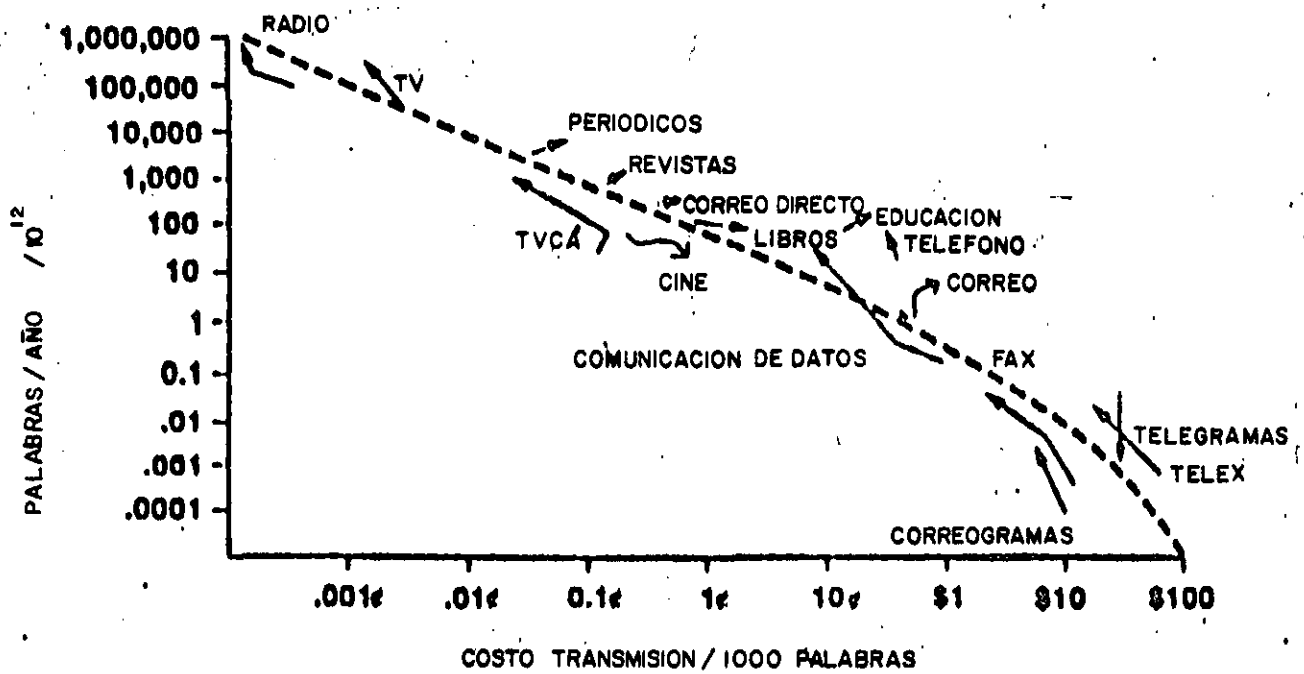
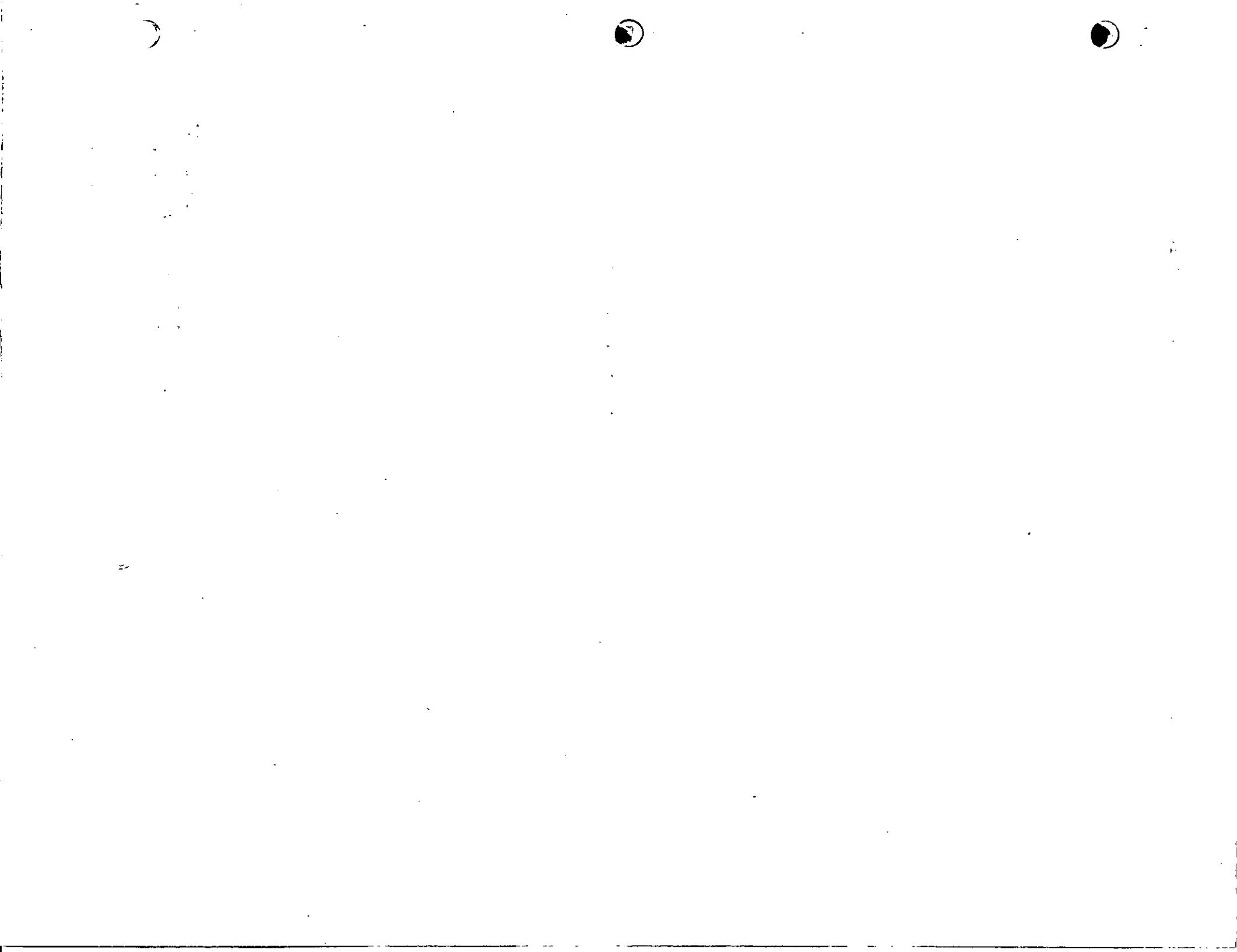


Figura 20

* Comportamiento en volumen y costos (1960-1980) de las comunicaciones por diversos medios.



b. Distinta Apertura Numérica.

Cuando se conecta una fibra de apertura numérica (N.A.) mayor a otra de menor N.A. (Fig. 1B), se produce una pérdida por los modos que no "gula" o capta la fibra de menor N.A. La atenuación está dada por la siguiente fórmula:

$$A = -10 \log \frac{NA_2^2}{NA_1^2}$$

Donde:

$$NA = \sqrt{n_1^2 - n_2^2} = \text{sen } \theta$$

n_1 - índice de refracción del núcleo.

n_2 - índice de refracción del revestimiento.

c. Excentricidad del Núcleo.

La excentricidad del núcleo también causa pérdidas debido al solapamiento de las áreas.

1.2. Pérdidas Extrínsecas.

1.2a. Desplazamiento Lateral.

El desplazamiento lateral (Fig. 2.A) es debido a tolerancias en la manufactura del conector y el efecto es similar al que ocurre cuando hay excentricidad del núcleo, produciéndose una atenuación de .75 dB para una relación (Desplazamiento Lateral (L) / Diámetro (d)) de 10 % . Estas tolerancias se hacen especialmente críticas en conectores unimodales donde un desplazamiento de 2 micras, produce una pérdida de .5 dB. La atenuación por este desplazamiento es igual a:

$$A = -10 \log \eta$$

donde η es la eficiencia del acoplamiento que se determina por la siguiente fórmula:

$$\eta = \frac{2}{\pi} \left\{ \cos^{-1} \frac{L}{d} - \frac{L}{d} \sqrt{1 - \left(\frac{L}{d}\right)^2} \right\}$$

donde el coseno inverso se calcula en radianes.

I.2b. Desalineación Angular.

Cualquier ángulo entre las caras de las fibras produce pérdidas. La desalineación angular (Fig. 2.E) es producida por un mal pulido, corte de la fibra o por un mal diseño del conector. Esta pérdida depende de la apertura numérica de la fibra óptica, siendo menor la pérdida al aumentar la N.A. de la fibra.

La pérdida producida es:

$$A = - 10 \log \left(1 - \frac{n_0^2 \theta^2}{NA^2} \right)$$

donde θ es el ángulo en radianes entre las dos caras y n_0 es el índice de refracción del material que está entre las dos caras, en el caso del aire $n_0 = 1$.

c. Separación entre las Caras de las Fibras.

La separación entre las caras de las fibras (Fig. 2.C), tiene influencia en el aumento de atenuación en una interconexión óptica, siendo mayor a medida que aumenta la apertura numérica.

La atenuación se puede calcular así:

$$A = - 10 \log \left(1 - \frac{X^2 NA^2}{2d n_0^2} \right)$$

donde X es la distancia entre caras.

d. Calidad en el Acabado de las Caras.

Existe otra causa más para producir pérdidas entre conectores, y esta es la atenuación por el efecto Fresnel que ocurre cuando dos fibras están separadas por aire (Fig. 2.D). Esta pérdida aumenta con las imperfecciones de las caras de las fibras, por lo que se exige un pulido a espejo en la mayoría de conectores.

El efecto Fresnel consiste en pérdidas por reflexión que ocurren cuando la luz transmitida por la fibra óptica cambia de un índice de refracción a otro.

El coeficiente de reflexión es:

$$\rho = \frac{n_1 - n_2}{n_1 + n_2}$$

Las pérdidas por efecto Fresnel, se pueden disminuir e incluso suprimir logrando un contacto físico entre las dos fibras eliminando así el cambio del índice de

refracción. Este procedimiento será posteriormente comentado en la sección dedicada al conector FC/PC.

Otro método frecuentemente usado, consiste en colocar un fluido igualador de índice entre las dos caras de las fibras. Este método no es aconsejable debido a los problemas de limpieza y contaminación de las superficies pulidas que ocasiona el fluido.

II. TIPOS DE CONECTORES .

La necesidad a mediados de los 70's de desarrollar conectores para fibra óptica dio lugar a que cada fabricante diseñara sus propios conectores ópticos, según su experiencia en otros campos. Así, compañías familiarizadas con dispositivos ópticos, se inclinaron hacia conectores que usaran lentes u otro sistema expander de haz (beam expander) en los extremos, para minimizar las pérdidas por desplazamientos. Por otra parte, las empresas que tenían dirigida su tecnología hacia la mecánica de precisión, como los fabricantes de conectores eléctricos, desarrollaron conectores de acoplamiento mecánico. En éstos, las fibras se encaran sin tener ningún elemento óptico entre ellas y solucionando sus problemas de desplazamiento desarrollando nuevas técnicas con menores tolerancias, nuevos sistemas de alineamiento y nuevos materiales que proporcionen mayor precisión y mayor resistencia mecánica. En el primer grupo se encuentran compañías como: Dornan, Lamdek (filial de Kodak) y Deutch. En el segundo grupo (más numeroso) están: AMP, Amphenol, GTE, Interoptics, AT&T, OFTI y la mayor parte de las compañías japonesas fabricantes de conectores.

En los dos últimos años han surgido versiones de conectores que en un principio usaban la técnica de alineación por lente y ahora existen con tecnología de contacto entre fibras, como por ejemplo el conector bicónico de OFTI (ver Fig. 3a).

En la tabla 2 se presentan las distintas opciones en el diseño de conectores ópticos.

Cualquier intento de clasificación de conectores ópticos, es arriesgado, si bien últimamente se está adoptando la clasificación en base a las aplicaciones en las que el conector tiene ventajas más relevantes.

Bajo esta premisa, se pueden determinar dos grandes áreas de aplicación:

- Comunicaciones de pequeño y medio alcance, en los que se transmiten datos, señales de video o control en sistemas punto a punto o en redes locales, en los que normalmente se usa fibra

multimodo y el costo de los conectores es una parte importante del monto total del proyecto.

-Sistemas de largo alcance que transmiten señales de telefonía y/o datos a través de fibra unimodo y donde el costo de los conectores sólo representa una pequeña parte de todo el sistema.

II.1. Evaluación de Conectores.

Para la evaluación de un conector, es necesario tener en cuenta las siguientes características:

- * Baja pérdida por inserción
- * Facilidad de montaje
- * Compatibilidad con distintos fabricantes del mismo conector
- * Pequeña variación en la pérdida por inserción después de un gran número de conexiones y desconexiones (repetitividad).
- * Insensibilidad a factores ambientales (temperatura, polvo, etc).
- * Buena relación costo/beneficio.

II.2. Conectores para Corto y Medio Alcance

II.2a. El Conector SMA, un Conector Tipo.

Dentro de los muchos diseños, especificaciones y fabricantes de conectores para fibra multimodal, aproximadamente el 80% del mercado está cubierto con conectores SMA (Subminiatura tipo A) desarrollado por AMPHENOL PRODUCTS a mediados de los 70's. Este conector se ha convertido en un estándar respaldado por normas militares (MIL-1863A) y alrededor de cuarenta fabricantes; si bien su uso en nuevos productos, está en declive.

El SMA, tiene un costo adecuado, 10 a 25 dólares, es de fácil uso y la atenuación oscila de .5 dB a 2 dB, dependiendo de la versión. Las partes que constituyen un conector SMA, se pueden considerar básicas en el diseño de un conector óptico, por lo que vamos a describirlas detalladamente.

* FERRULA. - Es la parte principal de un conector óptico, pues es el elemento que contiene en su interior la fibra óptica, ayudando a su alineación. En los conectores SMA, existen dos versiones de ferrula, tipo 905 (Fig. 4.A) y tipo 906 (Fig. 4.B). El tipo 905 es el diseño original y tiene una respuesta adecuada en empalmes terminales. Pero sus características resultan bajas cuando se requiera

acoplamiento entre conectores. Pensando en estas últimas aplicaciones, se diseñó el tipo 906 que soluciona en parte los problemas del 905 en cuestión de alineación. En el conector SMA, la longitud de la ferrula es crítica.

* TUERCA DE ACOPLAMIENTO.- Es el elemento mecánico que sujeta el conector al receptáculo del transmisor o del detector o al cople.

* CUERPO.- Es la parte del conector en donde se inserta el pigtail y la cual soporta los distintos elementos del conector. En el conector SMA la ferrula está integrada al cuerpo.

* CASQUILLO DE SUJECCION.- Es el elemento que asegura la tracción del pigtail por medio del Kevlar.

* CUBIERTA PROTECTORA.- Es una pieza de plástico moldeado o de spagueti termocontráctil, que cubre el casquillo de sujeción y parte del cuerpo para mejorar la protección y la apariencia del conector.

II.2b. Conector ST.

El conector ST desarrollado por AT&T (Fig. 5), está destinado a ser uno de los estándares en fibra multimodales, ya que distintas normas y fabricantes lo están recomendando para aplicaciones en LAN. Por ejemplo, IBM lo especifica en su red Token Ring.

El ST tiene una configuración parecida a la del conductor SMA, pero con características superiores. Sus ventajas son:

i. Ferrula cerámica de precisión, que mejora el alineación al tener tolerancias (2 micras.

ii. Dispositivo de fijación, que evita la rotación, obteniendo así mayor repetitividad.

iii. La tuerca de acoplamiento no es roscada, sino del tipo bayoneta que hace que la conexión y desconexión sea más rápida.

iv. Atenuación típica de .4 dB.

II.3. Conectores para fibra unimodal.

En aplicaciones donde se requiere un gran ancho de banda y una baja atenuación, como por ejemplo en compañías telefónicas, se hace necesario el uso de fibra unimodal. El 80% del mercado estadounidense de

conectores unimodo, está constituido por dos tipos que son: el NTT-FC y el bicénico.

II.3a. Conector NTT-FC.

El conector FC (Fig. 6), fué en principio desarrollado para la NTT (Nippon Telephone and Telegraph) de Japón. Este conector consta de una ferrula metálica que contiene un elemento de cerámica capilar, que es el encargado de alinear la fibra. Las tolerancias de concentricidad y diámetro de orificio, no sobrepasan tolerancias de 1 micra, asegurando una atenuación menor de 1 dB. El FC incorpora una roldana de ajuste que asegura: i) optimización de la menor pérdida al tener ocho posiciones distintas, ii) mayor repetitividad al fijar la posición de la ferrula.

II.3b. Conector FC/PC.

Como se comenta en el inciso B.2.d., parte de la luz incidente en el extremo pulido de una fibra, es reflejada debido al efecto Fresnel. En conectores unimodales convencionales esta reflexión se calcula en aproximadamente 3% de la luz incidente, lo cual equivale a .15 dB de atenuación por esta causa. Para eliminar la atenuación debido a esta causa sin usar un fluido igualador de índice, recientemente se ha desarrollado el conector de Contacto Físico FC/PC. fig.7 Para conseguir este contacto físico, se le proporciona a la terminación de las caras un pulido convexo que permite el contacto físico entre las dos caras. En la Tabla 3 se pueden comparar los valores típicos de atenuación del conector FC y FC/PC.

Tabla 3.

CONECTORES	PERDIDAS	
	INSERCIÓN (dB)	RETORNO (dB)
FC	0.7	13
FC/PC	0.2	28

II.3c. Conector bicbnico.

Desarrollado también por AT&T, el conector bicbnico (Fig. 3b) es otro de los conectores con gran aceptación en el campo de las telecomunicaciones en aplicaciones tanto multimodales como unimodales. Es usado en el IBM 3044 Fiber Optic Chanel que es un subsistema usado para comunicar computadoras y terminales. El conector bicbnico, es el dispositivo más popular de haz expandido. Consta de una ferrula cbnica insertada en un cuerpo metálico y una tuerca de acoplamiento de material plástico. La cara de la fibra esta cubierta de epoxy moldeado que hace la función de una lente. Su pulido y ajuste es algo complejo, por lo que se han desarrollado versiones de acoplamiento fibra/fibra.

III. Procesos de ensamble.

Las partes en las que se divide el ensamble de un conector, son las siguientes:

1. Preparación del cable terminal
2. Ensamble del conector
3. Pulido

III.1. Preparación del cable terminal (pigtail).

El primer proceso consiste en preparar el pigtail con las dimensiones especificadas por el fabricante del conector, tanto en lo que se refiere al Kevlar como a la(s) cubierta(s). Esta operación también incluye una limpieza cuidadosa de la fibra.

III.2. Ensamble del conector.

En la segunda operación, se ensamblan las distintas partes del conector introduciendo la fibra por el orificio de la ferrula, no sin antes haber aplicado la resina epóxica. Se han conseguido buenos resultados utilizando resina epóxica de curado a 140 °C, debido principalmente a:

* Facilidad en el manejo ya que el tiempo de vida de la mezcla es de 6 horas.

* Rapidez en el ensamble del conector. En 4

minutos se consigue un curado por medio de una pistola de aire caliente, dando a la vez una indicación visual ya que se oscurece con el curado.

* Es de baja viscosidad, característica indispensable en los conectores cerámicos, pues al tener gran longitud el orificio de la ferrula requeriría una fuerza excesiva en la inserción con un epoxy de alta viscosidad. Posteriormente se sujetan los elementos de tracción, se cura el epoxy y se corta la fibra sobrante.

III.3. Pulido.

El pulido es la parte más delicada del proceso, tanto en el ensamble, como en el apego a las especificaciones del fabricante. El proceso puede ser manual o auxiliado de máquinas pulidoras, aunque para algunos tipos de conectores se exige que sea manual (FC/PC) o solo con máquina (FC). El procedimiento consta normalmente de tres pulidos:

- * GRUESO (12 micras).
- * MEDIO (3 micras).
- * FINO (.3 micras).

Durante el proceso de pulido, se debe comprobar la longitud de la ferrula por medio de un calibrador adecuado e inspeccionar al acabado de la cara de la fibra.

IV. Procedimientos de prueba.

La Electronic Industries Association (EIA), ha desarrollado varios procedimientos FOTP (Fiber Optic Test Procedure). La meta de estas recomendaciones, es conseguir una estandarización de los procedimientos de pruebas para que las mediciones sean aceptadas de manera general. En la Tabla 4, se enumeran los FOTP's más comunes para la evaluación de conectores.

IV.1. El FOTP-171.

Este es un procedimiento para la medida de atenuación por sustitución, para ensambles de cortas longitudes (menores a 100 mt) y fibra multimodal de índice gradual, o fibra unimodal. Esta FOTP cubre ensambles con conectores en uno, o en los dos extremos, ya sean del mismo o de diferente tipo de conectores.

Existen cuatro métodos distintos:

- * METODO A. Prueba de concatenación (unión en serie de varios conectores), para ensambles con conectores iguales o distintos.
- * METODO B. Para ensambles con los mismos conectores.
- * METODO C. Para ensambles con distintos conectores en los extremos.
- * METODO D. Para un conector en un solo extremo.

IV.1a. El método B.

Vamos a describir el método B, ya que es el más adecuado a nuestros requerimientos.

EQUIPO REQUERIDO:

- * Fuente óptica estabilizada.
- * Medidor de potencia óptica.
- * Cable de referencia del emisor.
- * Cable de referencia del receptor.
- * Dos cople.

El cable de referencia del emisor, debe incorporar un simulador de equilibrio modal (EMS) cuando la fibra es multimodal, o un filtro de modos (N/F) cuando la fibra es unimodal. Un sencillo EMS se puede construir dándole cinco vueltas al cable multimodo alrededor de un cilindro de 20 mm de diámetro. El filtro de modos, consiste en una vuelta con un diámetro de 50 mm de cable unimodal.

El método se ilustra en la Fig. 8 y los pasos son los siguientes:

i. Conectar la fuente óptica y el medidor por medio de los cables de referencia, usando un cople adecuado. Registrar en dBm la potencia óptica de los cables de referencia. Esta será la potencia inicial (P_0).

ii. Insertar entre los dos cables de referencia, el cable sujeto a prueba.

iii. Registrar la potencia óptica (P_1) en dBm.

iv. Repetir los pasos 2 y 3, tres veces; invertir los extremos del cable y repetir los pasos 2 y 3, tres veces más.

v. Calcular el valor promedio de las 7 mediciones.

$$P_{prom.} (dBm) = \frac{P_1 + P_2 + P_3 \dots + P_7}{7}$$

La Atenuación del Ensamble es:

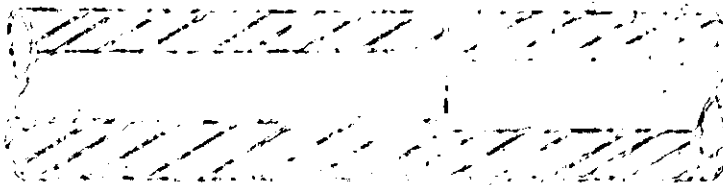
$$At (dBm) = P_0 - P_{prom.}$$

CONECTOR	TIPO FIBRA		TIPO CABLE	ACOPLAMIENTO			
	NUCLEO	REVEST.		OPTICA	TIPO ALINEAMIENTO	MECANICO	SUJECION
SENCILLO	VIDRIO	VIDRIO	MONO	TOPE	Ferrula cilindrica Ferrula conica Ferrula en V	PLUG-COPLE-PLUG	ROSCA
DUPLEX			DUPLEX		Ensamble pasivo Ensamble activo		
MULTI	PLAST.	PLAST.	MULTI	LENTE	Expansor de haz: --Lente liquido. --Plastico moldeado	HERMAFRODITA	BAYONETA
0			HIBRIDO		--Lente esferica --Lente asferica		

Tabla 2. Variables en el diseño de conectores.

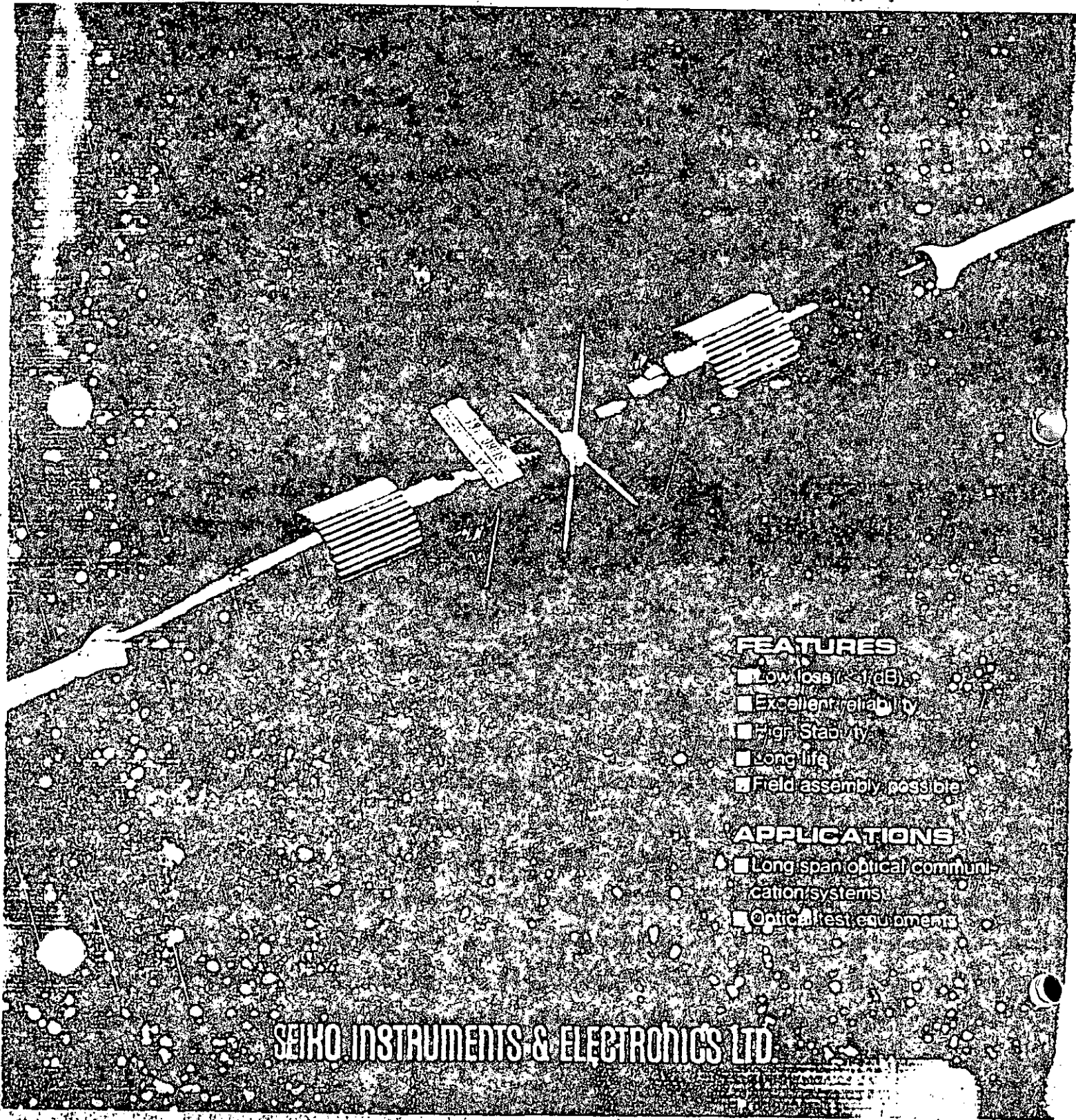
TABLA 4. METODOS DE PRUEBA RECOMENDADOS POR LA EIA.

PARAMETRO	METODO DE PRUEBA	COMENTARIOS
PERDIDA	FOTP-171-BP T	7 MEDICIONES
INSERCIONES	FOTP-21	500 CICLOS
IMPACTO	FOTP-2	CAIDA DESDE 1.8 mt, 8 VECES
TEMP. ALMAC.	FOTP-4	85 °C, 96 hs.
SHOCK TERMICO	FOTP-3	-20 °C A +65 °C 10 CICLOS
HUMEDAD	FOTP-5	40 °C, 90% A 95% HUMEDAD RELATIVA
TEMP. OPER.	FOTP-5	-20 °C A + 65 °C 10 CICLOS 20
FLEXION CICLOS	FOTP-1	90 GRADOS DE ARCO, 5 kg, 300 hs.



FC

SINGLE-MODE CONNECTOR



FEATURES

- Low loss (<1dB)
- Excellent reliability
- High Stability
- Long life
- Field assembly possible

APPLICATIONS

- Long span optical communication systems
- Optical test equipments

SEIHO INSTRUMENTS & ELECTRONICS LTD

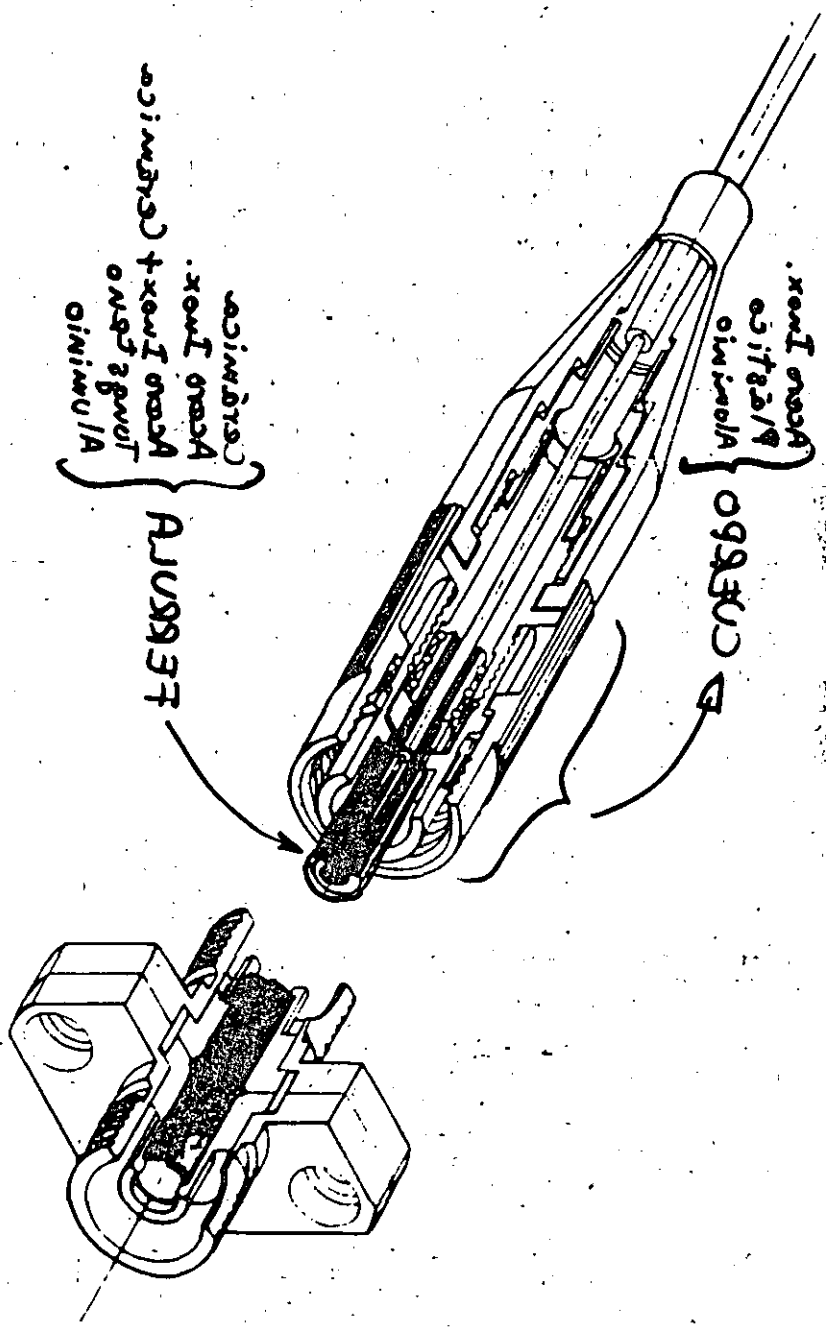
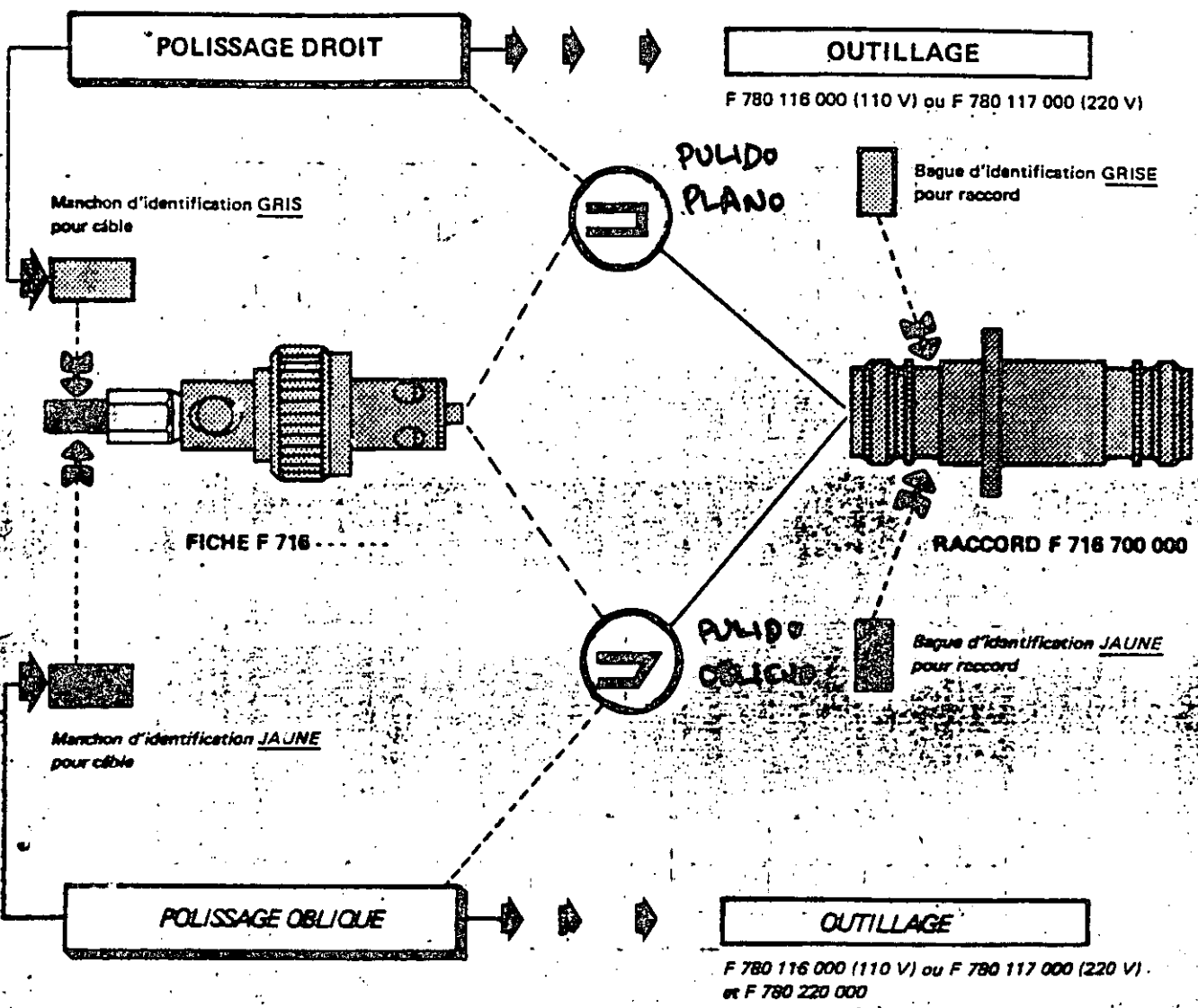


Fig. 1 Construction of F.C. Connector

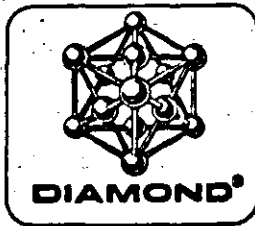
ГОСТ 31350-90 (ГОСТ 31350-76) 31902

SERIE VFO-DF



NS: L'option polissage oblique permet également l'utilisation de la gamme d'atténuateurs fixes et variables.

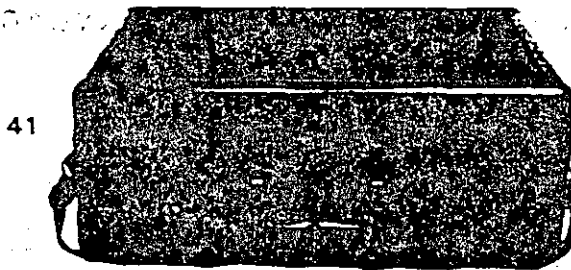
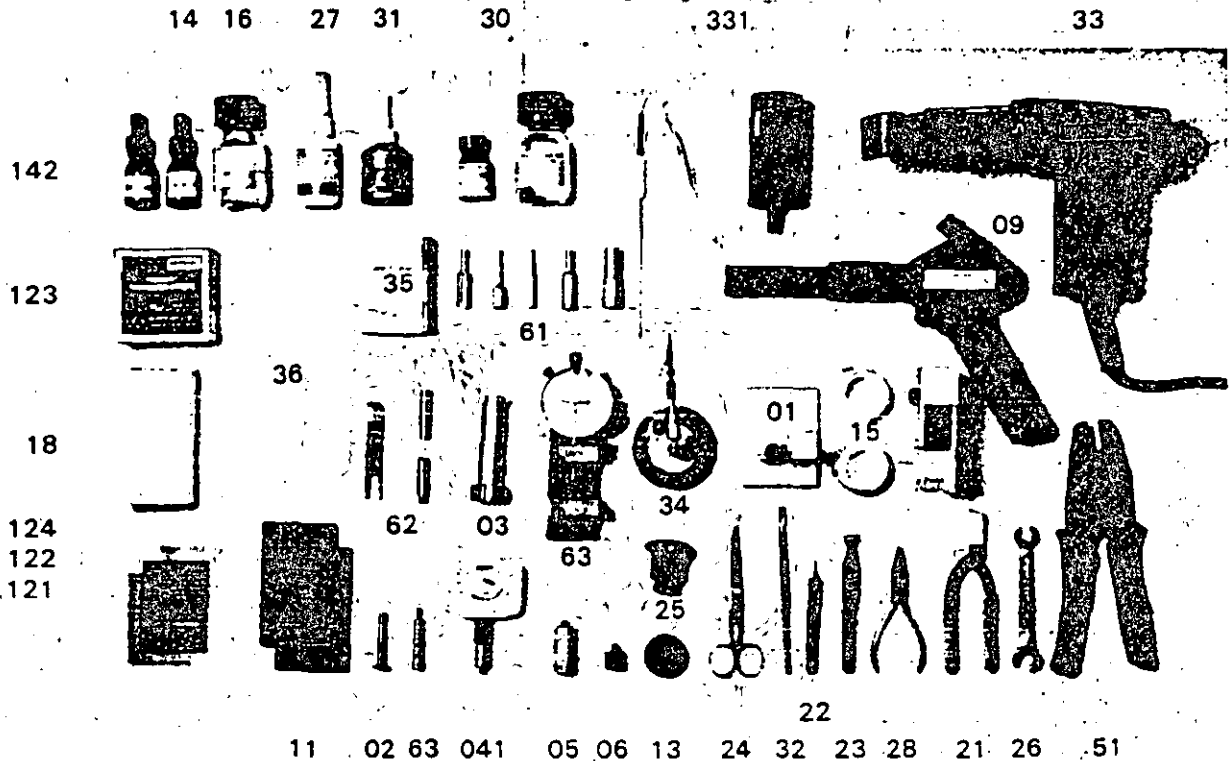
CARACTÉRISTIQUES		Avec GEL OPPANOL B3	Sans GEL
Polissage droit (repérage gris)	<p><i>Pérdidas Inserción Retorno</i></p> <p>OPTIQUES</p> <ul style="list-style-type: none"> - Pertes d'insercion - Puissance réfléchie <p>CLIMATIQUES</p> <ul style="list-style-type: none"> - Température d'utilisation 	<p>$\leq 0,4 \text{ dB typ.}$</p> <p>$\leq -30 \text{ dB}$</p> <p>$-20^\circ\text{C.} + 60^\circ\text{C}$</p>	
Polissage oblique (repérage jaune)	<p><i>Pérdidas Inserción Retorno</i></p> <p>OPTIQUES</p> <ul style="list-style-type: none"> - Pertes d'insercion - Puissance réfléchie <p>CLIMATIQUES</p> <ul style="list-style-type: none"> - Température d'utilisation 		<p>$\leq 0,7 \text{ dB typ.}$</p> <p>$\leq -65 \text{ dB}$</p> <p>$-25^\circ\text{C.} + 70^\circ\text{C}$</p>



TERMINATION KITS FOR FIBRE OPTIC CONNECTORS

Z - 211
to
Z - 217

CONTENTS OF TERMINATION KITS FOR FIBRE OPTIC CONNECTORS



The illustrated parts are subject to change without notice

External dimensions:
460 x 340 x 180 mm
Weight: 6.5 Kg. (approx.)

- Termination kits allow assembly of more than 10'000 ferrule plugs with appropriate handling of the high precision tools.
- The consumable components allow approx. 100 ferrule plugs to be terminated.

Selection of the unit in fonction of the connector type

Unit part number	Z - 211	Z - 212	Z - 213	Z - 214	Z - 215
Connector type	GFS - 3	GFS - 13/A	GFS-13/21	GFS - 13	GFS - 25/A
	MMS - 0	MMS-10/A	GFS-13/22	MMS - 10	

Unit part number	Z - 216	Z - 217	Z - 218	
------------------	---------	---------	---------	--

TENSILE STRENGTH (CONT.)

ii) Results of assessment

Table 8 shows measured examples. Fig.15 shows typical stress-strain curve.

Table 8

Sample No.	Fluctuation of transmission light				
	0kg	→ 5kg	→ 10kg	→ 20kg	→ 0kg
1	0	0	0	0	0
2	0	0	+0.01	+0.01	0
3	0	-0.01	-0.01	-0.01	0
4	0	0	0	0	0
5	0	0	-0.02	-0.05	-0.05

Unit : dB

Single-Mode D4 Compatible Type Connector

Plug: SDP-1, Adaptor: SDA-1

FEATURES

- Using ceramic capillary in ferrule and slit sleeve in adaptor, which are highly experienced in FC type connector, high reliability has been performed.
- With fiber excentricity adjusting function, on the spot assembly can be realized.
- Polishing (PC and flat) can be performed by our Fiber Polisher OFL-1B, -2, -6 series.

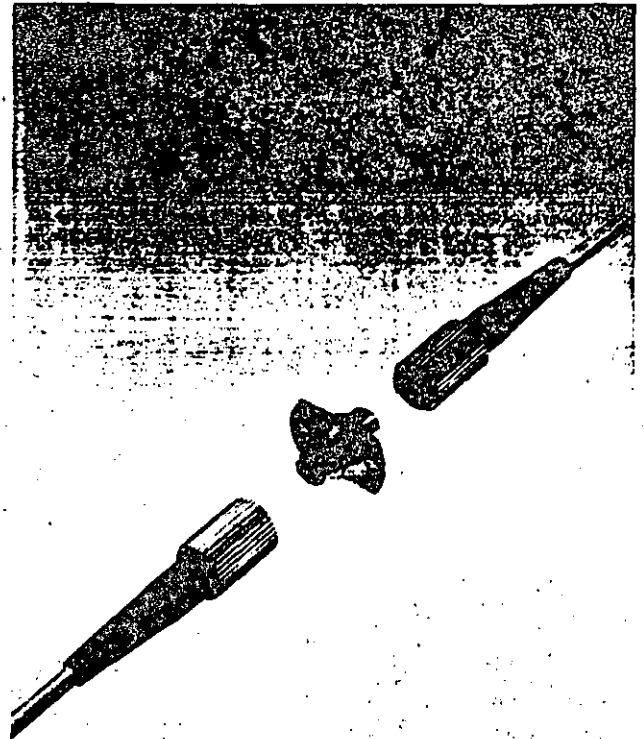
SPECIFICATIONS

Plug	SDP-1
Applicable fiber cord	Single fiber (Fiber dia. $\phi 125\mu\text{m}$ Fiber cord dia. $\phi 3\text{mm}$)
Connection loss	<1dB (SM10/125, $\lambda=1.3\mu\text{m}$ Adaptor: SDA-1)
Operating temperature range	-40 to 80°C
Connection durability	more than 1000 times

CHARACTERISTICS

Items	Test conditions	Performance
Connection loss	SM 10/125 fiber, $\lambda=1.3\mu\text{m}$ LED Light source (RM Temp)	<1.0dB
Connection durability	more than 1000 times	<1.2dB
Vibration	10~55Hz 1.5mm P-P	<1.2dB
Tensile	10kg	<1.2dB
Temperature cycling	-40~80° 10 cycles	<1.2dB
High temperature	80°C, 240 hours	<1.2dB
Low temperature	-40°C, 240 hours	<1.2dB
High humidity	40°C, 95%RH, 240 hours	<1.2dB

Not: Data changes according to the fiber specifications.

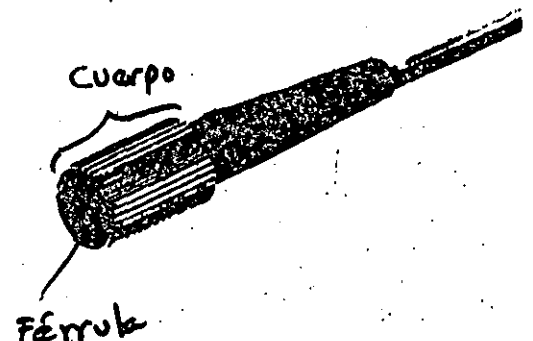
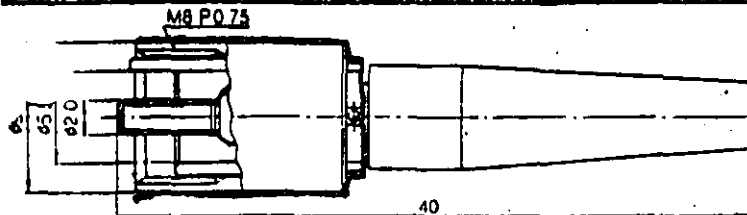


SDP-1 D4 COMPATIBLE PLUG

FEATURES

- Easy on the spot assembly with only 3 parts of ferrule, housing and rubber hood.
- Conform to JIS standard.

DIMENSIONS (unit: mm)



SPECIFICATIONS MMS - 3/0**DIAMOND**

Available as	Parts for field termination with Z - 211 -kit.
Fibre type	9/125 micron singlemode.
Alignment method	High precision annular crimp centres cladding within ferrule. Ferrule rotates (12 pre-set positions) for optimum positioning. Fibres in contact. Perpendicular fibre end faces.
Construction/ Materials	Ferrule: Ø 3,5 mm, Tungsten carbide with spiral air vent, spring loaded with 10 N spring force. Alignment sleeve: Tungsten carbide, solid bush. External body parts: Nickel silver, PVC cable boot for bend protection. Connection with threaded nut (M 9 x 0,5 mm).
Versions available	- Standard: for secondary coated fibres (tight buffered or loose tube).
Compatibility	With all DIAMOND connectors Ø 3,5 mm (singlemode).

Technical data:

<u>Insertion loss</u>	<u>1 dB typical</u> (9/125 SM, 1300 nm, room temperature, dry)
<u>Repeatability</u>	<u>+ 0,5 dB</u>
<u>Service life</u>	min. 1000 matings without change of insertion loss
<u>Return loss</u>	<u>12 dB typical</u>
<u>Operating temperature</u>	- 20° / + 80° C
<u>Storage temperature</u>	- 40° / + 90° C
<u>Strain relief</u>	200 N (light interruption at 10 N)

Technical data is subject to change without notice



HIGH PERFORMANCE SINGLEMODE CONNECTOR

VFO
series

with index matching gel

RADIALL OPTABALL system and singlemode fiber

A high performance series intended for singlemode fiber transmission systems and all applications requiring low insertion loss and high bit rates.

Characteristics

- optical :

Typical insertion loss : ≤ 0.3 dB.

Typical reflected power : ≤ -35 dB.

(with OPPANOL B3 index matching gel).

- mechanical :

Mating life : 250 operations.

Vibrations : 10-55 Hz 1.5 mm peak to peak.

- environmental :

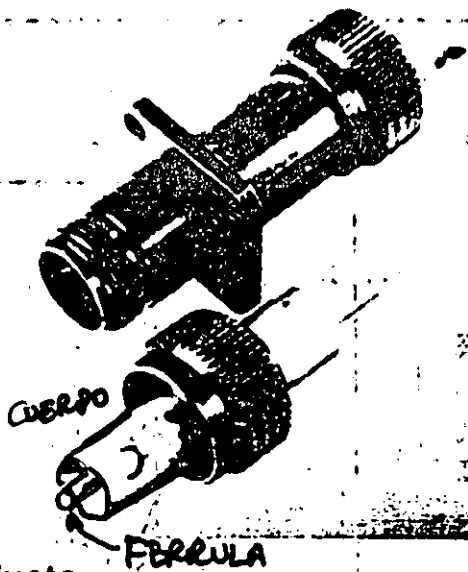
Temperature range : -20°C to $+60^{\circ}\text{C}$.

Damp heat : 95 % HR 4 days.

- material :

Stainless steel.

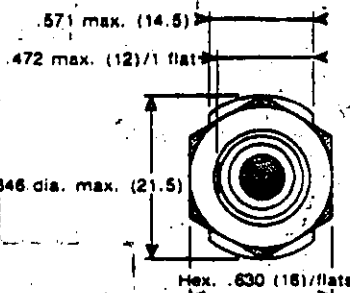
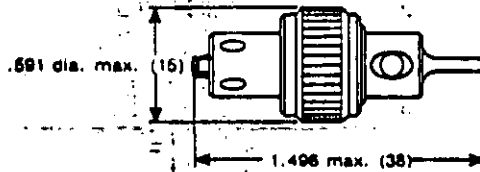
Black chrome-plated-alloy.



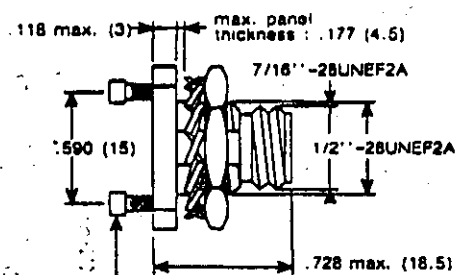
Products

Crimp straight plugs - Adaptors - Receptacles - Rack and panel connectors - Patchcords and Pigtails - mounting tool.

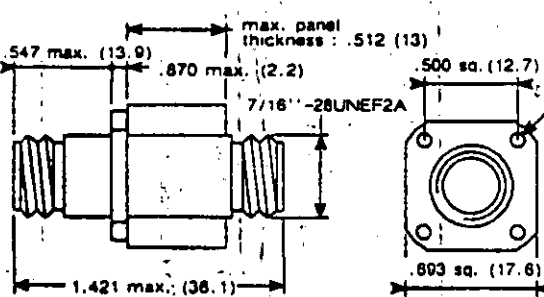
F 714 002 000 PLUG



F 714 200 000 RECEPTACLE

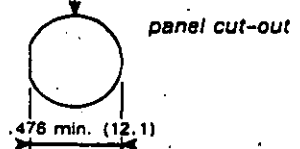
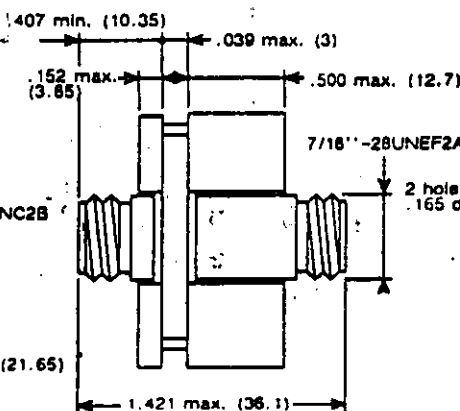


F 714 700 000 ADAPTOR

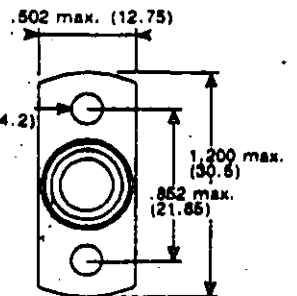


4 holes .102 dia. (2.6)

F 714 704 000 ADAPTOR



panel cut-out



RADIALL
The Quality Connection

101, Rue Philibert Hoffmann - Z.I. Ouest - 93116 ROSNY - SOUS - BOIS Cedex (France)
Telephone : (1) 48 54 80 40 - Fax : 48 54 63 63 - Telex : RADIA A 220673 F

THE UNIVERSITY OF CHICAGO
DEPARTMENT OF CHEMISTRY

RESEARCH REPORT
ON THE CHEMISTRY OF

THE ELEMENTS

OF THE PERIODIC TABLE

1950

CAPITULO VI.

INSTALACION, EMPALMES Y PRUEBAS FINALES

HEMOS DIVIDIDO ESTE CAPITULO EN CUATRO PARTES. LAS TRES PRIMERAS SERVIRAN COMO INTRODUCCION AL TEMA, DE MANERA DESCRIPTIVA. EN LA CUARTA PARTE SE PRESENTA UN "PROTOCOLO DE INSTALACIONES", DOCUMENTADO CON FOTOGRAFIAS. ESTE PROTOCOLO DESCRIBE PUNTO A PUNTO, LOS PASOS NECESARIOS PARA LLEVAR A BUEN EXITO LA REALIZACION PRACTICA DE LAS TRES PARTES QUE SIRVEN DE ENCABEZADO A ESTE CAPITULO.

A. INSTALACION.**1. TRACCION DEL CABLE.**

LA UTILIZACION DE LAS FIBRAS OPTICAS (FO) ES UNA REALIDAD GRACIAS A LAS DIFERENTES PROTECCIONES QUE SE LES APLICAN A FIN DE CONFORMARLAS EN UN CABLE. LOS CABLES MAS IMPORTANTES POR SU CAPACIDAD EN FO Y OBRAS DE INGENIERIA ASOCIADAS, SON LOS MULTIFIBRAS, ES DECIR, AQUELLOS CON SEIS O MAS FO. DICHS CABLES TIENEN EN GENERAL UN ELEMENTO CENTRAL ALREDEDOR DEL CUAL SE DEPOSITAN O CABLEAN LAS FO., YA CON SU PROTECCION HOLGADA O ADHERIDA. SOBRE EL CABLEADO SE APLICAN COMO PROTECCION UNA O MAS CUBIERTAS PLASTICAS Y MUY FRECUENTEMENTE UNA ARMADURA DE ACERO E INCLUSO ELEMENTOS TEXTILES DE REFUERZO.

LAS DIFERENTES PARTES QUE CONFORMAN UN CABLE NO SOLAMENTE SON PROTECCIONES SINO QUE EN GENERAL ES IGUALMENTE IMPORTANTE SU FUNCION DURANTE LA INSTALACION. EN MEXICO LAS REDES TELEFONICAS URBANAS CORREN PRINCIPALMENTE POR DUCTOS SUBTERRANEOS A LO LARGO DE LOS CUALES HAY QUE INTRODUCIR LOS CABLES. ESTAS RUTAS NO SON SIEMPRE RECTAS Y EN LA INMERSION, EL CABLE ESTA SUJETO A ESFUERZOS IMPORTANTES SOBRE LOS QUE HAY QUE PONER ESPECIAL ATENCION, TANTO ANTES (DISEÑO) COMO DURANTE LA OPERACION EN CAMPO.

EL ELEMENTO CENTRAL O NUCLEO DE TRACCION DEBE TENER LA RIGIDEZ MECANICA ADECUADA PARA SOPORTAR EL PESO DEL CABLE Y LAS TENSIONES DE INSTALACION A LO LARGO DE LA LONGITUD TOTAL DEL TRAMO DE CABLE QUE SE VA A MANEJAR. SI LA TRACCION SE HICIERA SOLAMENTE SOBRE EL NUCLEO, TANTO EL CABLEADO COMO LAS CUBIERTAS PODRIAN RETRAERSE. ES POR ELLO QUE TAMBIEN LA CUBIERTA EXTERIOR Y EN SU CASO LOS REFUERZOS TEXTILES INTERMEDIOS, SE UTILIZAN PARA EL HALADO DEL CABLE. ESTO AUMENTA EL FACTOR DE SEGURIDAD DE LA OPERACION.

CUANDO EL ELEMENTO CENTRAL DEL CABLE ES METALICO, ES SUFICIENTE HACERLE UN BUCLE, PARA ASI SUJETARSE CON EL CABLE DE TRACCION. EL HALADO SUELE HACERSE CON UN CABLE DE ACERO, QUE TIENDE A TORCERSE. POR TANTO ENTRE AMBOS CABLES ES NECESARIO INSTALAR UN DESTORCEDOR QUE EVITE ESFUERZOS ADICIONALES EN EL CABLE OPTICO.

PARA SUJETAR LA CUBIERTA EXTERIOR SE UTILIZA UNA MALLA METALICA, COMUNMENTE CONOCIDA COMO "CALCETIN". SI NO SE DISPONE DE ELLA, PUEDE ELABORARSE MANUALMENTE CON ALAMBRE DE ACERO. UNA VEZ APLICADO EL CALCETIN, A ESTE SE SUJETA TAMBIEN EL NUCLEO DE TRACCION Y EN SU CASO, ELEMENTOS TEXTILES DE REFUERZO MECANICO.

2. MULTIPLICACION DE VIAS.

TRADICIONALMENTE LOS DUCTOS TELEFONICOS HAN SIDO DIMENSIONADOS A LOS MAXIMOS DIAMETROS DE LOS CABLES CON CONDUCTORES ELECTRICOS DE COBRE. TALES DIAMETROS SE HAN ESTANDARIZADO A 100 mm, LO CUAL CONTRASTA CON LOS MENOS DE 20 mm QUE ALCANZAN LOS CABLES OPTICOS.

RECIENTEMENTE EL PRIMER FABRICANTE NACIONAL DE CABLES OPTICOS HA PATENTADO UN SISTEMA MEDIANTE EL CUAL ES POSIBLE AUMENTAR LA CAPACIDAD DE LAS VIAS ESTANDAR. ELLO CONSISTE EN INTRODUCIR EN EL DUCTO TÍPICAMENTE TRES FLEXODUCTOS (TUBOS PLASTICOS) QUE SE FIJAN A LA VIA APLICANDO UNA TAPA EN CADA EXTREMO DE LA MISMA. NOS REFERIMOS A UNA VIA COMO EL TRAMO ENTRE DOS POZOS CONSECUTIVOS.

LA OPERACION DE TRIFURCACION DE VIAS PERMITE QUE DONDE PUDDO HABER CORRIDO UN SOLO CABLE DE COBRE, SE PUEDEN INSTALAR TRES CABLES OPTICOS. CONSIDERANDO QUE UN CABLE OPTICO SUSTITUYE DIRECTAMENTE Y EN OCASIONES REBASA LA CAPACIDAD DE LOS CABLES TRADICIONALES DE COBRE, ES EVIDENTE QUE CON EL SISTEMA DESCRITO SE HACEN MAS EFICIENTES Y SE AUMENTA LA CAPACIDAD, DE LAS CANALIZACIONES TELEFONICAS.

B. EMPALMES.

1. UNION DE LAS FIBRAS.

TODOS LOS CABLES DE FO SE HACEN EN LONGITUDES FINITAS. ASI ES NECESARIO UNIR UN TRAMO CON OTRO, A FIN DE LOGRAR REALIZAR UN ENLACE ENTRE DOS PUNTOS DISTANTES ALGUNOS KILOMETROS. DICHA UNION O CONCATENACION ES UN TRABAJO QUE REQUIERE DE MANO DE OBRA MUY BIEN CALIFICADA. LA UNION DE LAS FO EN SI, SE HACE CON UN EQUIPO ESPECIALIZADO QUE PERMITA UN CORTE ADECUADO Y LA UNION PROPIA DE LAS FO.

EL CORTE DE LAS FO DEBE HACERSE PERPENDICULAR AL EJE DE LA MISMA, CON UN ERROR MENOR A 3 GRADOS. DICHO CORTE GENERALMENTE SE HACE POR FRACTURA, PERO DEBE SER CON LA SUFICIENTE DELICADEZA PARA NO DEJAR ASTILLAS EN LA SUPERFICIE. LA LIMPIEZA DE ESTA OPERACION ES PRIMORDIAL YA QUE LAS PARTICULAS DE POLVO, GRASA Y AGUA SON DE DIMENSIONES COMPARABLES A LAS DEL NUCLEO DE LA FO.

PREVIU A LA UNION, LAS DOS FO DEBERAN ALINEARSE EN LOS EJES x, y, z, INCLUYENDO UNA ROTACION CON RESPECTO AL EJE DE LAS MISMAS. PARA ESTO, EL EQUIPO A UTILIZAR DEBERA PERMITIR TODOS ESOS GRADOS DE LIBERTAD AL MENOS EN UNA DE LAS FO, EN TANTO QUE LA OTRA DEBERA TENER COMO MINIMO EL MOVIMIENTO DEL EJE z, COLINEAL CON EL EJE DE LA FO. LOS AJUSTES EN ESTOS MOVIMIENTOS DEBEN SER MICROMETRICOS, DADAS LAS DIMENSIONES DE LAS FIBRAS.

LA UNION PERMANENTE DE LAS FO SE LOGRA POR FUSION DEL MATERIAL QUE LAS FORMA. LOS METODOS MAS COMUNES PARA LOGRAR LA FUSION SON UNA MICROFLAMA DE GAS Y UN ARCO ELECTRICO. EL PRIMERO ES MAS DELICADO, TANTO EN LA PUREZA DE LOS GASES COMO EN EL SISTEMA DE APLICACION. EL ARCO ELECTRICO ES MUY COMUN, MAS SENCILLO DE REALIZAR (FABRICACION Y USO) Y MAS LIMPIO (MENOR RIESGO DE MICROPARTICULAS).

ALINEADAS LAS FO, ESTANDO SEPARADAS APROX. 100 MICRAS, SE APLICA UNA PRIMER DESCARGA O "PREFUSION," QUE LIMPIA Y CONDICIONA LAS FIBRAS. A CONTINUACION SE ACERCAN A TOPE, Y SE INICIA LA DESCARGA PARA LA "FUSION." DE NO AVANZAR MAS LAS FO, EL MATERIAL SE ADELGAZARIA EN EL PUNTO DE FUSION, FORMANDO UN MICRO-CUELLO QUE LIMITARIA EL PASO DE LUZ. CADA ETAPA, PREFUSION, AVANCE Y FUSION, REQUIEREN UN CONTROL ADECUADO DE SUS TIEMPOS DE DURACION. LOS VALORES TIPICOS SON DECIMAS DE SEGUNDO PARA LOS DOS PRIMEROS Y 5 SEG. PARA EL TERCERO. EL ARCO EN SI ES DE 3 KV CON 20 mA. TODOS ESTOS VALORES SON REGULABLES E INCLUSO PROGRAMABLES EN LA MAYORIA DE LOS EQUIPOS EMPALMADORES POR FUSION.

2. EVALUACION DEL EMPALME.

ALINEACION Y EVALUACION SE RECOMIENDA SEAN HECHOS CON UN OTDR. LA ALINEACION CON OTDR ES PARTICULARMENTE RECOMENDABLE CUANDO SE TRABAJA CON FO-UM YA QUE LA PRIMERA APROXIMACION SE HACE CON EL OJO AL MICROSCOPIO. ESTO PUEDE DEJAR UN LIGERO DESCENTRADO EN LOS NUCLEOS, PUESTO QUE SOLAMENTE SE TIENE HASTA AQUI UNA APRECIACION CON RESPECTO A LOS REVESTIMIENTOS. ES ENTONCES QUE SE PROCEDE A UNA ALINEACION FINAL CON AYUDA DEL OTDR.

PREVIU A LA ALINEACION, SE COLOCA EL OTDR EN EL EXTREMO LEJANO DE UNO DE LOS CABLES A EMPALMAR. ESTO PERMITE VERIFICAR LA LONGITUD TOTAL Y POSICIONAR EL CURSOR DEL OTDR EN EL PUNTO DE EMPALME, PRECISAMENTE ANTES DE ALINEAR. UNA VEZ REALIZADO EL EMPALME, EL CURSOR PERMITE UBICAR ESTE AUN EN EL CASO DE LOGRAR UN VALOR MUY BAJO DE ATENUACION (O GANANCIA) EN LA UNION. PARA VALORES PEQUEÑOS DE ATENUACION, EL PUNTO DE EMPALME SE PIERDE DENTRO DEL TRAZO CASI CONTINUO DEL EQUIPO.

EL TRAZO DEL OTDR EN EL PUNTO DE EMPALME ES POR LO GENERAL UN PEQUEÑO ESCALON, EL TAMAÑO DEL CUAL INDICA LA PERDIDA DE LA UNION. OCASIONALMENTE, AUN EN FO UNIMODALES SE VEN ESCALONES POSITIVOS, LO QUE SERIA INDICATIVO DE UNA GANANCIA, PERO DESDE EL OTRO EXTREMO DEL ENLACE SE VERIA UNA ATENUACION. EN ESTOS CASOS EL VALOR REAL ES EL PROMEDIO DE LOS VALORES ABSOLUTOS DE LAS DOS LECTURAS.

3. CIERRE DE EMPALMES.

LOS CABLES OPTICOS SON GENERALMENTE HERMETICOS, PARA MAYOR SEGURIDAD DE LAS FO. SIN EMBARGO, PARA REALIZAR LA UNION DE DOS TRAMOS ES NECESARIO TENER LAS FO AL DESCUBIERTO. ESTO INDUCE A CUESTIONAR COMO PROTEGERLAS EN EL PUNTO DEL EMPALME. LA SOLUCION ES TENER UNA ENVOLVENTE QUE INCLUYA TANTO A LOS EMPALMES DE LAS FO COMO UNA SECCION DE AMBOS CABLES.

DICHO ENVOLVENTE ES CONOCIDO COMO CIERRE DE EMPALME. DICHO CIERRE ES NECESARIAMENTE HERMETICO EN SU TOTALIDAD Y EN PARTICULAR ALREDEDOR DE LOS CABLES. DENTRO DEL CIERRE HAY GENERALMENTE UNA O MAS CHAROLAS (ORGANIZADOR) DONDE SE DISTRIBUYEN COMODAMENTE LOS EXCESOS DE FO Y SE DEJAN Y PROTEGEN LOS EMPALMES. TALES EXCESOS EN LONGITUD SON DE UNO A DOS METROS POR FIBRA, POR CABLE. ESTO SE HACE A FIN DE PODER TRASLADAR EL EMPALME DE LAS FO DESDE EL EQUIPO DE FUSION HASTA EL ORGANIZADOR. ADICIONALMENTE SE TIENE CON ESTO UNA LONGITUD DE RESERVA PARA EL CASO EN QUE SE REQUIERA INTERVENIR EL EMPALME, LO CUAL ES COMUN PARA CASOS DE LOCALIZACION DE FALLAS Y MODIFICACIONES EN LOS ENLACES.

C. PRUEBAS FINALES.

NOS REFERIMOS AQUI A LA VERIFICACION DE LA OPERACION DEL CABLE OPTICO EN UN ENLACE. HAY EVIDENTEMENTE UNA COMPROBACION DE LA CONTINUIDAD DEL CABLE AL REALIZAR EL ULTIMO EMPALME, YA QUE EN ESE MOMENTO PUEDE O DEBE VERSE EN EL OTDR LA LONGITUD TOTAL DEL ENLACE. YA QUE EL OTDR TAMBIEN PUEDE MEDIR LA ATENUACION DE ESA LONGITUD, QUEDA HECHA ASI UNA PRIMERA EVALUACION. PERO ES MUY RECOMENDABLE VERIFICAR ADEMAS EN AMBAS DIRECCIONES Y OBTENER LOS PROMEDIOS DE LAS LECTURAS.

PARA REALIZAR LOS EMPALMES ENTRE TRAMOS, PUEDEN HACERSE LAS MEDICIONES CON LA FIBRA DESNUDA EN LOS EXTREMOS DEL ENLACE. PARA LLEGAR A LOS EQUIPOS DE TRANSMISION Y RECEPCION, ES NECESARIO CONECTAR O REMATAR EL CABLE CON CABLES TERMINALES (PIGTAILS). ESTOS REMATES SON CABLES CORTOS (5, 10, 15 mt) Y EN SU EXTREMO LLEVAN APLICADOS LOS CONECTORES. ANTES DE CONECTAR, LOS CABLES TERMINALES, SE PUEDEN REALIZAR PRUEBAS DE ATENUACION Y ANCHO DE BANDA (SOLO EN FO-MM) AUN POR EL PROCEDIMIENTO DE CORTE DE 2 METROS (CUT-BACK).

UNA VEZ EMPALMADOS LOS CABLES TERMINALES E INSTALADOS CON SUS CONECTORES RESPECTIVOS, EL EMPLEO DE UN OTDR SE DIFICULTARA POR LAS REFLEXIONES INHERENTES EN LA UNION A TRAVES DEL CONECTOR. EN ESTE CASO, LAS MEDICIONES DE ATENUACION DEBERAN HACERSE CON UNA FUENTE ESTABILIZADA DE LUZ, UN TRAMO DE REFERENCIA Y UN MEDIDOR DE POTENCIA. OTRA LIMITACION AL USO DEL OTDR ES PARA EL CASO DE UN ENLACE DE GRAN LONGITUD. EN ESTOS CASOS SE PODRIA REBASAR EL RANGO DINAMICO DEL REFLECTOMETRO, YA QUE SE REQUIERE QUE EL PULSO VIAJE HASTA EL EXTREMO DEL ENLACE Y RETORNE AL INSTRUMENTO. ESTO SIGNIFICA UN DOBLE RECORRIDO DEL CABLE, CON LA CONSECUENTE DOBLE ENERGIA REQUERIDA, O PERDIDA RESULTANTE.

CON EL RAPIDO ADVENIMIENTO DE LAS FO UNIMODALES, YA NO ES REQUERIDA LA MEDICION DE ANCHO DE BANDA. EN SISTEMAS MULTIMODALES ESTA MEDICION HACE NECESARIO TENER ACCESO SIMULTANEO A LOS DOS EXTREMOS DEL ENLACE, LO CUAL SOLO ES POSIBLE CON EQUIPO COMPUTARIZADO.

SE HA VERIFICADO QUE LA TAZA DE ERROR DE BITS (BER) NO SE VE AFECTADA DE MANERA ALGUNA EN LOS ENLACES CON FO. ES POR ELLO QUE TAMPOCO ES REQUERIDA ESTA MEDICION HOY EN DIA.

D. PROTOCOLO DE INSTALACIONES.

I N D I C E

1. PLANIFICACION E INGENIERIA DEL PROYECTO
2. LIMPIEZA, VERIFICACION Y GUIADO DE LA VIA
3. INSTALACION DE FLEXODUCTOS Y TAPAS
4. GUIADO DE FLEXODUCTOS PARA INSTALACION DE CABLE
5. INSTALACION DEL CABLE
6. ACOMODO Y FIJACION DEL CABLE
7. EMPALMES RECTOS, TERMINALES Y PRUEBAS A CABLE INSTALADO
8. PRUEBAS FINALES

1. PLANIFICACION E INGENIERIA DEL PROYECTO.

LA PRIMERA ACTIVIDAD DEL PROYECTO DE INSTALACION DEL CABLE OPTICO ES LA ADQUISICION DE LOS PLANOS DE LA RUTA.

SE REALIZA UN ANALISIS DE ESTOS PLANOS, PARA LO CUAL ES NECESARIO LA INTERVENCION DE PERSONAL ESPECIALIZADO (VER FIG. 6.1, 6.2, 6.3).

DE ESTE ANALISIS SE DERIVA UNA PREASIGNACION DE LOS PUNTOS DE EMPALME. DEBEN TOMARSE COMO BASE LOS PUNTOS CRITICOS DE LA RUTA, COMO CAMBIOS DE DESNIVELES Y DE DIRECCION, ASI COMO LA LONGITUD DE SUMINISTRO DEL CABLE.

SE EFECTUA UN DIAGNOSTICO DE LAS CONDICIONES TOPOGRAFICAS DEL TERRENO, DETECTANDOSE ALGUNAS AREAS DE LA RUTA CON MAYOR GRADO DE DIFICULTAD PARA LOS FINES REQUERIDOS, TALES COMO:

- * AVENIDAS CON ELEVADO INDICE DE TRANSITO
- * PARQUES
- * CRUCES IMPORTANTES DE AVENIDAS
- * REGISTROS EN EL ARROYO
- * ACCESO A CANALIZACION (RUTA)

TAMBIEN SE DETERMINAN LOS SENTIDOS DE CIRCULACION DE TRAFICO DE VEHICULOS, CON LA FINALIDAD DE ESTABLECER UN PROGRAMA DE ACTIVIDADES EN HORAS Y DIAS NO HABILES (VER FIG. 6.4, 6.5).

SE EFECTUA UNA VISITA FISICA A LOS REGISTROS Y A LA RUTA PARA VERIFICAR LAS CONDICIONES EN LAS CUALES SE ENCUENTRAN LOS REGISTROS, AL MISMO TIEMPO QUE SE ASIGNA LA VIA SELECCIONADA PARA EL CABLE OPTICO (VER FIG. 6.6, 6.7).

SE VERIFICAN LAS DIMENSIONES DE CADA UNO DE LOS REGISTROS, CON LA FINALIDAD DE TENER LA INFORMACION CERTERA Y NECESARIA PARA SER UTILIZADA CUANDO SE EFECTUE LA ASIGNACION FINAL Y DEFINITIVA DEL SITIO DONDE SE HARAN LOS EMPALMES, ASI COMO DETERMINAR EL EXCESO DEL CABLE QUE DEBE CONSIDERARSE PARA LA INSTALACION.

UNA VEZ QUE HAN SIDO DIMENSIONADOS TODOS LOS REGISTROS, SE SELECCIONA EL QUE SE CONSIDERE ADECUADO PARA EFECTUAR EL EMPALME. DEBE CONSIDERARSE QUE EN CADA REGISTRO DE EMPALME SE DEBE ACUMULAR UNA LONGITUD DE CABLE DE 15 mt DE CADA PUNTA (UN TOTALDE 30 mt). EN LAS PAREDES DEL REGISTRO SE ACOMODA DICHO EXCESO, EL CUAL ES UNA RESERVA DE CABLE COMO MEDIDA PREVENTIVA PARA MOVIMIENTO DEL CABLE EN LOS CASOS DE REPARACIONES A ESTE.

ANTES DE LA VERIFICACION Y LIMPIEZA DEL DUCTO SELECCIONADO PARA LA INMERSION DE LOS FLEXODUCTOS Y/O DEL CABLE, SE DEBEN CONSIDERAR LAS SIGUIENTES ACTIVIDADES:

- * PREVIAMENTE DEBE ANALIZARSE LA TRAYECTORIA DE LA RUTA PARA PROGRAMAR EL TRABAJO EN DIAS Y HORAS NO HABILES, SEGUN CORRESPONDA.
- * MEDIDAS DE SEGURIDAD TANTO PARA EL PERSONAL, LOS PEATONES Y EL TRANSITO DE VEHICULOS.

2. LIMPIEZA, VERIFICACION Y GUIADO DE LA VIA.

LA VERIFICACION, LIMPIEZA Y GUIADO SE REALIZA EN UN SOLO PASO. SE UTILIZA UN DISPOSITIVO METALICO COMO VERIFICADOR DEL DUCTO, YA QUE TIENE UN DIAMETRO MUY SEMEJANTE AL DE ESTE Y EN EL CUAL SE MARCA EL CONTACTO CON CUALQUIER FILO DE CONCRETO EXISTENTE EN EL INTERIOR DEL DUCTO. CUANDO SE ENCUENTRA ESTE PROBLEMA SE DETIENNE MOMENTANEAMENTE LA OPERACION (VER FIG. 6.8).

LA LIMPIEZA DEL DUCTO SE EFECTUA CON UN ELEMENTO CILINDRICO QUE CONTIENE CERDAS DE ACERO, EL CUAL SE ELIMINA LA REBABAS DE CONCRETO EN EL INTERIOR DE ESTE (VER FIG. 6.9).

FINALMENTE ESTA AUNADA A LOS DISPOSITIVOS DE VERIFICACION Y LIMPIEZA, LO QUE SERA LA GUIA DE HILO DE ALGODON, POLIESTER, NYLON O ACERO GALVANIZADO (VER FIG. 6.10).

ES NECESARIO MENCIONAR QUE EL INICIO DE TODA ESTA OPERACION SE EFECTUA CON UNA GUIA DE FIBRA DE VIDRIO, LA CUAL SE INSERTA EN LA VIA SELECCIONADA EN FORMA MANUAL (VER FIG. 6.11).

- h. UNA VEZ TERMINADA LA INMERSION COMPLETA DEL FLEXODUCTO, SE DEBEN CORTAR ESTOS AL RAZ DE LA SALIDA Y ENTRADA DE LA VIA EN CADA UNO DE LOS POZOS, INICIANDO ESTA OPERACION EN LA PUNTA EXTERNA Y DESPUES EN LA INTERNA.

NOTA: SI EL TENDIDO DE LOS FLEXODUCTOS SE EFECTUA EN FORMA MANUAL. SE COLOCA PERSONAL EN CADA POZO PARA QUE EL HALADO SEA MAS UNIFORME. POSTERIORMENTE SE SIGUEN LOS PASOS f, g, h.

- i. PROCEDER A LA COLOCACION DE LAS TAPAS TANTO A LA ENTRADA COMO A LA SALIDA DE LOS FLEXODUCTOS EN LOS REGISTROS.
- j. FINALMENTE ES NECESARIO MATAR LOS FILOS EN DONDE FUERON CORTADOS LOS FLEXODUCTOS, EN TODOS LOS REGISTROS, PARA EVITAR DAMOS EN EL CABLE CUANDO SE DISPONGA A LA INMERSION DE ESTE.

4. GUIADO DE FLEXODUCTO PARA INSTALACION DE CABLE.

ESTA OPERACION ES MUY SEMEJANTE A LA ETAPA DE GUIADO EN LA VIA SELECCIONADA PARA LA INSTALACION DE LOS FLEXODUCTOS.

LA VERIFICACION, LIMPIEZA E INSTALACION DE LA GUIA EN EL FLEXODUCTO SELECCIONADO PARA LA INMERSION DEL CABLE SE EFECTUA EN UN SOLO PASO. PARA ESTO SE UTILIZA UN DISPOSITIVO COMPUESTO POR UN ELEMENTO CILINDRICO DE MATERIAL ESPONJOSO O PLASTICO QUE TIENE UN DIAMETRO MUY SEMEJANTE AL DEL FLEXODUCTO, EL CUAL CUBRE APROXIMADAMENTE UN 85% DEL AREA INTERIOR DEL MISMO. A ESTE ELEMENTOS ESTA AUNADA LA GUIA QUE ES DE ALBODON, POLIESTER, NYLON O ACERO GALVADNIZADO (VER FIG. 6.18).

EN ESTE CASO TAMBIEN EL INICIO DE TODA LA OPERACION SE EFECTUA CON UNA GUIA DE FIBRA DE VIDRIO DE 200 mt DE LONGITUD, LA CUAL SE INSERTA EN EL FLEXODUCTO SELECCIONADO, EN FORMA MANUAL.

5. INSTALACION DEL CABLE.

PARA LA INSTALACION DE CABLES OPTICOS EN DUCTOS SUBTERRANEOS, DE MANERA SEGURA Y CONFIABLE, SE DEBEN SEGUIR LOS PROCEDIMIENTOS Y REQUISITOS LISTADOS A CONTINUACION:

5.1. PREPARATIVOS ANTERIORES A LA INMERSION:

- a. CONSIDERAR EL ANALISIS DE LA TRAYECTORIA DE LA RUTA, EFECTUADO ANTERIORMENTE.
- b. SE DEBEN TOMAR LAS MEDIDAS DE SEGURIDAD NECESARIAS, TANTO PARA EL PERSONAL, LOS PEATONES Y EL TRANSITO, COLOCANDO SEMALES COMO FANTASMAS, ANUNCIOS DE HOMBRES TRABAJANDO, PRECAUCION, ETC.
- c. HACER UNA EXHORTACION ESPECIAL AL PERSONAL PARA EL CUMPLIMIENTO Y OBSERVACION DE LAS REGLAS DE SEGURIDAD Y EL MANEJO ADECUADO DEL CABLE.

3. INSTALACION DE FLEXODUCTOS Y TAPAS.

54

EL FLEXODUCTO ES DE MATERIAL TERMOPLASTICO PROTEGIDO CONTRA AGENTES QUIMICOS Y EL CUAL ACTUA COMO DUCTO DEL CABLE OPTICO (VER FIG. 6.12).

CON LA FINALIDAD DE INCREMENTAR LA CAPACIDAD DE LOS DUCTOS DE CONCRETO DE LA RED, SE HAN REUNIDO TRES FLEXODUCTOS QUE SON ALOJADOS EN LA VIA SELECCIONADA PARA LA DISPOSICION DEL CABLE. DE ESTA MANERA, SE TRIPLICA LA CAPACIDAD DE LA VIA CORRESPONDIENTE Y ADEMAS SE PROTEGA AL CABLE DE ALGUN POSIBLE DAMO, AL EFECTUAR LA INMERSION DEL CABLE, OCASIONADO POR PEQUEÑAS REBABAS DE CONCRETO CONTENIDAS EN EL INTERIOR DEL DUCTO, QUE NO HAYAN SIDO ELIMINADA EN LA OPERACION DE LIMPIEZA DEL MISMO.

LAS TAPAS CONSISTEN EN BRIDAS DE MATERIAL TERMOPLASTICO QUE SON COLOCADAS EN LAS ENTRADAS Y SALIDAS DE LA VIA QUE CONTIENE LOS FLEXODUCTOS EN LOS REGISTROS, CON LA FINALIDAD DE MANTENERLOS FIJOS EN UNA SOLA POSICION (VER FIG. 6.13).

LA METODOLOGIA PARA LA INSTALACION DEL FLEXODUCTO Y COLOCACION DE TAPAS Y AVELLANADO DE FLEXODUCTO SE INDICA A CONTINUACION:

- a. ANTES DE LA INMERSION DE LOS FLEXODUCTOS SE DEBEN HACER LAS SIGUIENTES CONSIDERACIONES:
 - i. EFECTUAR UN ANALISIS DE LA TRAYECTORIA DE LA RUTA EN EL AREA DONDE SE EFECTUARA LA INMERSION.
 - ii. TOMAR LAS MEDIDAS DE SEGURIDAD TANTO PARA EL PERSONAL, LOS VEATONES Y EL TRANSITO, COLOCANDO SEÑALES COMO FANTASMAS, ANUNCIOS DE HOMBRES TRABAJANDO, PRECAUCION, ETC. (VER FIG. 6.14).
 - iii. ASEGURARSE QUE SE HA EFECTUADO LA CORRECTA LIMPIEZA DEL DUCTO.
- b. EFECTUAR EL MONTAJE DE LOS FLEXODUCTOS EN CARRETES Y COLOCARLOS EN EL REMOLQUE O GATOS CORRESPONDIENTES (VER FIG. 6.15).
- c. IDENTIFICAR LA VIA POR LO CUAL SE EFECTUARA LA INMERSION, VERIFICANDO QUE EN ELLA SE LOCALIZA LA GUIA (VER FIG. 6.16).
- d. SI EL TENDIDO DE LOS FLEXODUCTOS SE EFECTUA USANDO EQUIPO MECANIZADO, SE DEBE COLOCAR UN MALACATE EN EL REGISTRO QUE PREVIAMENTE SE HAYA SELECCIONADO Y DEBE ANCLARSE DE TAL FORMA QUE RESISTA, SIN DESPLAZARSE, LA TENSION QUE SE PRESENTE AL HALADO DE LOS FLEXODUCTOS.
- e. LOS CARRETES DE FLEXODUCTOS DEBEN COLOCARSE EN EL REGISTRO EN EL EXTREMO OPUESTO AL MALACATE.
- f. ATAR LA PUNTA DE FLEXODUCTOS A LA GUIA INSTALADA EN LA VIA SELECCIONADA (VER FIG. 6.17).
- g. SE PROCEDE AL HALADO DE LOS FLEXODUCTOS.

- d. IDENTIFICAR EL FLEXODUCTO POR EL CUAL SE INSTALARA EL CABLE EN CADA REGISTRO.
- e. EL CARRETE DEL CABLE DEBE MONTARSE EN UN REMOLQUE O GATOS DESENRROLLADORES. ESTOS SERAN DE DIMENSIONES ADECUADAS AL CARRETE.
- f. SI EXISTEN CAMBIOS DE DIRECCION EN LA RUTA DEL CABLE, ESTE DEBE DESENRROLLARSE DEL CARRETE Y FORMAR UNA FIGURA 8 SOBRE EL PISO PARA SEGUIR EFECTUANDO LA INMERSION.
- g. LA TERMINAL EXTERNA DE LOS TRAMOS DE CABLES EN CADA CARRETE DEBE TENER UN FUSIBLE-DESTORCEDOR ASI COMO EL DISPOSITIVO DE TRACCION QUE SUJETARA TANTO LA CUBIERTA POLYACERO COMO EL KEVLAR (VER FIG. 6.18).
- h. PARA EL FLEXODUCTO EN EL CUAL SE INSTALARA EL CABLE, TANTO LAS SALIDAS COMO LAS ENTRADAS, DEBEN ESTAR PERFECTAMENTE ABOQUILLADAS, PARA EVITAR QUE EL CABLE SE DAME.
- i. EN TODOS LOS REGISTROS DEBEN CONSIDERARSE ANCLAS DE IMPACTO Y CINTURONES DE NYLON EN LAS PAREDES PARA SOPORTAR EL CABLE (VER FIG. 6.19).

5.2. PROCEDIMIENTO DE INSTALACION:

- a. COLOQUESE EL EQUIPO, DISPOSITIVOS Y MATERIALES EN LOS LUGARES PREVIAMENTE ESTABLECIDOS, INCLUYENDO LOS DE PROTECCION Y SEMALIZACION EXTERNA.
- b. DEBERA DISTRIBUIRSE AL PERSONAL A LO LARGO DE LA TRAYECTORIA DEL CABLE POR INSTALAR (EN LOS EXTREMOS Y EN LOS REGISTROS INTERMEDIOS), PARA QUE SE VIGILE LA INSTALACION, CON EL FIN DE EVITAR POSIBLES DAMOS POR CAIDA DE TROQUELES, ROCE DEL CABLE, ETC.
- c. SERAN COLOCADOS EL DESTORCEDOR METALICO EMBALADO Y UN FUSIBLE DE 100 KGS. UNIDOS AL DISPOSITIVO DE TRACCION DEL CABLE.
- d. DURANTE LA INSTALACION EL PORTA CARRETE Y EL CABLE ESTARAN UBICADOS APROXIMADAMENTE EN LA PARTE INTERMEDIA DE LA LONGITUD TOTAL DEL TRAMO A INSTALAR, QUE ES DE 2,000 mts.
- e. SE INSTALA EL CABLE EN UN SENTIDO Y AL LLEGAR A UN PUNTO DE EMPALME EL COMPLEMENTO DE ESTE CARRETE SE DESENRROLLA, DEPOSITANDOLO EN EL PISO. SE FORMAN OCHOS HASTA QUE LA PUNTA INTERNA QUEDE LIBRE. LOS OCHOS SERAN DE LONGITUD ENTRE 8 Y 10 METROS DE DIAMETRO, TAL QUE SE RESPETE EL DIAMETRO MINIMO DE CURVATURA DEL CABLE. (VER FIG. 6.20).

- f. SE COLOCAN PERNOS DE ACERO EN LOS MUROS DE LOS REGISTROS PARA FIJAR DE MANERA DISTRIBUIDA CINTURONES DE NYLON. SE EMPLEA LA PISTOLA DE FIJACION DE PERNOS, DEBIENDOSE TENER PRECAUCION QUE LOS PERNOS NO REBOTEN CONTRA LAS VARILLAS DE ACERO QUE FORMAN LAS PAREDES DEL REGISTRO. LOS CINTURONES DE NYLON SERVIRAN PARA SUJETAR AL CABLE.
- g. SE MANTENDRA EQUIPO ADECUADO DE COMUNICACIONES, TANTO EN LA ZONA DEL CARRETE COMO EN LOS REGISTROS INTERMEDIOS.
- h. CUANDO EXISTAN CAMBIOS DE DIRECCION, SERA NECESARIO CUIDAR EXTREMADAMENTE EL CABLE PARA QUE LOS RADIOS DE CURVATURA SEAN LOS MAS AMPLIOS POSIBLES, Y ASI EVITAR QUE EL CABLE SE DAME DURANTE LA INSTALACION.
- i. ANTES DE INICIAR LA INSTALACION DEL CABLE, HABRA QUE REALIZAR UNA INSPECCION FINAL A TODA LA INSTALACION, POZOS Y ESTADO DEL CABLE.
- j. SE DISPONDRA DE PERSONAL EN LA UBICACION DEL CARRETE DEL CARRETE, PARA AYUDAR A QUE ESTE GIRE DURANTE LA INSTALACION.
- k. SE INICIA EL HALADO EN FORMA MANUAL A INDICACIONES DEL SUPERVISOR, UTILIZANDO EL SISTEMA DE COMUNICACION.
- l. SI LA INMERSION DEL CABLE ES INTERUMPIDA, AL VOLVER A EMPEZAR LA ACELERACION SERA GRADUAL PARA EVITAR SE PRESENTEN TENSIONES ELEVADAS.
- m. EN CADA REGISTRO DESTINADO A UN EMPALME SE DEBERAN DEJAR 15 mt DE EXCESO DE LONGITUD EN CADA PUNTA DE LOS DOS CABLES. AMBAS PUNTAS SERAN ENROLLADAS EN FORMA CONJUNTA Y COLOCADAS EN LAS PAREDES DEL REGISTRO MEDIANTE HERRAJES DE SUJECION.
- n. UNA VEZ QUE SE HA TERMINADO LA INSTALACION DE UN TRAMO DE CABLE, ES CONVENIENTE COLOCAR UN TAPON TERMOCONTRACTIL EN SU PUNTA PARA EVITAR QUE LA HUMEDAD PENETRE AL MISMO.

6. ACOMODO Y FIJACION DEL CABLE.

PARA LA REALIZACION DE ESTA ACTIVIDAD SE RECOMIENDA QUE EL ACOMODO Y SUJECION DEL CABLE SEAN EN LA PARTE SUPERIOR DE LOS REGISTROS. ESTO ES CON EL FIN DE PROTEGERLO DE MALTRATOS DE PERSONAS QUE EFECTUEN OTROS TRABAJOS EN LOS REGISTROS POR DONDE SE INSTALARA EL CABLE DE FIBRA OPTICA. (VER FIG. 6.19).

ESTA OPERACION SE RECOMIENDA SE EFECTUE EN FORMA SIMULTANEA CON LA INMERSION DEL CABLE PARA EVITAR CUALQUIER TENSION ADICIONAL (JALONEO) QUE PUDIERA MALTRATAR AL CABLE.

7. EMPALMES RECTOS, TERMINALES Y PRUEBAS A CABLE INSTALADO.

VA VEZ QUE SE HA EFECTUADO LA INMERSION DE DOS O MAS TRAMOS DE CABLE SE PROCEDE A EFECTUAR LAS PRUEBAS DE CABLES Y EN CADA UNA DE LAS FIBRAS PARA VERIFICAR SI NO SUFRIERON ALGUN MALTRATO QUE HAYA OCASIONADO UN INCREMENTO CONSIDERABLE EN LA ATENUACION O BIEN QUE HAYA SUFRIDO ROTURA ALGUNA DE ELLAS (VER FIG. 6.21).

DESPUES DE QUE HAN SIDO VERIFICADAS LAS FIBRAS DE DOS TRAMOS DE CABLE QUE SERAN EMPALMADOS, Y QUE LOS RESULTADOS HAN SIDO SATISFACTORIOS, SE PROCEDE A EFECTUAR LOS PREPARATIVOS PARA LA REALIZACION DEL EMPALME.

PROCEDIMIENTO

- a. PREVIO A LA REALIZACION DE LAS PRUEBAS A LOS CABLES INSTALADOS, ASI COMO A LA REALIZACION DEL EMPALME, SE DEBEN SEGUIR Y GUARDAR LAS OBSERVACIONES DE SEGURIDAD TANTO PARA EL PERSONAL, LOS PEATONES Y EL TRANSITO, COLOCANDO SEÑALES COMO FANTASMAS, ANUNCIOS DE HOMBRES TRABAJANDO, PRECAUCION, ETC.
- b. ACONDICIONAR EL VEHICULO EN EL CUAL SE EFECTUARAN LAS PRUEBAS, ASEGURANDOSE DEL CONTINUO SUMINISTRO DE ENERGIA ELECTRICA PARA LOS EQUIPOS E ILUMINACION.

- c. SE PROCEDE A PREPARAR LAS PUNTAS DE LOS CABLES EN EL PUNTO DONDE SE EFECTUARA EL EMPALME. ESTA PREPARACION CONSISTE EN LO SIGUIENTE:

* DESPRENDER CUBIERTA POLYACERO, KEVLAR, CUBIERTA INTERNA Y MYLAR, HASTA QUE LOS TUBOS QUE CONTIENEN A LAS FIBRAS QUEDEN EN LIBERTAD. DESPUES SERA NECESARIO CORTAR LOS TUBOS CUIDADOSAMENTE, DE TAL FORMA QUE NO SE FRACTUREN LAS FIBRAS (VER FIG. 6.22, 6.23).

* AHORA SE PROCEDE A QUITAR LA PROTECCION PRIMARIA (ACRILATO) DE LA FIBRA CON HERRAMIENTAS ESPECIALES. TAMBIEN SE EFECTUA UN CORTE PERFECTAMENTE PERPENDICULAR EN LA MISMA (VER FIG. 6.24)

- d. SE EFECTUA LA MEDICION DE TODAS LAS FIBRAS EN AMBOS CABLES CONECTANDO ESTAS AL EQUIPO OTDR, EL CUAL NOS PROPORCIONA LA INFORMACION DE LA LONGITUD Y LA ATENUACION DE LA FIBRA EN dB.
- e. SE COLOCA EL EQUIPO OTDR EN ALGUNA DE LAS PUNTAS LEJANAS DE ALGUNO DE LOS DOS CABLES. DICHA PUNTA SE PREPARA ESA PUNTA COMO SE MENCIONA EN EL INCISO c. ESTO SE HACE CON EL PROPOSITO DE REALIZAR LAS MEDICIONES CUANDO SE ESTAN EFECTUANDO LOS EMPALMES DE LAS FIBRAS.

DE IGUAL MANERA QUE COMO SE MENCIONA EN EL INCISO b, SE DEBE ACONDICIONAR EL VEHICULO EN EL CUAL SE EFECTUARAN LAS MEDICIONES.

- f. SE ESTABLECE COMUNICACION ENTRE EL PUNTO DE EMPALME Y EL PUNTO DE PRUEBA A TRAVES DE DIADEMAS QUE SE CONECTAN A UNA BATERIA Y A LA ARMADURA Y EL NUCLEO DEL CABLE. ES POR DONDE SE ESTABLECE DICHA COMUNICACION (VER FIG. 6.25).

- g. SE PROCEDE A INICIAR EL EMPALME DE LAS FIBRAS CON UNA CONTINUA COMUNICACION ENTRE LOS OPERADORES DEL OTDR Y DEL EQUIPO EMPALMADOR, DE TAL FORMA QUE EL EMPALME QUE PRESENTE LAS MEJORES CARACTERISTICAS DE ATENUACION SEA EL QUE QUEDE EN FORMA DEFINITIVA EN LA UNION DE CADA UNA DE LAS FIBRAS (VER FIG. 6.26).
- h. SE PROCEDE A EFECTUAR EL CIERRE DE EMPALME UNA VEZ QUE HAN SIDO EMPALMADAS Y COLOCADAS EN EL ORGANIZADOR TODAS LAS FIBRAS (VER FIG. 6.27 A 6.32)
- i. UNA VEZ QUE SE HAN REALIZADO TODOS LOS EMPALMES INTERMEDIOS SE PROCEDE A REALIZAR LOS EMPALMES TERMINALES. ESTOS CONSISTEN EN UNIR LAS FIBRAS CONTENIDAS EN EL CABLE INSTALADO CON LOS CABLES TERMINALES (PIGTAILS). EL PROCEDIMIENTO PARA LA REALIZACION DE LOS EMPALMES TERMINALES ES SIMILAR AL DE LOS EMPALMES RECTOS, EXPLICADO ANTERIORMENTE (VER FIG. 6.33 A 6.37)

8. PRUEBAS FINALES.

UNA VEZ CONCLUIDA LA REALIZACION DE EMPALMES RECTOS Y TERMINALES EN TODO EL ENLACE, SE PROCEDE A EFECTUAR LAS PRUEBAS FINALES DEL SISTEMA, PARA LO CUAL ES NECESARIO EFECTUAR PREVIAMENTE LAS SIGUIENTES ACTIVIDADES:

- a. DEFINIR POR PARTE DEL PROVEEDOR DE LOS EQUIPOS, EL SITIO EN EL CUAL SE INSTALARAN LOS EQUIPOS A LOS CUALES SE CONECTARAN LA FIBRAS OPTICAS (VER FIG. 6.38, 6.39).
- b. DEFINIR COMO SE ALOJARA EL CABLE DENTRO DE LA CENTRAL TELEFONICA Y EFECTUAR DE ESTA MANERA LOS PREPARATIVOS CORRESPONDIENTES PARA SU INSTALACION.
- c. EFECTUAR EL ACOMODO Y FIJACION DEL CABLE DENTRO DE LA CENTRAL TELEFONICA.

AHORA SE INDICA EL PROCEDIMIENTO PARA LA REALIZACION DE LAS PRUEBAS FINALES DEL SISTEMA.

- d. PREVIO A LA REALIZACION DE LAS PRUEBAS FINALES, SE DEBEN SEGUIR Y GUARDAR LAS RECOMENDACIONES DE SEGURIDAD.
- e. ACONDICIONAR EL SITIO EN EL CUAL SE EFECTUARAN LAS PRUEBAS EN LAS CENTRALES TELEFONICAS, ASEGURANDOSE DEL CONTINUO SUMINISTRO DE ENERGIA ELECTRICA A LOS EQUIPOS E ILUMINACION.
- f. SE CONECTA EL CABLE TERMINAL AL EQUIPO OTDR EN LA CENTRAL DONDE SE EFECTUARA LA PRUEBA Y SE DETERMINA LA ATENUACION TOTAL DEL SISTEMA. ESTA OPERACION SE EFECTUA CON CADA UNA DE LAS FIBRAS, EN AMBOS EXTREMOS DEL SISTEMA (VER FIG. 6.40, 6.41).
- g. SE ESTABLECE COMUNICACION CON EL OTRO EXTREMO DEL ENLACE PARA INFORMARSE MUTUAMENTE DE LOS VALORES OBTENIDOS.

- h. SE OBTIENEN LAS GRAFICAS DE CADA UNA DE LAS FIBRAS MEDIANTE UN EQUIPO IMPRESOR. EN ELLAS SE REPRESENTA LA ATENUACION TOTAL DEL SISTEMA, ASI COMO LA LONGITUD DE LA FIBRA (VER FIG. 6.42).
- i. CON EL PROPOSITO DE TENER LA MAXIMA EXACTITUD EN LA CARACTERIZACION DE LA ATENUACION DE LAS FIBRAS EN TODO EL SISTEMA, SE EFECTUA UNA PRUEBA MAS, PERO AHORA DESDE EL EXTREMO OPUESTO.
- j. LA MANERA ADECUADA DE REPORTAR LOS VALORES FINALES PARA CADA FIBRA, ES CON EL PROMEDIO DEL VALOR ABSOLUTO DE LAS DOS LECTURAS (EXTREMOS OPUESTOS).
- k. EL CABLE ESTA LISTO PARA EFECTUAR EL ENLACE.

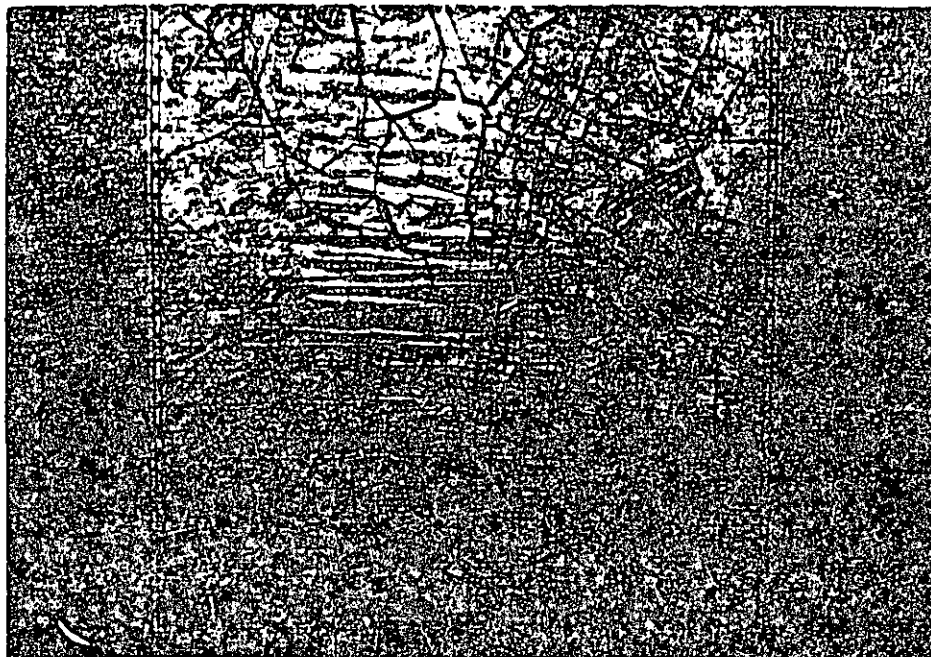
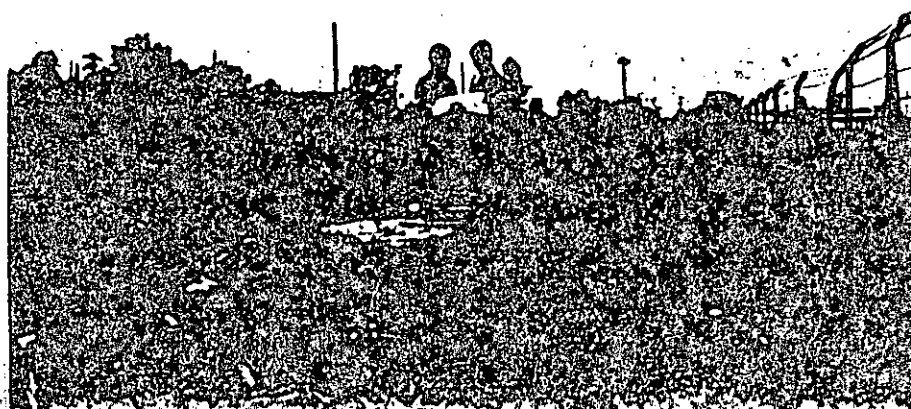


Fig. 6.1



Fig. 6.2



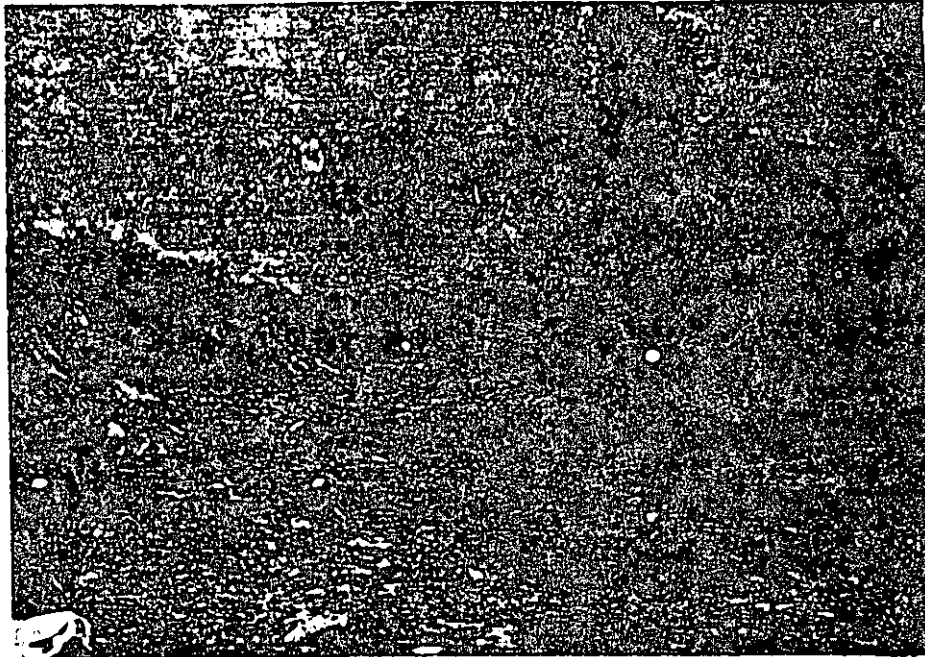


Fig. 6.4



Fig. 6.5



Fig. 6.6

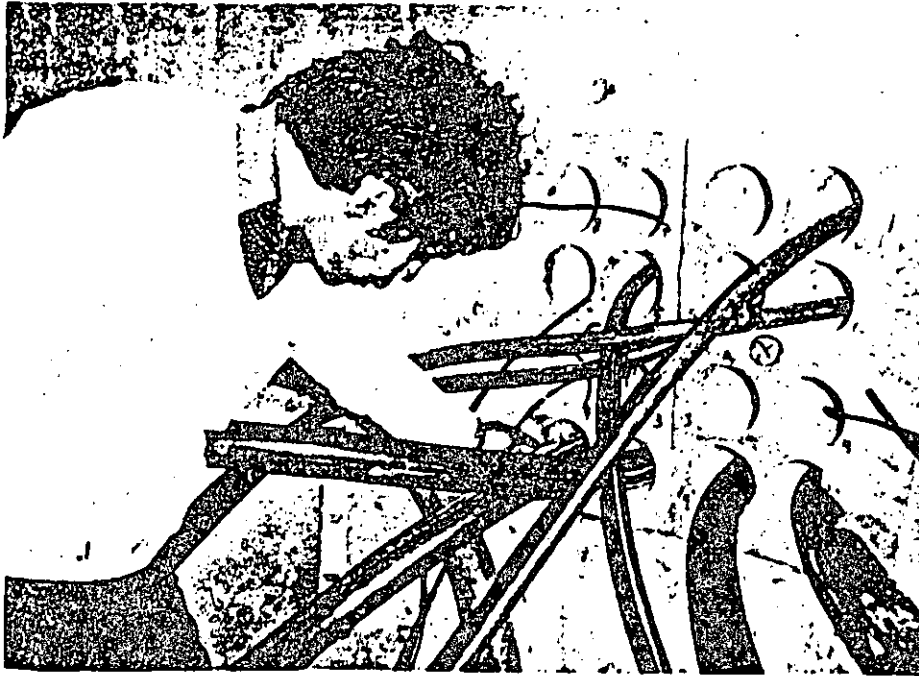
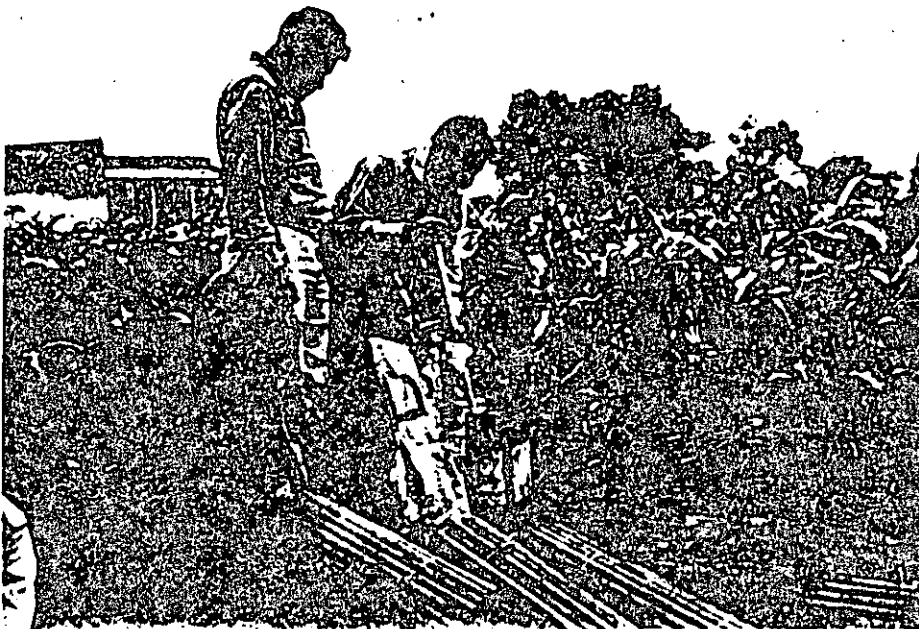


Fig. 6.7



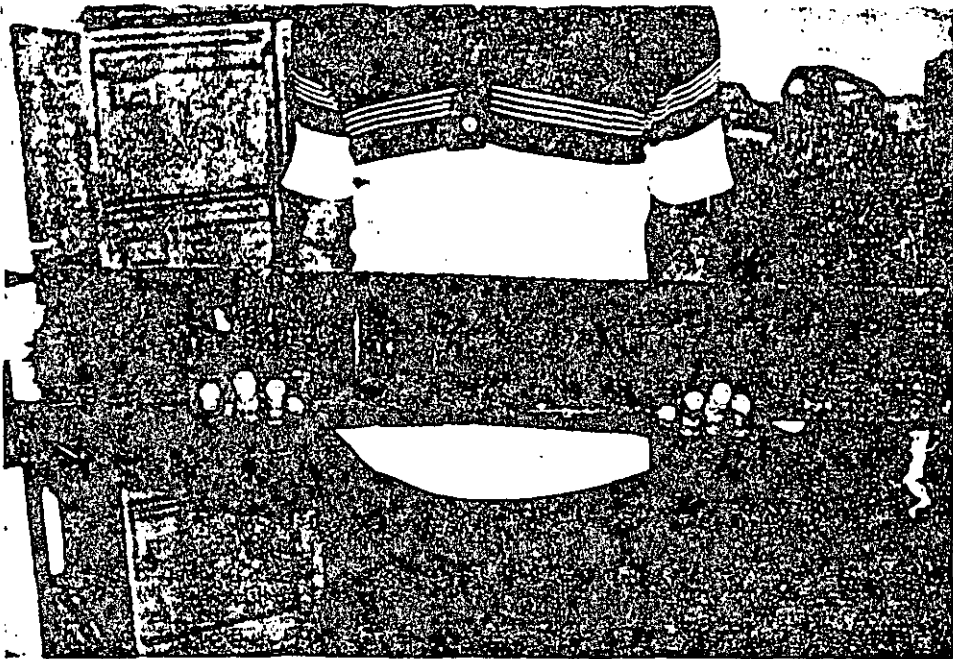


Fig. 6.9

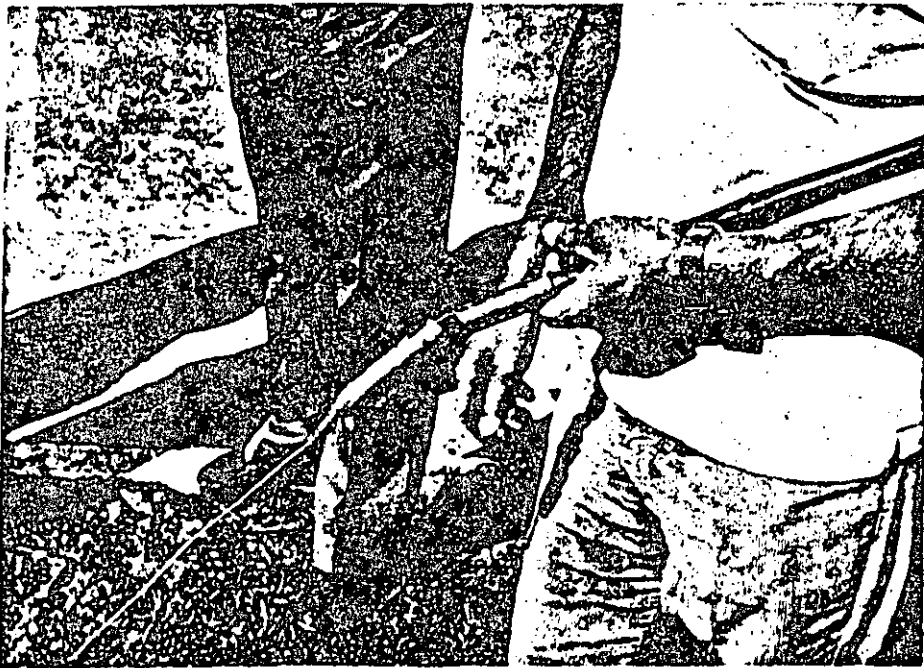


Fig. 6.10



Fig. 6.11

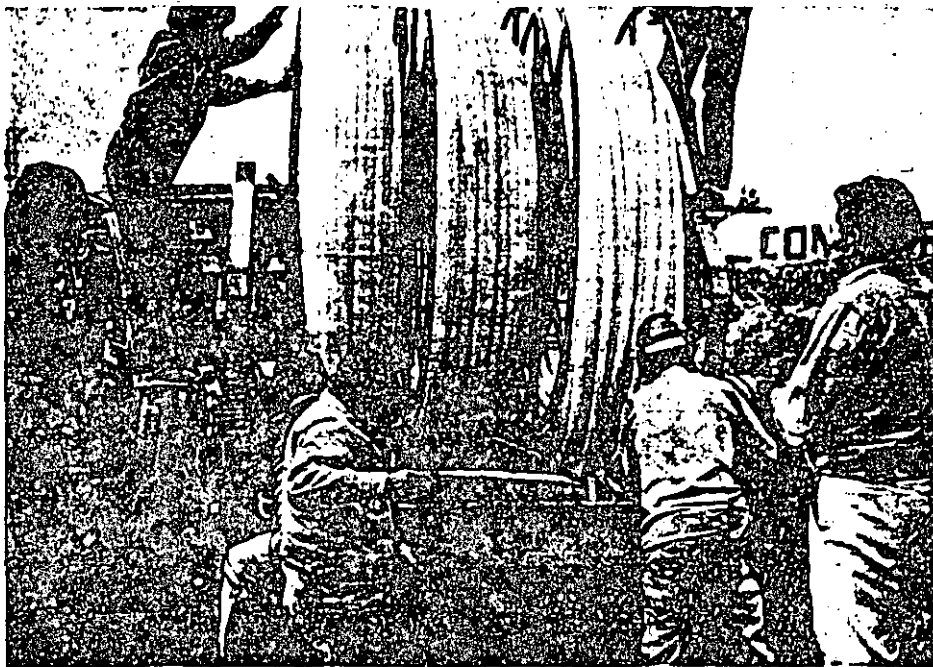


Fig. 6.12

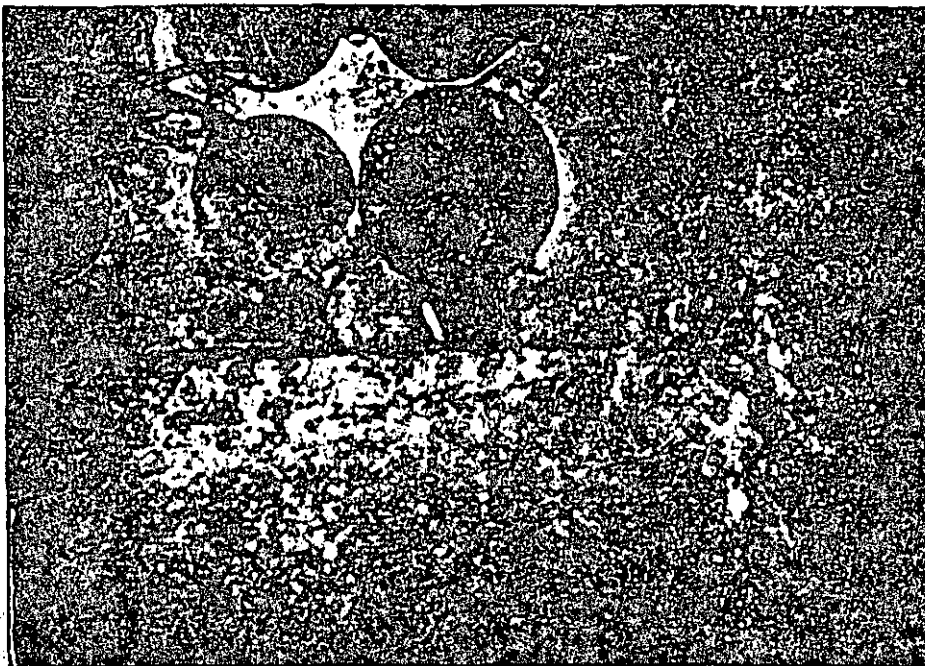


Fig. 6.13

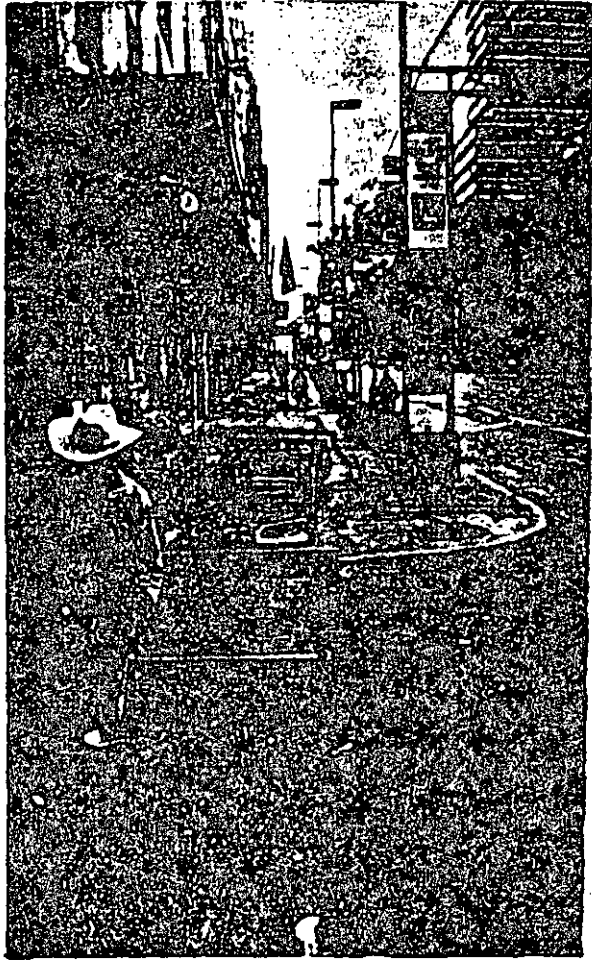


Fig. 6.14

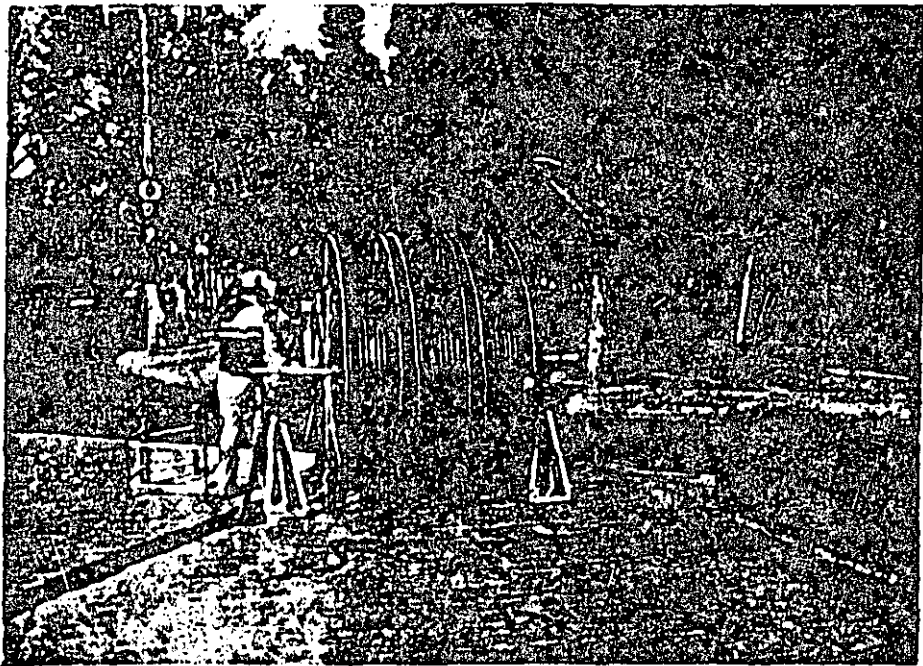
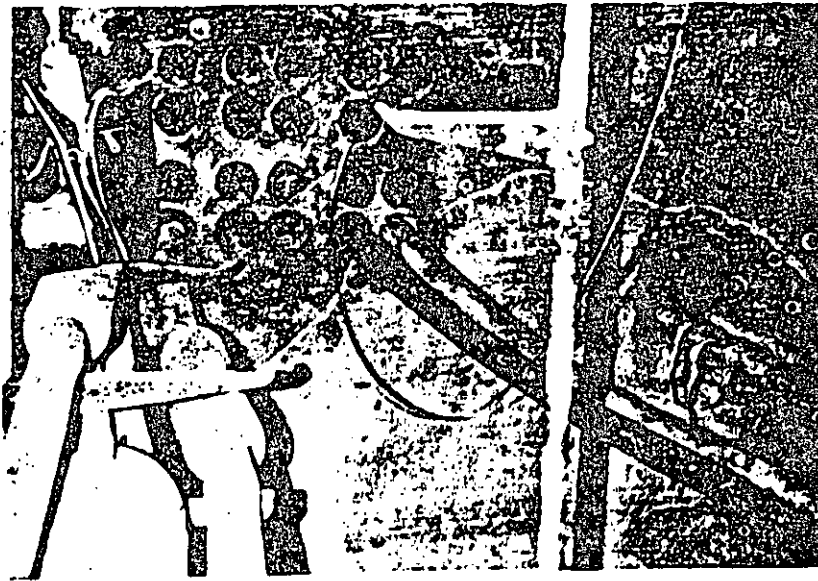


Fig. 6.15



66

Fig. 6.16



Fig. 6.17



Fig. 6.18

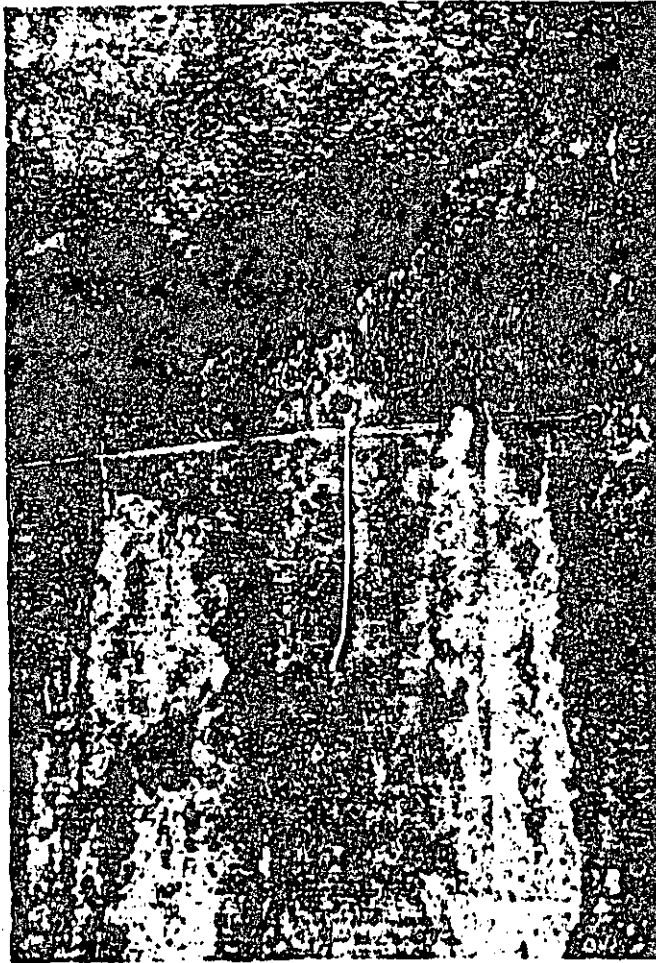


Fig. 6.19



Fig. 6.20

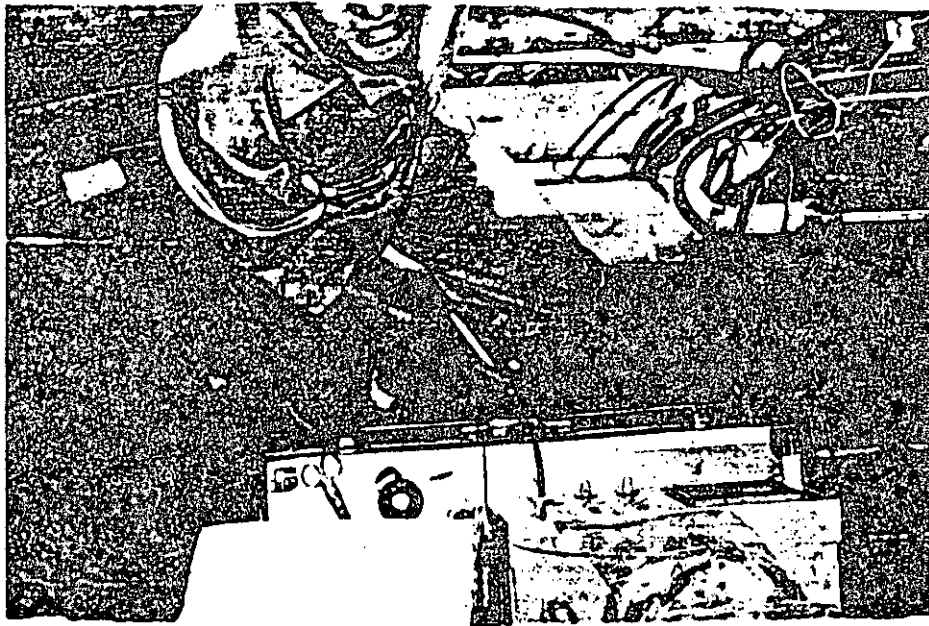


Fig. 6.21

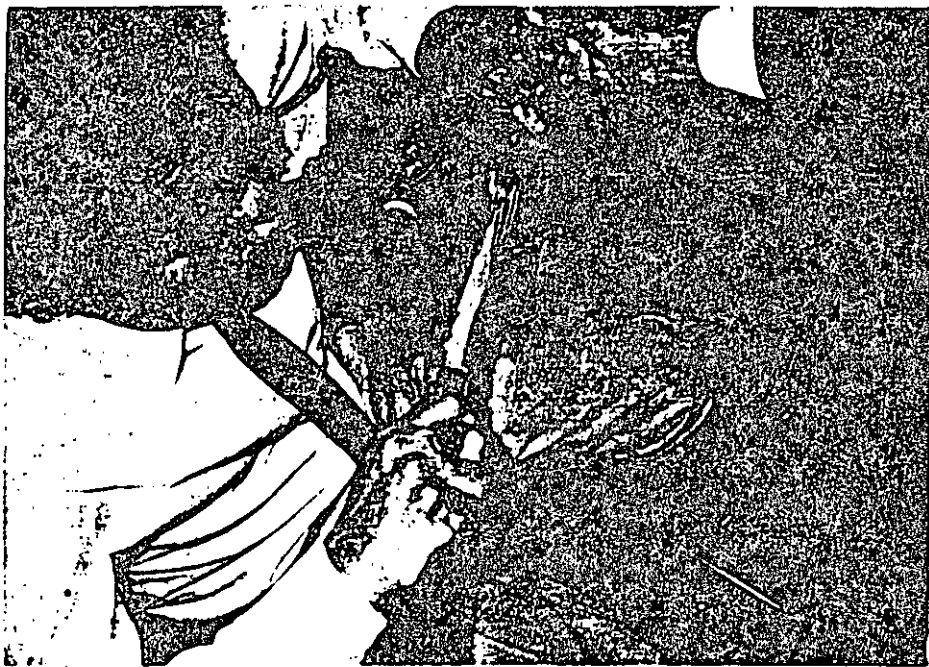


Fig. 6.22

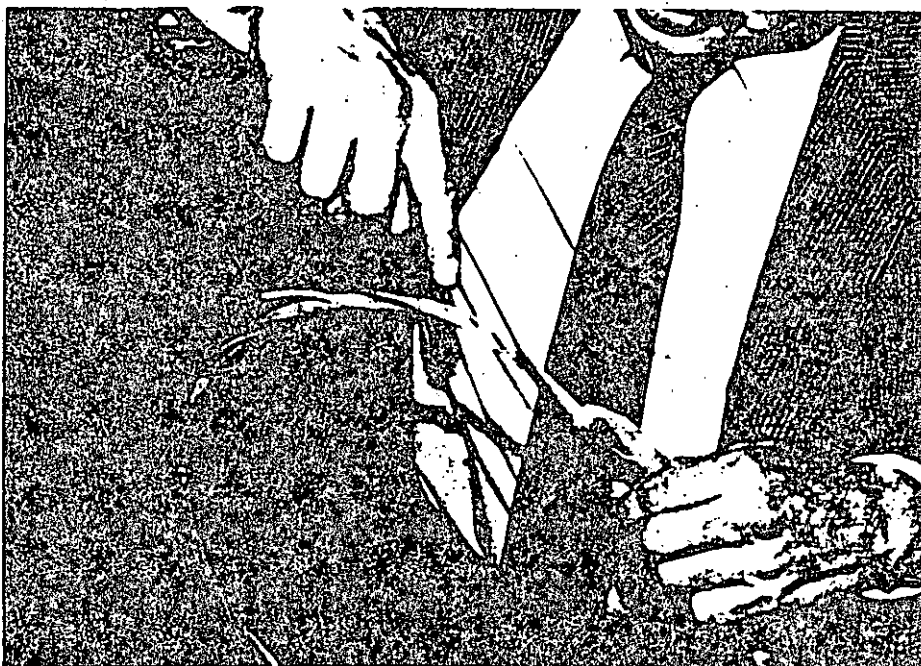


Fig. 6.23



Fig. 6.24

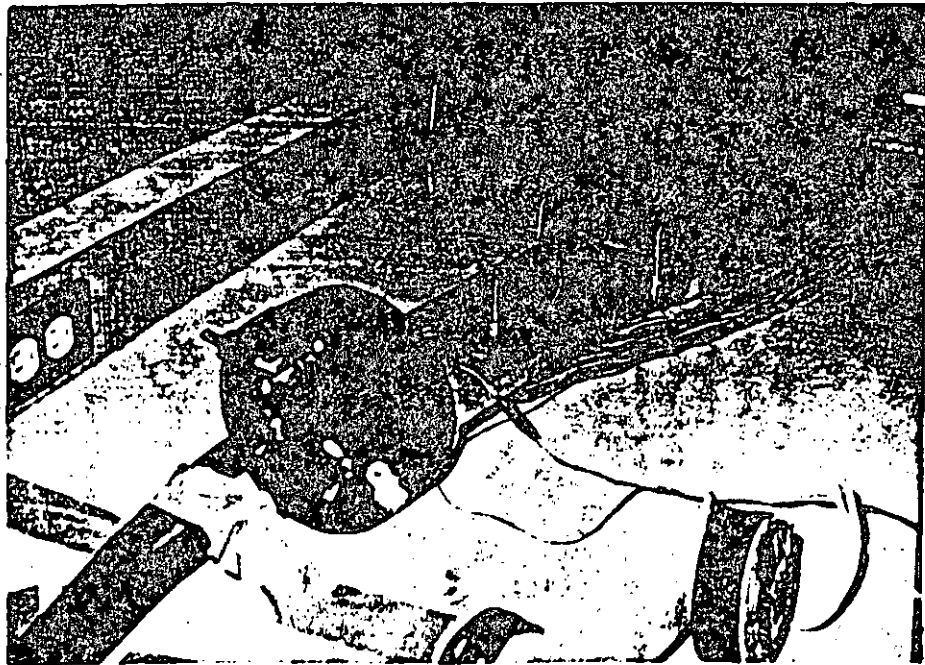


Fig. 6.25

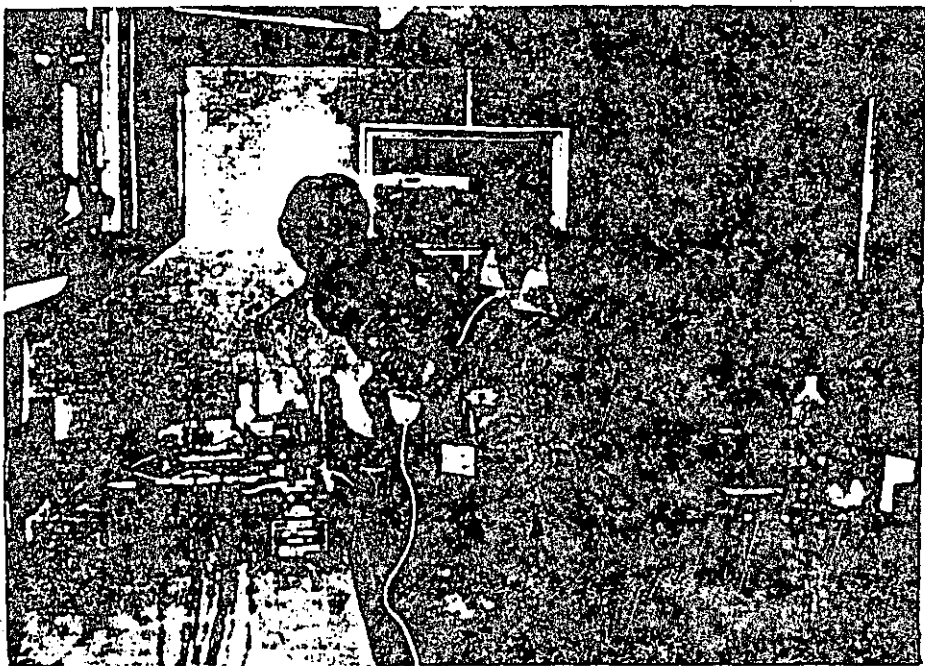


Fig. 6.26

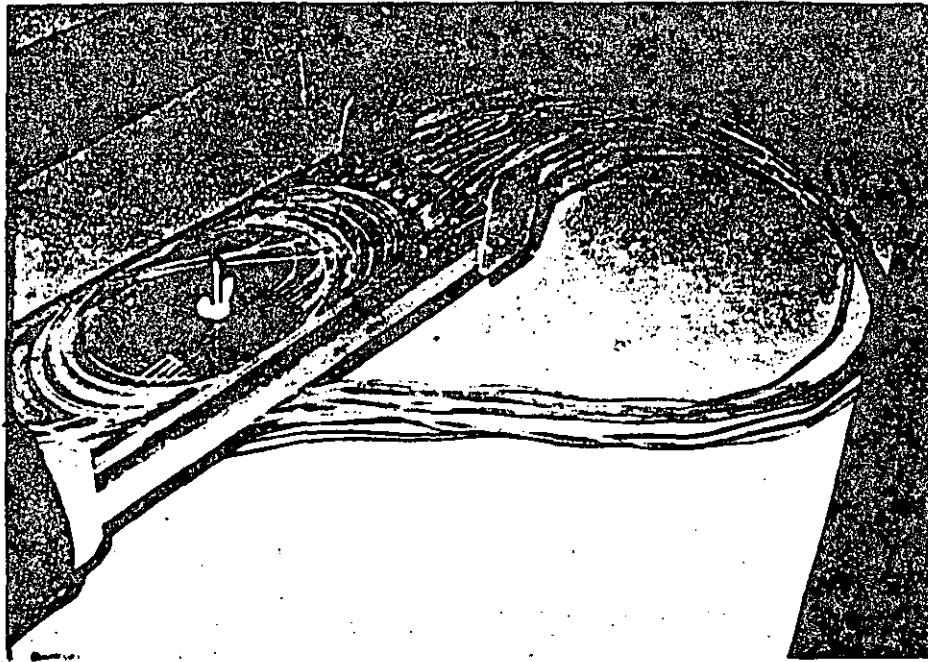


Fig. 6.27



Fig. 6.28



71

Fig. 6.29

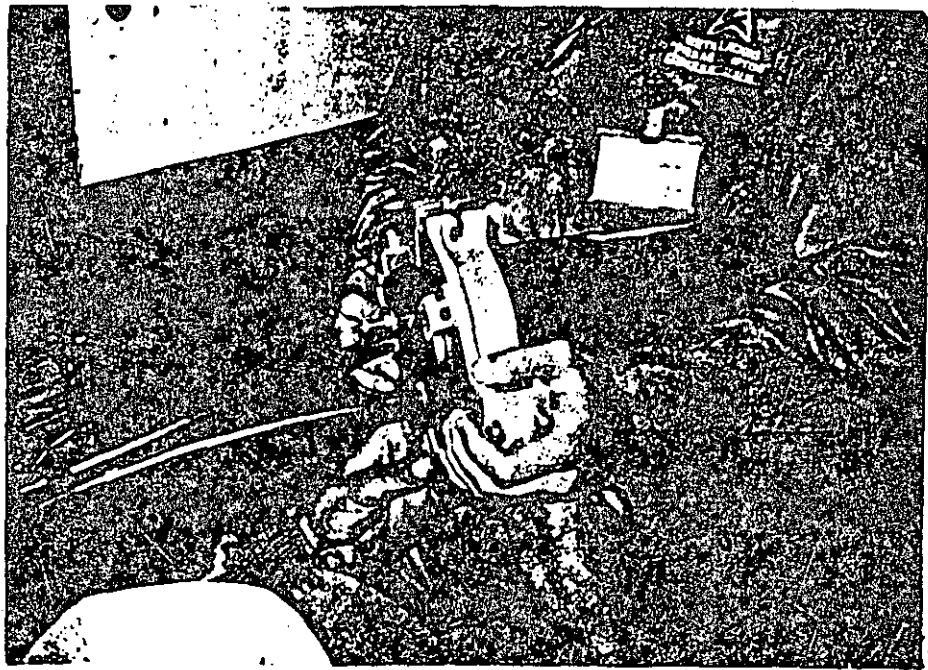


Fig. 6.30



72

Fig. 6.31

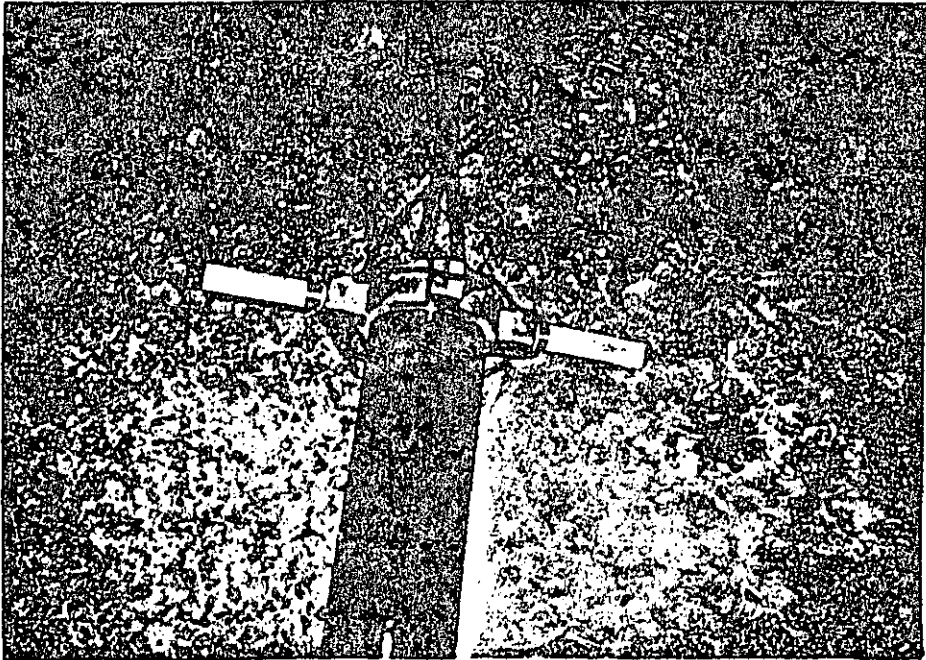


Fig. 6.32

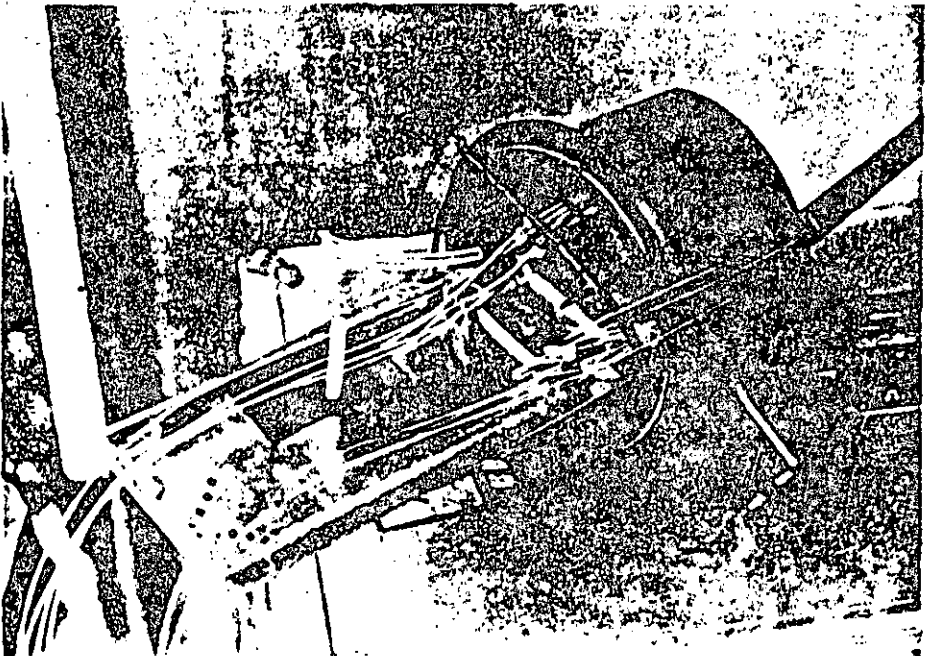


Fig. 6.33

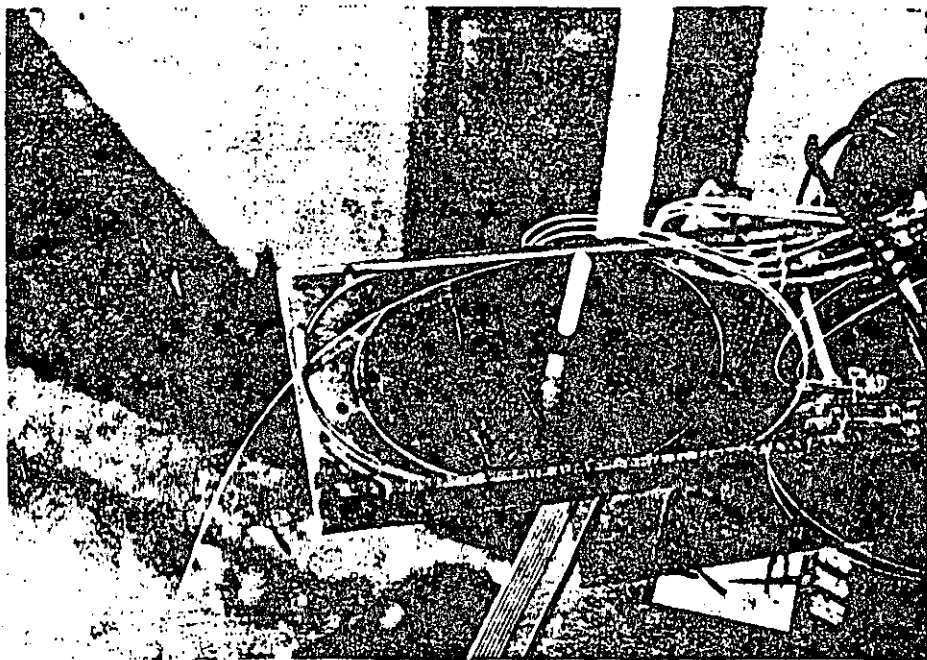


Fig. 6.34

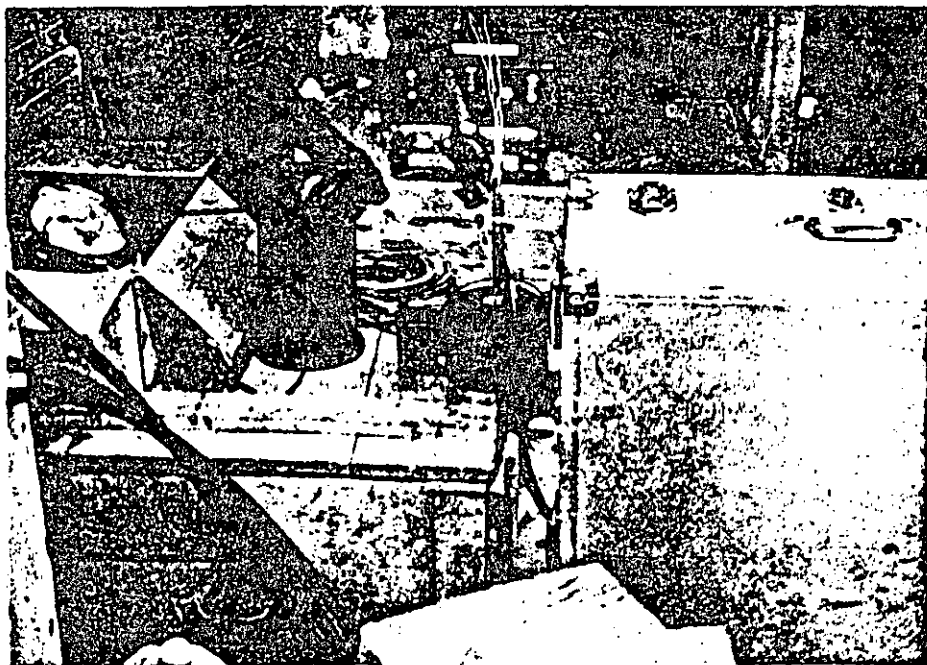


Fig. 6.35

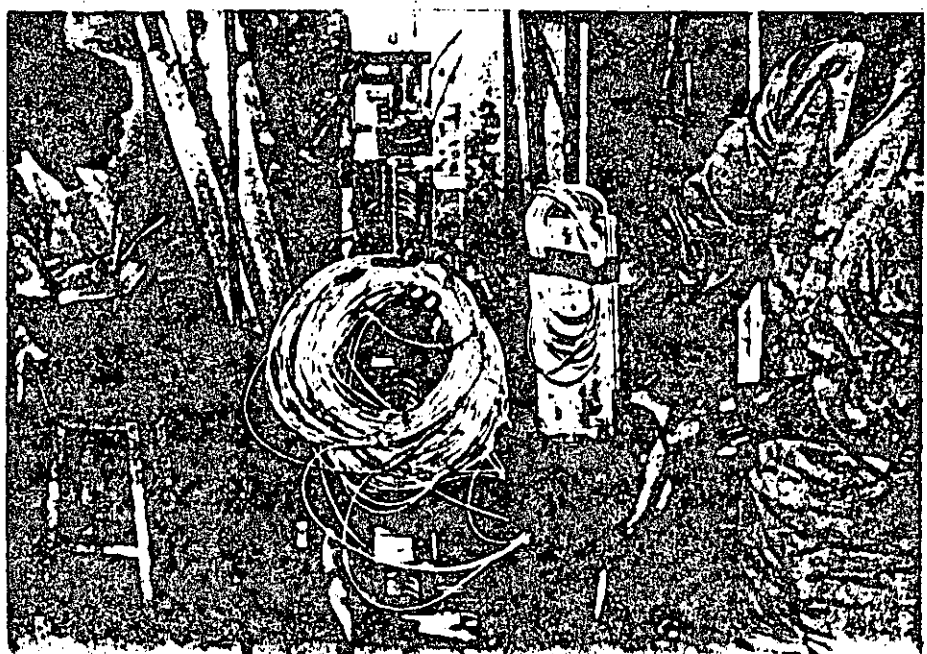


Fig. 6.36

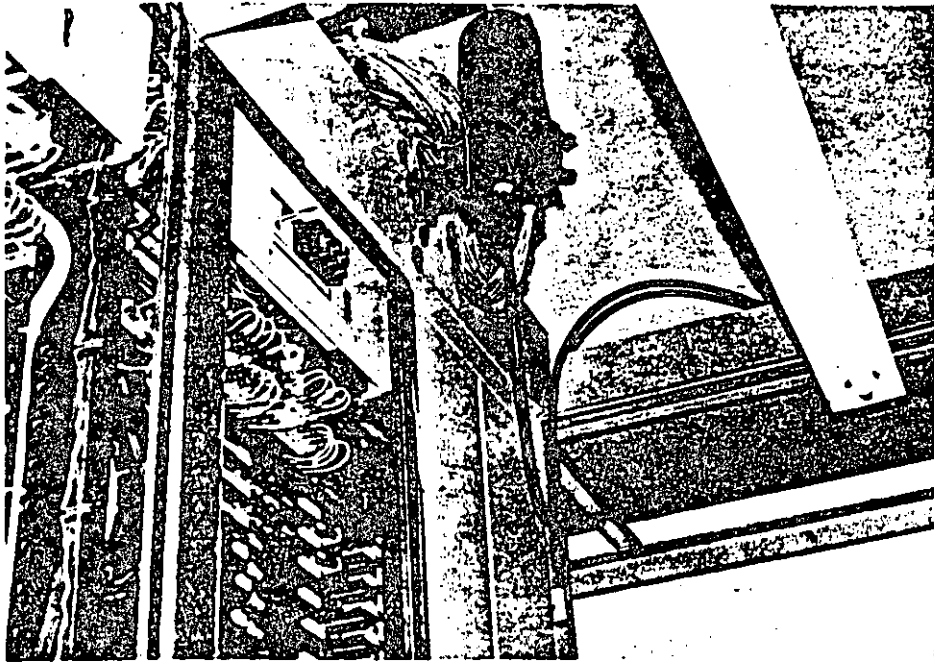


Fig. 6.37

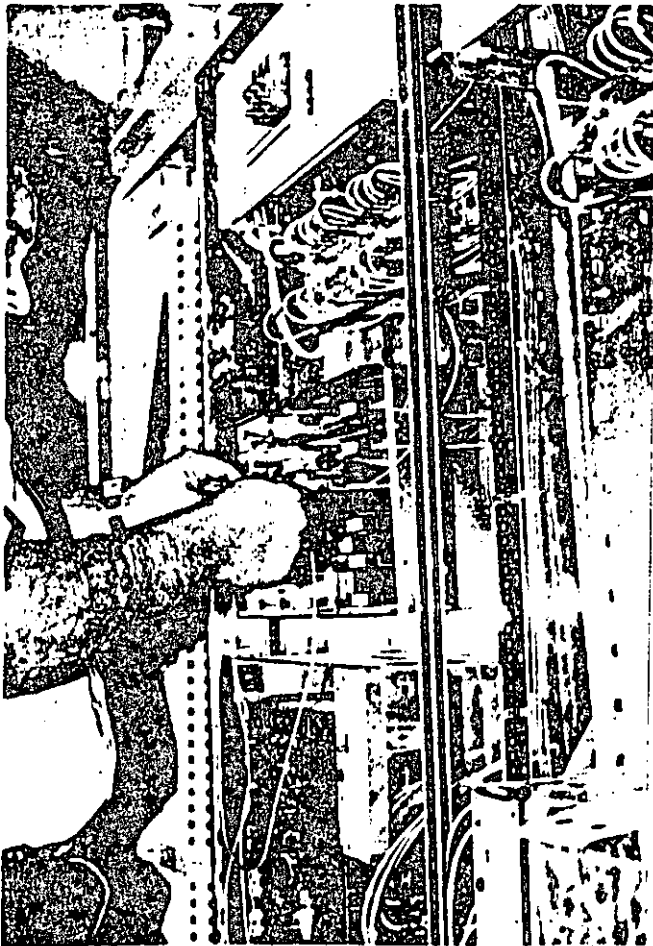


Fig. 6.38

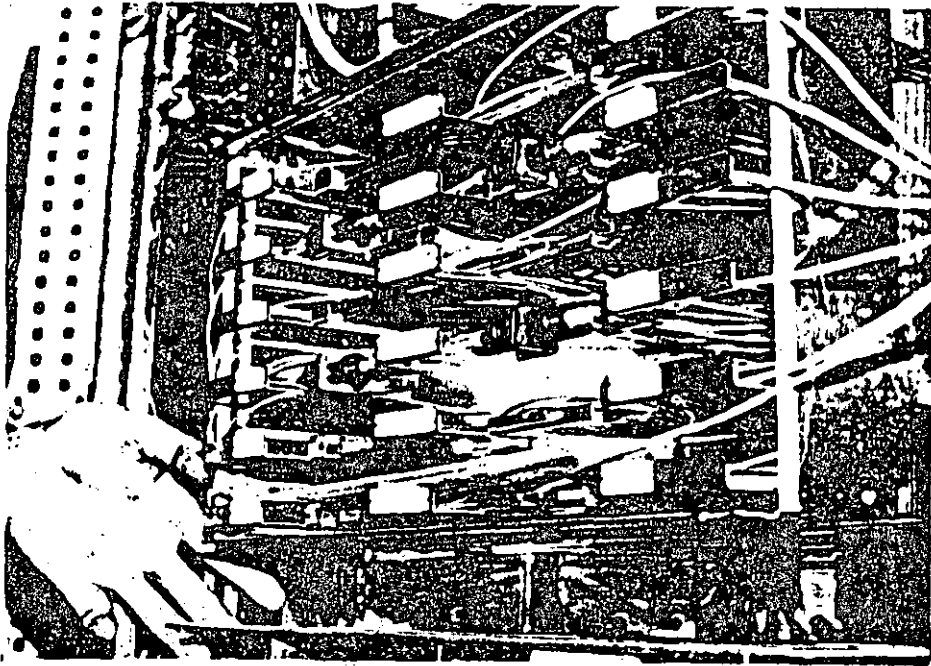


Fig. 6.39



Fig. 6.40

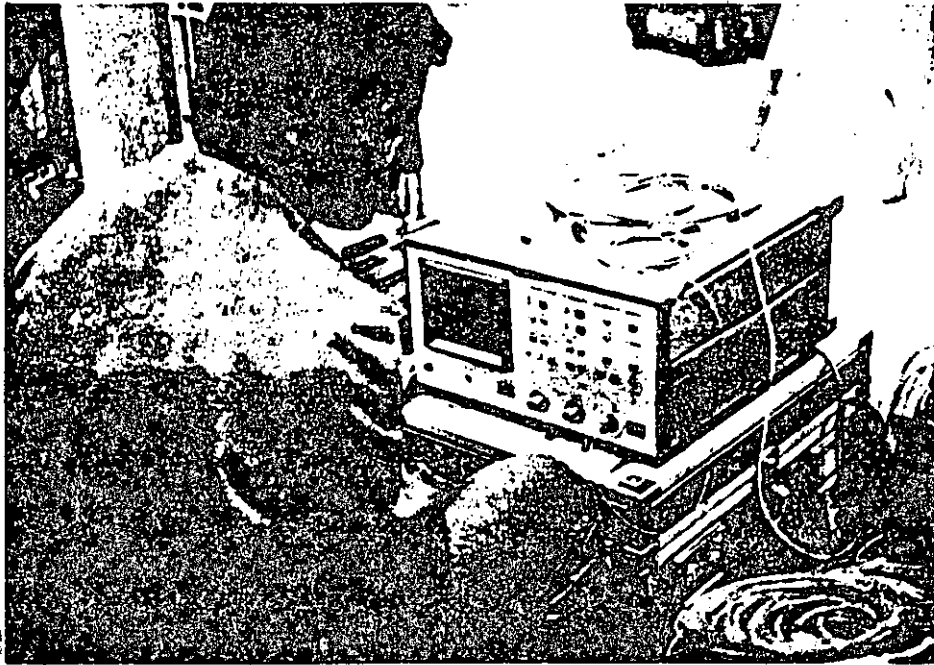


Fig. 6.41



Fig. 6.42



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

CURSOS ABIERTOS

" TELECOMUNICACIONES VIA FIBRAS OPTICAS "

**20 PLANEACION DE LOS SISTEMAS DE
COMUNICACIONES OPTICAS**

ING. ANA LILIA CAREAGA

MAYO 1992

PLANEACION DE SISTEMAS DE COMUNICACIONES OPTICAS

1. INTRODUCCION

EL PRONOSTICO COMO UNA BASE PARA LA PLANEACION DE LOS SISTEMAS DE COMUNICACIONES OPTICAS

EN LOS ULTIMOS ANOS SE HA HECHO UN TREMENDO ENFASIS EN LA PLANEACION PARA UNA MEJOR TOMA DE DECISION EN LAS DIVERSAS ADMINISTRACIONES DE TELECOMUNICACION. UN ASPECTO "CLAVE" PARA LA TOMA DE DECISIONES ES LA POSIBILIDAD DE PREDECIR LAS CIRCUNSTANCIAS EN LAS QUE SE ENCONTRARA LA SITUACION EN EL MOMENTO EN QUE SE TOMA LA DECISION. DICHAS PREDICCIONES GENERALMENTE SE CONOCEN BAJO EL NOMBRE DE "PRONOSTICOS".

UN PRONOSTICO ES UNA TECNICA QUE AYUDA A PREDECIR LO QUE OCURRIRA EN EL FUTURO, QUE POR LO GENERAL, NO ES DETERMINISTICO. EL TERMINO DE PRONOSTICO ES EMPLEADO PARA DESCRIBIR LO QUE SUCEDERA BAJO UNA SERIE DE CIRCUNSTANCIAS. LA PLANEACION, POR EL OTRO LADO, INVOLUCRA EL EMPLEO DE LOS PRONOSTICOS COMO HERRAMIENTA PARA LA TOMA DE DECISIONES Y LA DETERMINACION DE LA ALTERNATIVA MAS ATRACTIVA PARA LA EMPRESA.

TECNICAS DE PRONOSTICO

CON EL FIN DE SATISFACER TODAS LAS SITUACIONES EN DONDE SE REQUIERE PRONOSTICAR, SE HAN DESARROLLADO DIVERSAS TECNICAS O METODOS DURANTE LAS ULTIMAS DOS DECADAS. SIN EMBARGO, ESTAS PUEDEN SER CLASIFICADAS EN DOS GRANDES GRUPOS, A SABER:

1. TECNICAS CUANTITATIVAS
2. TECNICAS CUALITATIVAS

EN EL AREA DE LOS PRONOSTICOS CUANTITATIVOS, LOS PRONOSTICOS ESTAN BASADOS EXCLUSIVAMENTE EN DATOS HISTORICOS. EN ESTAS TECNICAS, LOS DATOS SON EMPLEADOS PARA PREDECIR EL FUTURO. POR EJEMPLO, PARA PREDECIR EL NUMERO DE LINEAS TELEFONICAS HASTA EL AÑO 2000, ES NECESARIO ESTUDIAR COMO HA SIDO EL CRECIMIENTO EN LOS ULTIMOS ANOS.

LAS TECNICAS CUALITATIVAS, TAMBIEN CONOCIDAS COMO "PRONOSTICOS DE TECNOLOGIA", SE EMPLEAN CUANDO SE DESEA SABER EN QUE TIEMPO SE ADAPTARA UNA NUEVA TECNOLOGIA, O PREDECIR EL TIPO DE TECNOLOGIA QUE VA A DOMINAR EN EL FUTURO. DEBIDO A QUE EL COMPORTAMIENTO HISTORICO DE LA TECNOLOGIA ES DE LA FORMA DE UNA CURVA S ALARGADA, YA QUE TODA TECNOLOGIA

ATRAVIESA POR UNA FASE DE DESARROLLO INICIAL LENTA, UNA DE CRECIMIENTO ACELERADO, Y POR ULTIMO UNA DE SATURACION.

LOS METODOS CUALITATIVOS SE UTILIZAN CUANDO SE REQUIERE PREDECIR EL TIEMPO EN QUE SE ADOPTARA UNA NUEVA TECNOLOGIA, O PREDECIR EL TIPO DE TECNOLOGIA QUE VA A DOMINAR EN EL FUTURO. SE APLICAN GENERALMENTE, DADA SU DIFICULTAD Y SU COSTO TAN ELEVADO, SOLO A SITUACIONES A LARGO PLAZO.

LOS METODOS CUALITATIVOS PUEDEN SER EXPLORATORIOS (POR EJEMPLO CURVAS LOGISTICAS) O NORMATIVAS (EJ. DELPHI). LOS PRIMEROS PARTEN DE UN DIAGNOSTICO DEL PRESENTE Y PRETENDEN PROYECTAR LO QUE SERA EL FUTURO. DE AQUI SE DERIVARAN LAS ACCIONES, PROGRAMAS, ESTRATEGIAS PARA LLEGAR AL ESCENARIO TECNOLOGICO PRONOSTICADO. LOS METODOS NORMATIVOS, SE REALIZAN EN BASE A ENCUESTAS A EXPERTOS EN EL AREA TECNOLOGICA A TRATAR, PARA DETERMINAR EL FUTURO, Y LAS ACCIONES Y ESTRATEGIAS A CONSIDERAR POR EL TOMADOR DE DECISIONES.

EN LA PROCESO DE LA PLANEACION DE INTRODUCCION DE LOS SISTEMAS DE TRANSMISION POR FIBRA OPTICA EN LA RED DE TELECOMUNICACION, ES NECESARIO PRONOSTICAR TANTO CUANTITATIVAMENTE COMO CUALITATIVAMENTE. ES DECIR, EN PRIMER LUGAR SE REQUIERE SABER LA DEMANDA FUTURA DE CADA UNO DE LOS ASPECTOS DE LA RED (POR EJEM. LINEAS, TRONCALES, CIRCUITOS, ETC.), Y DESPUES PRONOSTICAR EL TIPO DE TECNOLOGIA QUE LA PODRA SATISFACER.

A CONTINUACION SE EXPLICARAN BREVEMENTE LAS TECNICAS MAS COMUNMENTE EMPLEADAS EN LOS PRONOSTICOS CUANTITATIVOS Y CUALITATIVOS.

2. DESCRIPCION DE ALGUNAS DE LAS TECNICAS DE PRONOSTICO MAS EMPLEADAS

2.1 TECNICAS CUANTITATIVAS

LAS TECNICAS DE PRONOSTICOS CUANTITATIVOS SE EMPLEAN EN DIVERSOS CAMPOS. POR EJEMPLO, EN LA MERCADOTECNIA, PARA LAS DECISIONES CON RESPECTO AL FUTURO DE UN PRODUCTO O SERVICIO ESTARAN EN FUNCION DEL PRONOSTICO DE FRECIOS, TENDENCIAS, DESARROLLO DE NUEVOS PRODUCTOS COMPETITIVOS, ETC.; EN PRODUCCION, LOS PRONOSTICOS PUEDEN PREDECIR VENTAS; EN FINANZAS Y CONTABILIDAD, NECESIDADES FUTURAS DE FLUJO DE EFECTIVO; EN PLANEACION MACROECONOMICA DE UN PAIS, EL CRECIMIENTO DEL PRODUCTO INTERNO BRUTO, DESEMPLEO, ETC. EN EL AREA DE LAS TELECOMUNICACIONES, EL PRONOSTICO CUANTITATIVO ES EMPLEADO PARA LA PLANEACION ADECUADA DEL CRECIMIENTO DE LA RED, DE ACUERDO A SUS CARACTERISTICAS Y

NECESIDADES.

HAY DIFERENTES SITUACIONES EN LAS QUE SE DEBEN TOMAR DECISIONES Y EN LAS QUE UN PRONOSTICO PUEDE LLEGAR A SER UTIL. ESTAS SITUACIONES TIENEN ELEMENTOS EN COMUN QUE DEBEN TOMARSE EN CUENTA PARA ELEGIR UNA TECNICA DE PRONOSTICO Y SON:

- A) EL HORIZONTE DE PLANEACION
- B) LA INCERTIDUMBRE QUE RODEA TODO EL MARCO DE LA TOMA DE DECISIONES.
- C) LA EXISTENCIA DE SERIES HISTORICAS CONFIABLES

NO TODAS LAS TECNICAS DE PRONOSTICO SON APLICABLES A TODOS LOS PROCESOS DE DECISION. POR ESTA RAZON ES NECESARIO EXPLICAR VARIAS TECNICAS PARA DIVERSAS SITUACIONES Y PROBLEMAS.

EN GENERAL, LOS PRONOSTICOS ESTAN BASADOS DIRECTA O INDIRECTAMENTE EN LA INFORMACION DE DATOS HISTORICOS, ES POR ESTO QUE SE INTERPRETAN COMO EL RESULTADO DE LA EXTRAPOLACION DEL PASADO CON EL FUTURO.

EN UNA SERIE HISTORICA EXISTEN TRES PATRONES BASICOS QUE PUEDEN O NO PRESENTARSE:

- A) TENDENCIA
- B) ESTACIONALIDAD
- C) CICLAJE

EL PRONOSTICO PREDICE LO QUE PASARA. CUANDO LAS TENDENCIAS HISTORICAS CAMBIAN, CADA PRONOSTICO DEBE AJUSTARSE O DE LO CONTRARIO, EL RESULTADO SERA ENGANDOSO.

TECNICAS CUANTITATIVAS MAS EMPLEADAS

1. PROMEDIOS MOVILES SIMPLES

ESTE METODO SIRVE PARA ELABORAR PRONOSTICOS A CORTO PLAZO. POR SER UN METODO NO ESTADISTICO, REQUIERE DE UNA SERIE HISTORICA DE DATOS, PARA SUAVIZAR O ALISAR EL VALOR QUE SE PRONOSTICARA. ESTE PRONOSTICO SE UTILIZA, A SU VEZ, PARA PREDECIR OTROS VALORES FUTUROS.

EL METODO DE PROMEDIOS MOVILES SIMPLES PROCEDE DE LA SIGUIENTE MANERA:

$$S_{t+1} = \frac{X_t + X_{t-1} + X_{t-2} + \dots + X_{t-N+1}}{N} \dots \dots \quad (1)$$

DONDE:

X ES EL VALOR OBSERVADO EN EL PERIODO t
S(t+1) ES EL VALOR PRONOSTICADO PARA EL PERIODO t+1
N ES EL NUMERO DE PERIODOS INCLUIDOS EN EL PRONOSTICO

SI SE SIMPLIFICA LA EXPRESION ANTERIOR OBTENEMOS:

$$S_{t+1} = \frac{X_t}{N} - \frac{X_{t-N}}{N} + S_t \dots \dots \quad (2)$$

ESTE METODO POSEE CIERTAS LIMITACIONES, COMO SON:

* AL REQUERIRSE TANTAS OBSERVACIONES HISTORICAS COMO VALORES DE N, SE PRESENTAN PROBLEMAS DE ALMACENAMIENTO DE INFORMACION.

* AL EXISTIR CAMBIOS EN EL PATRON DE LA SERIE, POR LA PRESENCIA MARCADA DE UNA TENDENCIA, CICLAJE, ESTACIONALIDAD, O UNA COMBINACION DE ESTAS, LA TECNICA DE PROMEDIOS MOVILES SIMPLES NO SE ADAPTARA TAN RAPIDAMENTE AL CAMBIO.

2. PROMEDIOS MOVILES DOBLES

ESTA TECNICA ES UNA APLICACION DE LOS PROMEDIOS MOVILES SIMPLES, A CUYOS RESULTADOS SE LES VUELVE A APLICAR EL MISMO METODO.

AJUSTANDO ASI, UN POCO, EL PROMEDIO MOVIL SIMPLE POR MEDIO DE LOS PARAMETROS a Y b, SE PRODUCEN MEJORES RESULTADOS.

COMO PRIMER PASO, SE OBTIENE EL PROMEDIO MOVIL SIMPLE:

$$S_{t+1} = \frac{1}{N} (X_t + X_{t-1} + \dots + X_{t-N+1}) \dots \quad (3)$$

Y DE AHI EL PROMEDIO MOVIL DOBLE A PARTIR DE :

$$S'_{t+1} = \frac{1}{N} (S_{t+1} + S_t + S_{t-1} + \dots + S_{t-N+2}) \dots \quad (4)$$

EL AJUSTE SE OBTIENE AL INTRODUCIR LOS PARAMETROS a Y b

CALCULADOS POR:

$$a = 2 S_{t+1} - S'_{t+1} \quad (5)$$

$$b = \frac{2}{(N-1)} (S_{t+1} - S'_{t+1}) \quad (6)$$

POR LO QUE EL PRONOSTICO FINAL AJUSTADO ES:

$$S_{t+m} = a + bm \quad (7)$$

DONDE m ES EL NUMERO DE PERIODOS FUTUROS QUE SE DESEA PRONOSTICAR.

LA GRAN LIMITACION DE ESTA TÉCNICA SIGUE SIENDO LA DEL ALMACENAMIENTO DE LA INFORMACION, YA QUE SE REQUIEREN $2N$ OBSERVACIONES HISTORICAS ANTES DE PODER INICIAR EL PRONOSTICO.

3. ALISAMIENTO EXPONENCIAL SIMPLE

PARA ELIMINAR LA PRIMERA LIMITACION DEL METODO ANTERIOR (EL ALMACENAMIENTO DE LA INFORMACION), SE PROCEDE A PROPORCIONAR CIERTOS PESOS A LAS OBSERVACIONES MAS RECIENTES O MAS ANTIGUAS SEGUN SE REQUIERA.

$$S_{t+1} = S_t + \alpha (X_t - S_t); \quad 0 \leq \alpha \leq 1; \quad t \geq 2 \quad (8)$$

DONDE $(X_t - S_t)$ ES EL ERROR DEL PRONOSTICO Y ALFA ES UN PESO. SI ALFA ES UN VALOR CERCANO A LA UNIDAD, QUIERE DECIR QUE SE LE ESTA DANDO MAYOR IMPORTANCIA A LOS VALORES MAS RECIENTES Y, SOBRE TODO, AL ERROR EN EL PRONOSTICO.

UNA SERIA LIMITACION DE ESTE METODO ES DETERMINAR LOS VALORES APROPIADOS DEL PESO DE ALFA.

4. ALISAMIENTO EXPONENCIAL DOBLE

ESTE METODO ELIMINA EL PROBLEMA DE ALMACENAR $2N$ OBSERVACIONES HISTORICAS.

LA TÉCNICA PROCEDE EN UN PRINCIPIO CON UN ALISAMIENTO EXPONENCIAL SENCILLO, ES DECIR:

$$S_2 = X_1 \quad (\text{CALCULO DEL 1er PRONOSTICO}) \dots (9)$$

$$S_{t+1} = \alpha X_t + (1-\alpha)S_t; \quad 0 \leq \alpha \leq 1 \quad (10)$$

$t \geq 2$

Y APLICANDO OTRO ALISAMIENTO EXPONENCIAL, DADO POR:

$$S'_{t+1} = \alpha S_{t+1} + (1-\alpha)S'_t \quad (11)$$

Y EL AJUSTE, SE OBTIENE AL INTRODUCIR LOS PARAMETROS a Y b , DADOS POR:

$$a = 2S_{t+1} - S'_{t+1} \quad (12)$$

$$b = \frac{\alpha}{1-\alpha} (S_{t+1} - S'_{t+1}) \quad (13)$$

$$\bar{S}_{t+m} = a + bm \quad (14)$$

DONDE ALFA ES EL PESO Y m ES EL NUMERO DE PERIODOS FUTUROS QUE SE DESEA PRONOSTICAR.

EL PROBLEMA QUE SE TIENE CON ESTA TECNICA ES QUE NO SE PROPORCIONA UN METODO PARA FIJAR EL MEJOR VALOR DE ALFA.

5. FILTROS ADAPTIVOS

LAS SERIES DE TIEMPO O SERIES HISTORICAS VAN ACOMPAÑADAS SIEMPRE DE FLUCTUACIONES ALEATORIAS; LLAMADAS RUIDO. LOS METODOS ANTERIORES NO ELIMINAN DEL TODO ESTAS FLUCTUACIONES, YA QUE SE ASIGNAN PESOS A LAS OBSERVACIONES QUE POR LO GENERAL, NO SON APROPIADOS.

LOS FILTROS ADAPTIVOS SE ORIENTAN A LA ASIGNACION DE PESOS QUE SI SEAN APROPIADOS A LAS OBSERVACIONES HISTORICAS.

UNA MANERA DE AJUSTAR ESTOS PESOS ES POR MEDIO DE :

$$W'_i = W_i + 2k\alpha_i X_i \quad (15)$$

DONDE:

W'_i = PESO ACTUALIZADO DE LA OBSERVACION
 W_i = PESO ORIGINAL DE LA OBSERVACION
 k = CONSTANTE DE APRENDIZAJE

e_i = ERROR DEL PRONOSTICO
 X_i = OBSERVACION

$$\sum_{i=1}^n w_i = \sum_{i=1}^n w_i = 1 \quad (16)$$

EL PRONOSTICO DE CADA ITERACION SE CALCULA POR MEDIO DE :

$$S_{t+1} = \sum_{i=t-n+1}^n w_i X_i \quad (17)$$

LA MAYOR DIFICULTAD DE ESTE METODO ES LA ASIGNACION DE UN VALOR A k . SE RECOMIENDA QUE A MEDIDA QUE DECREZCA EL NUMERO DE OBSERVACIONES, AUMENTE EL VALOR DE k Y, A MEDIDA QUE AUMENTE LA FLUCTUACION ALEATORIA DE LA SERIE, DISMINUYA EL VALOR DE k .

6. DESCOMPOSICION

EL OBJETIVO DE ESTA TECNICA ES "ROMPER" UNA SERIE DE TIEMPO DE DATOS EN CUATRO ELEMENTOS SIMULTANEAMENTE, QUE SON: TENDENCIA, TEMPORALIDAD, CICLAJE Y ALEATORIEDAD.

RELACIONANDO ESTOS CUATRO ELEMENTOS POR MEDIO DE:

$$S = T \times C \times I \times U$$

DONDE:

S ES EL VALOR PRONOSTICADO
T ES EL FACTOR DE TENDENCIA
C ES EL CICLAJE
U ES LA FLUCTUACION ALEATORIA

PARA EMPLEAR ESTE METODO ES NECESARIO REALIZAR LOS SIGUIENTES PASOS:

1. DETERMINAR LOS FACTORES TEMPORALES O DE ESTACIONALIDAD. SE COMIENZA POR CALCULAR EL PROMEDIO MOVIL DE 12 MESES Y SE SACA EL COCIENTE DE ESTE CON RESPECTO AL VALOR OBSERVADO. DESPUES SE CALCULA EL PROMEDIO MEDIO PARA CADA MES Y SE AJUSTA PARA TENER EL INDICE DE TEMPORALIDAD PARA CADA MES.

2. SE PROCEDE AHORA A DETERMINAR LA TENDENCIA. ESTO REQUIERE AJUSTAR ALGUNA TENDENCIA LINEAL A LOS DATOS. SI SE TOMA UNA TENDENCIA LINEAL, SE PUEDE UTILIZAR O UNA APROXIMACION GRAFICA O UNA REGRESION SIMPLE PARA OBTENER LOS VALORES DE

Y b PARA LA ECUACION:

$$y = a + bt$$

3. SE DETERMINAN LOS FACTORES CICLICOS. YA QUE LOS PROMEDIOS MOVILES HAN ELIMINADO EL FACTOR TEMPORAL Y LA ALEATORIDAD, EL FACTOR CICLICO SE PUEDE DETERMINAR PARA CADA VALOR DEL PROMEDIO MOVIL ENTRE EL VALOR DE LA TENDENCIA.

4. POR ULTIMO, SE PRONOSTICA EL TIEMPO DESEADO DE LA SIGUIENTE MANERA:

$$X = \text{TEMPORALIDAD} \times \text{TENDENCIA} \times \text{CICLAJE}$$

7. REGRESION

UN ANALISIS LOGICO PARA PRONOSTICAR VALORES A FUTURO ES AJUSTAR UNA RECTA A LA MUESTRA DE DATOS (SERIE DE DATOS), DE MANERA QUE SE OBTENGA UNA DISPERSION RAZONABLE DE LAS OBSERVACIONES DE CUALQUIER LADO DE LA RECTA PARA EXTRAPOLAR ENTONCES ESA LINEA.

EL PRONOSTICAR AL USAR UNA RECTA DE REGRESION NO ES MAS QUE SUSTITUIR EL VALOR CORRECTO DE t EN LA ECUACION DE REGRESION:

$$Y = a + bt$$

Y EVALUAR LOS RESULTADOS.

8. BOX-JENKINS

LA CONCEPTUALIZACION ORIGINAL DE ESTE METODO NO FUE ESPECIFICAMENTE PENSADO EN PRONOSTICOS, SINO QUE SE DESARROLLO A TRAVES DE LA TEORIA DE CONTROL.

MAS QUE UNA TECNICA, BOX-JENKINS ES UNA FILOSOFIA PARA PRONOSTICAR EN CUALQUIER TIPO DE SITUACIONES, POR MUY COMPLEJAS QUE SEAN.

ESTA FILOSOFIA SE PUEDE EXPRESAR EN CINCO ETAPAS:

1. SE IDENTIFICA Y UTILIZA UN PRIMER MODELO TENTATIVO
2. SE PRONOSTICA CON DICHO MODELO Y SE EVALUAN LOS RESULTADOS
3. SI LA EVALUACION DEL PASO ANTERIOR NO FUE SATISFACTORIA, SE REGRESA AL PASO 1 CON OTRO MODELO DE PRONOSTICO.
4. SE REALIZA EL PRONOSTICO CUANDO LA EVALUACION DE LA ETAPA 1 SEA SATISFACTORIA.

5. SE DESARROLLA UN ALGORITMO DE CONTROL PARA USOS FUTUROS DE ESTA TECNICA.

EL PROCEDIMIENTO DE BOX-JENKINS UTILIZA EL CALCULO DE AUTOCORRELACION DE COEFICIENTES QUE DESCRIBE LA ASOCIACION DE LOS VALORES DE UNA MISMA VARIABLE OBSERVADA EN TIEMPOS DIFERENTES. ESTA AUTOCORRELACION GENERA INFORMACION IMPORTANTE ACERCA DE LA ESTRUCTURA Y PATRONES DE LA SERIE HISTORICA.

2.2 TECNICAS CUALITATIVAS

EN ESTA ERA DEL RAPIDO CAMBIO TECNOLOGICO, LA EXACTITUD CON QUE SE PREDICE LA SUBSTITUCION DE UN PRODUCTO O TECNOLOGIA POR OTRO NUEVO ES DE VITAL IMPORTANCIA PARA MINIMIZAR EL COSTO PROHIBITIVO DEL ERROR EN LA TOMA DE DECISIONES. LA PERSONA QUE REALIZA PRONOSTICOS SABE QUE LA BASE PARA TODA INNOVACION ES LA INEVITABLE "AMALGAMA" QUE SE CREA ENTRE LA CAPACIDAD TECNOLOGICA QUE SE POSEE Y LA NECESIDAD QUE SE TIENE QUE SATISFACER.

PARA LA REALIZACION DE PRONOSTICOS CUALITATIVOS ES NECESARIO AGREGAR ALGO MAS A LA SERIE DE DATOS HISTORICA (SI ES QUE EXISTE). Y ESE "ALGO" ES PRECISAMENTE LO QUE LO HACE CUALITATIVO Y ES EL JUICIO O INFLUENCIA DE LOS EXPERTOS DIRECTAMENTE EN EL PRONOSTICO.

COMO SE MENCIONO ANTERIORMENTE, LOS METODOS CUALITATIVOS SE CLASIFICAN EN EXPLORATORIOS (CURVAS LOGISTICAS) Y NORMATIVOS (METODO DELPHI).

1. TECNICAS EXPLORATORIAS (CURVAS LOGISTICAS)

LOS METODOS EXPLORATORIOS AJUSTAN UNA CURVA A LO LARGO DE UNA SERIE DE PUNTOS. ESTAS CURVAS TIENEN NORMALMENTE LA FORMA DE UNA "S" ALARGADA.

LA IDEA QUE SUSTENTA ESTE METODO SUSTENTA QUE TODAS LAS TECNOLOGIAS TIENDEN AL MISMO COMPORTAMIENTO, Y QUE, CONOCIENDO EL ESTADO DE DESARROLLO DE UNA TECNOLOGIA DETERMINADA, SE PUEDE PREDECIR CUALITATIVAMENTE SU FUTURO MEDIANTE LAS CURVAS "S".

EXISTEN VARIAS CURVAS DE TIPO "S" QUE SE PUEDEN AJUSTAR A UNA SERIE DE PUNTOS CONOCIDOS, ENTRE LAS CUALES ESTAN LAS SIGUIENTES:

- LA CURVA EXPONENCIAL SIMPLE

- LA CURVA DE POTENCIA
- CURVAS HIPERBOLICAS I, II Y III
- LA CURVA LOGARITMICA
- LA CURVA S
- LA CURVA INVERSA LOGARITMICA
- LA CURVA EXPONENCIAL MODIFICADA
- LA CURVA S DE PEARL
- LA CURVA DE GOMPERTZ
- LA CURVA LOGISTICA

2. TECNICAS NORMATIVAS: EL METODO DELPHI

EL METODO DELPHI FUE IDEADO POR OLAF HELMER EN 1966, Y ES QUIZA LA TECNICA MAS EMPLEADA PARA PRONOSTICAR DIFERENTES TOPICOS, APOYANDOSE DE VARIOS EXPERTOS EN EL TEMA ANALIZADO.

ESTE METODO REQUIERE PRIMERO DEL ESTABLECIMIENTO DE UN GRUPO DE EXPERTOS ANONIMO, ES DECIR QUE SUS MIEMBROS NO DEBEN SABER QUE FORMAN PARTE DE UN PANEL DE EXPERTOS, SOLO EL GRUPO COORDINADOR DEBE SABERLO.

ESTA TECNICA SE DESARROLLA CON UNA COMBINACION SISTEMATICA DE JUICIOS INDIVIDUALES PARA OBTENER EL CONCESO RAZONADO.

LA TECNICA DELPHI TRATA DE UTILIZAR EFECTIVAMENTE LOS JUICIOS QUE SE FORMAN SOLO POR INTUICION. SU IMPORTANCIA DERIVA DE LA ESTIMACION DE PROYECTOS HACIA EL FUTURO .

LAS ETAPAS PARA OBTENER EL CONCESO DEL GRUPO .ES EL SIGUIENTE:

1. SE .CLASIFICAN A LOS EXPERTOS DE ACUERDO A SU GRADO DE HABILIDAD CON RESPECTO A LOS OTROS.

2. SE LES ENTREGA UN CUESTIONARIO A AQUELLOS EXPERTOS A QUIENES SE LES CONSIDERA QUE TIENEN MAS HABILIDAD Y SE LES PIDE QUE LO CONTESTEN.

3. SE RECOGE EL CUESTIONARIO Y SE EVALUA

4. SE ENTREGA NUEVAMENTE UN CUESTIONARIO, ADEMAS DE LAS RESPUESTAS DEL CUESTIONARIO ANTERIOR. EN ESTA ETAPA SE PIDE UNA CORRECCION, SI SE DESEA.

5. SE SIGUE LA MISMA TACTICA HASTA HABER ENTREGADO POR LO MENOS TRES CUESTIONARIOS A LOS EXPERTOS.

6. AL ANALIZARSE LA SERIE DE CUESTIONARIOS, LOS RESULTADOS SE PRESENTAN A TODOS LOS EXPERTOS PARTICIPANTES Y SE CONCLUYE CON UNA CONVERGENCIA DE OPINIONES PARA ESTABLECER, ENTONCES EL PRONOSTICO.

ESTE METODO TIENE LAS SIGUIENTES DESVENTAJAS:

- *) ESCOGER UN GRUPO DE EXPERTOS SIGNIFICATIVOS ES MUY DIFICIL
- *) PUEDE EXISTIR ERROR EN LA INTERPRETACION
- *) PUEDE EXISTIR ALGUN INTERES EN EL GRUPO COORDINADOR

3. I N T E L I G E N C I A A R T I F I C I A L Y L O S M E T O D O S D E P R O N O S T I C O

WINSTON (1979) DEFINE COMO INTELIGENCIA ARTIFICIAL AL " ESTUDIO DE LAS IDEAS QUE PERMITIRIAN A LAS COMPUTADORAS REALIZAR LAS COSAS QUE HACEN QUE LA GENTE PAREZCA INTELIGENTE". EL AFIRMA: " LOS OBJETIVOS DE LA INTELIGENCIA ARTIFICIAL SON HACER QUE LAS COMPUTADORAS SEAN MAS UTILES, ASI COMO COMPRENDER LOS PRINCIPIOS QUE HACEN A LA INTELIGENCIA POSIBLE".

AL TRABAJAR CON ESTOS OBJETIVOS SE TUVO COMO RESULTADO EL DESARROLLO DE NUMEROSAS CONSULTAS BASADAS EN EL CONOCIMIENTO ("KNOWLEDGE-BASED CONSULTATION"), O "SISTEMAS EXPERTOS".

LOS SISTEMAS EXPERTOS SON APLICABLES EN LAS AREAS O DOMINIOS QUE SE REQUIERE UNA GRAN CANTIDAD DE CONOCIMIENTO ESPECIALIZADO. POSIBLEMENTE, EL SISTEMA MAS CONOCIDO ES EL "MYCIN", EL CUAL ES UN SISTEMA INTERACTIVO QUE REALIZA DIAGNOSTICOS MEDICOS Y PRESCRIBE UN TRATAMIENTO PARA INFECCIONES BACTERIALES EN LA SANGRE. OTRAS APLICACIONES INCLUYEN EL "DENDRAL" QUE DETERMINA LA ESTRUCTURA QUIMICA DE UNA SUBSTANCIA A PARTIR DE SU ESPECTOGRAMA DE MASA Y FORMULA QUIMICA; EL "PROSPECTOR", QUE ES UNA BASE DE CONSULTA PARA LA EXPLORACION MINERA, ENTRE MUCHOS OTROS.

A PESAR DEL RANGO TAN EXPANDIDO DE SISTEMAS EXPERTOS, LAS CARACTERISTICAS Y ARQUITECTURAS DE TODOS PUEDEN SER DESCRITOS TÍPICAMENTE POR:

1. LOS NIVELES DE DESEMPEÑO QUE TIENEN LOS EXPERTOS HUMANOS
2. EL EMPLEO DE UNA GRAN CANTIDAD DE DOMINIO DE UN CONOCIMIENTO ESPECÍFICO
3. LA HABILIDAD DE USAR INFORMACIÓN INCOMPLETA O INCIERTA
4. EL GRADO DE AUTO APRENDIZAJE, Y POR LO TANTO DE LA CAPACIDAD PARA EXPLICAR SU COMPORTAMIENTO
5. MANIPULACIÓN LÓGICA, CONTRARIA A LA MANIPULACIÓN NUMÉRICA (QUE CARACTERIZA A LAS COMPUTADORAS TRADICIONALES),

3.1 "NOSTRADAMUS" : SISTEMA EXPERTO PARA PRONÓSTICO

SELECCIONAR UN MÉTODO APROPIADO PARA REALIZAR PRONÓSTICOS DE PROBLEMAS PARTICULARES ES UNA IMPORTANTE Y COMPLEJA TAREA. LOS MÉTODOS DE PRONÓSTICO DIFIEREN CONSIDERABLEMENTE SEGÚN VARIOS FACTORES COMO COSTO, FACILIDAD DE APLICACIÓN, ASÍ COMO SU EXACTITUD POTENCIAL.

"NOSTRADAMUS" ES UN PROTOTIPO DE SISTEMA EXPERTO CUYO PROPÓSITO ES AYUDAR A PRONÓSTICADORES SIN EXPERIENCIA A SELECCIONAR EL EMPLEO DE LA TÉCNICA DE PRONÓSTICO EN SU PROBLEMA PARTICULAR. UN SISTEMA EXPERTO DISEÑADO PARA ESTE PROPÓSITO ESTÁ MOTIVADO POR DOS FACTORES, EN PRIMER LUGAR, PRONÓSTICAR ES MÁS UN "ARTE" QUE UNA CIENCIA EXACTA. UN PRONÓSTICADOR SE BASA EN LAS LIMITACIONES DE CADA TÉCNICA CON RESPECTO A SU PROBLEMA, POR LO QUE NO EXISTE UN CRITERIO ESPECÍFICO QUE NOS PERMITA SUGERIR UN MÉTODO U OTRO, Y POR LO TANTO, TAMPOCO PUEDE EXISTIR UN ALGORITMO FORMAL APROPIADO PARA REALIZARLO CON LA METODOLOGÍA DE LA COMPUTACIÓN TRADICIONAL. LOS SISTEMAS EXPERTOS SON ÚTILES PARA ENCUADRAR JUICIOS Y REGLAS DE "DEDO" (RULE OF THUMB).

EN SEGUNDO LUGAR, LA HABILIDAD DE UN PROGRAMA PARA EXPLICAR SU COMPORTAMIENTO ES IMPORTANTE. ESTO ES, EL USUARIO DEBE CUESTIONAR AL SISTEMA EN CUALQUIER MOMENTO DURANTE LA SESIÓN DE CONSULTA, POR EJEMPLO, PREGUNTARLE EL POR QUÉ LLEGO A DETERMINADA CONCLUSIÓN. ESTA FACILIDAD DE EXPLICACIÓN ES CRUCIAL PARA QUIEN TOMA LAS DECISIONES, PARA COMPRENDER EL PROCESO INVOLUCRADO Y LOS SUPUESTOS CONSIDERADOS EN EL RAZONAMIENTO REALIZADO POR EL SISTEMA.

EL FUNCIONAMIENTO DEL "NOSTRADAMUS" PUEDE SER DESCRITO COMO SIGUE: DESPUÉS DE RECIBIR ALGUNAS INSTRUCCIONES GENERALES, EL USUARIO RESPONDE A UNA SERIE DE PREGUNTAS DEL PROBLEMA A TRATAR. EN CADA PASO, EL SISTEMA UTILIZA LAS RESPUESTAS QUE PREVIAMENTE EL USUARIO CONTESTÓ Y SU PROPIA BASE DE CONOCIMIENTO SOBRE PRONÓSTICO, PARA LLEGAR A CONCLUSIONES TENTATIVAS. LA ESTRUCTURA INHERENTE DEL PROGRAMA PERMITE AL USUARIO INTERRUPTIR EL DIALOGO EN CUALQUIER MOMENTO PARA PREGUNTAR ALGO EN PARTICULAR, SOLICITAR AYUDA ("HELP") O SOLICITAR ALGUNA EXPLICACIÓN DEL RAZONAMIENTO DEL PROGRAMA.

MAS ADELATE EL JUICIO Y CREENCIAS DEL USUARIO PUEDEN SER INCORPORADAS COMO UNA PARTE INTEGRAL DEL PROCESO DE TOMA DE DECISIONES. EL SISTEMA ESTA DISENADO PARA GENTE QUE NO TIENE EXPERIENCIA EN PRONOSTICOS, PERO QUE TIENE EL CONOCIMIENTO DEL PROBLEMA.

DURANTE LA SESION, "NOSTRADAMUS" PUEDE PROPORCIONAR AL USUARIO COMENTARIOS Y/O ADVERTENCIAS. DESPUES DE LA SESION DE CUESTIONARIO, NOSTRADAMUS ENLISTA LA SERIE DE METODOS DE PRONOSTICO RECOMENDADOS. ENTRE LOS METODOS DE PRONOSTICO QUE NOSTRADAMUS CONSIDERA SE ENCUENTRAN:

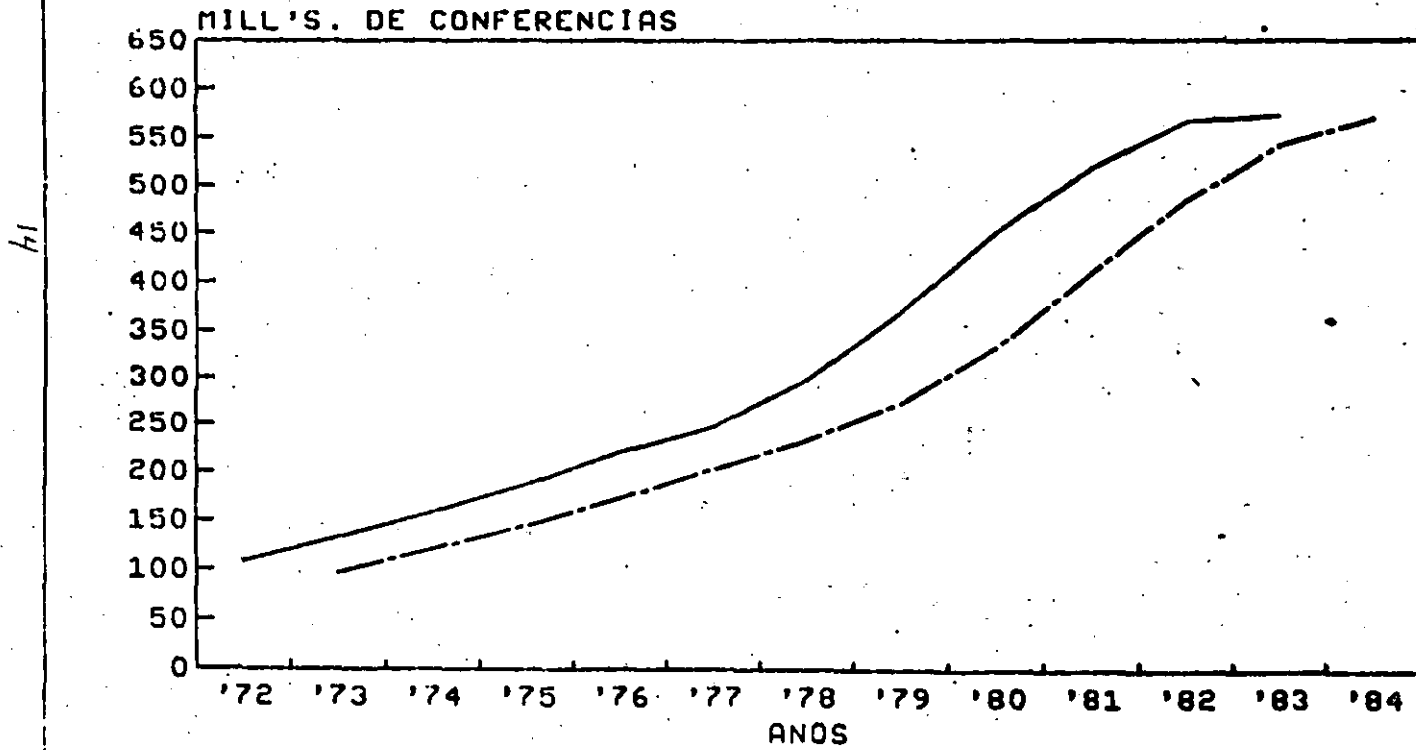
- SUAVIZAMIENTO EXPONENCIAL SIMPLE
- SUAVIZAMIENTO EXPONENCIAL LINEAL SIMPLE
- SUAVIZAMIENTO EXPONENCIAL CUADRATICO DE BROWN
- SUAVIZAMIENTO EXPONENCIAL TRIPLE DE WINTER
- BOX-JENKINS
- DESCOMPOSICION
- SUAVIZAMIENTO EXPONENCIAL SIMPLE ESTACIONARIA
- REGRESION
- DELPHI
- ENCUENTRO ESTRUCTURADO
- PANEL DE EXPERTOS
- METODOS DE ENCUESTA
- "ROLE - FLAYING"
- ESCENARIOS
- PRONOSTICO NAIVE

PROMEDIOS MOVIBLES SIMPLES

TRAFICO DE CONFERENCIAS

TRAFICO
REAL

TRAFICO
PRONOSTICADO

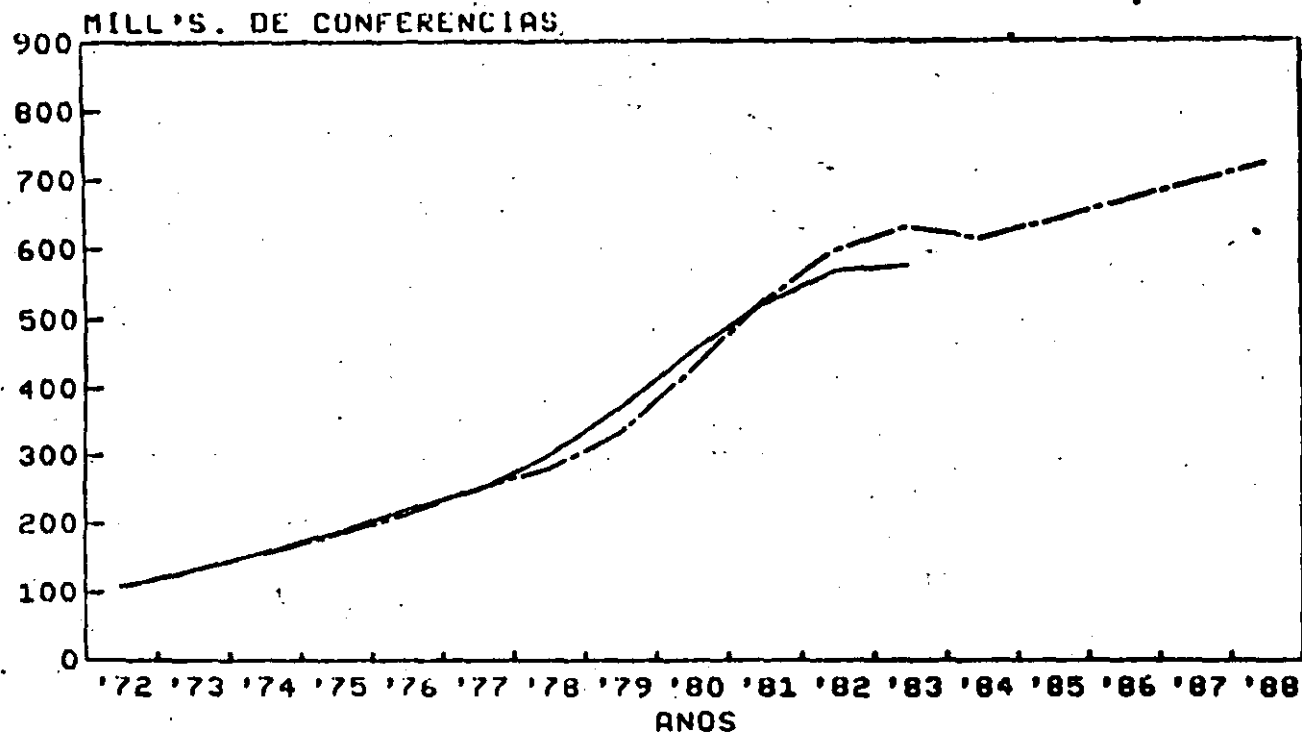


PROMEDIOS MOVIBLES DOBLES

TRAFICO DE CONFERENCIAS

TRAFICO
REAL

TRAFICO
PRONOSTICADO



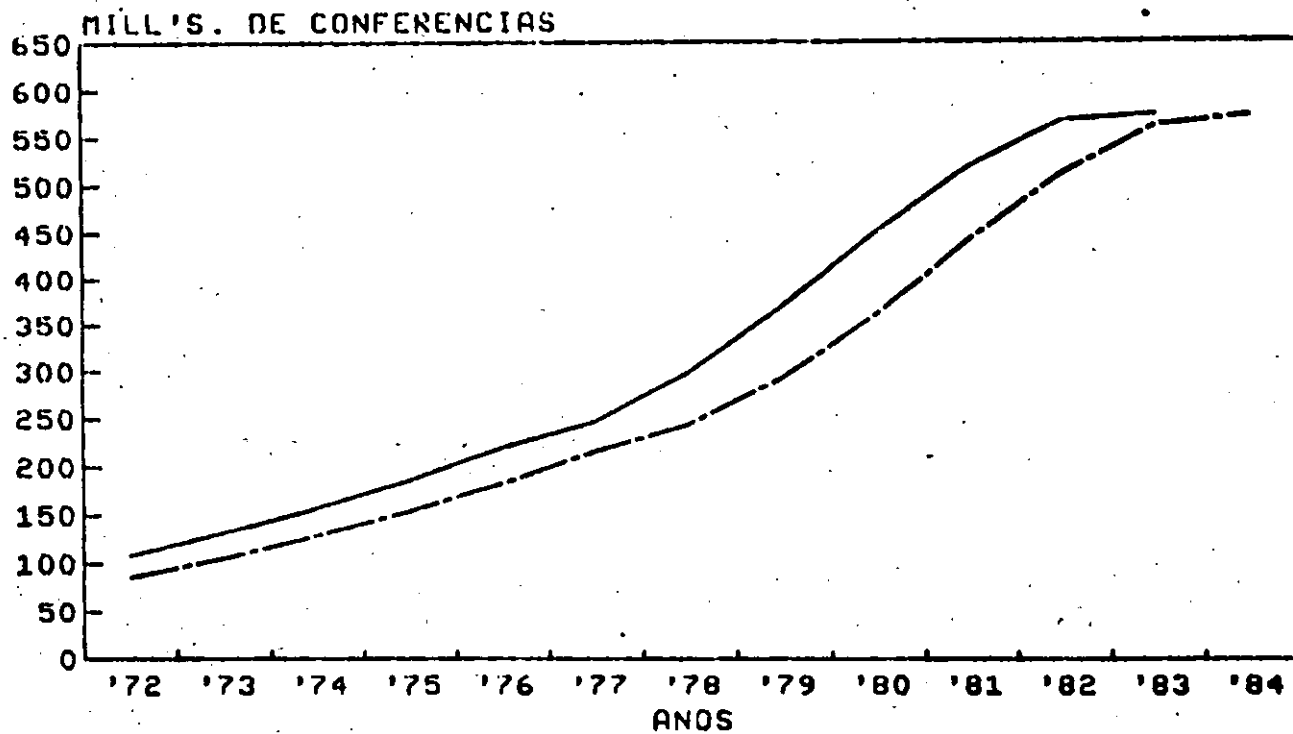
15

ALISAMIENTO EXPONENCIAL SIMPLE

TRAFICO DE CONFERENCIAS

TRAFICO
REAL

TRAFICO
PRONOSTICADO



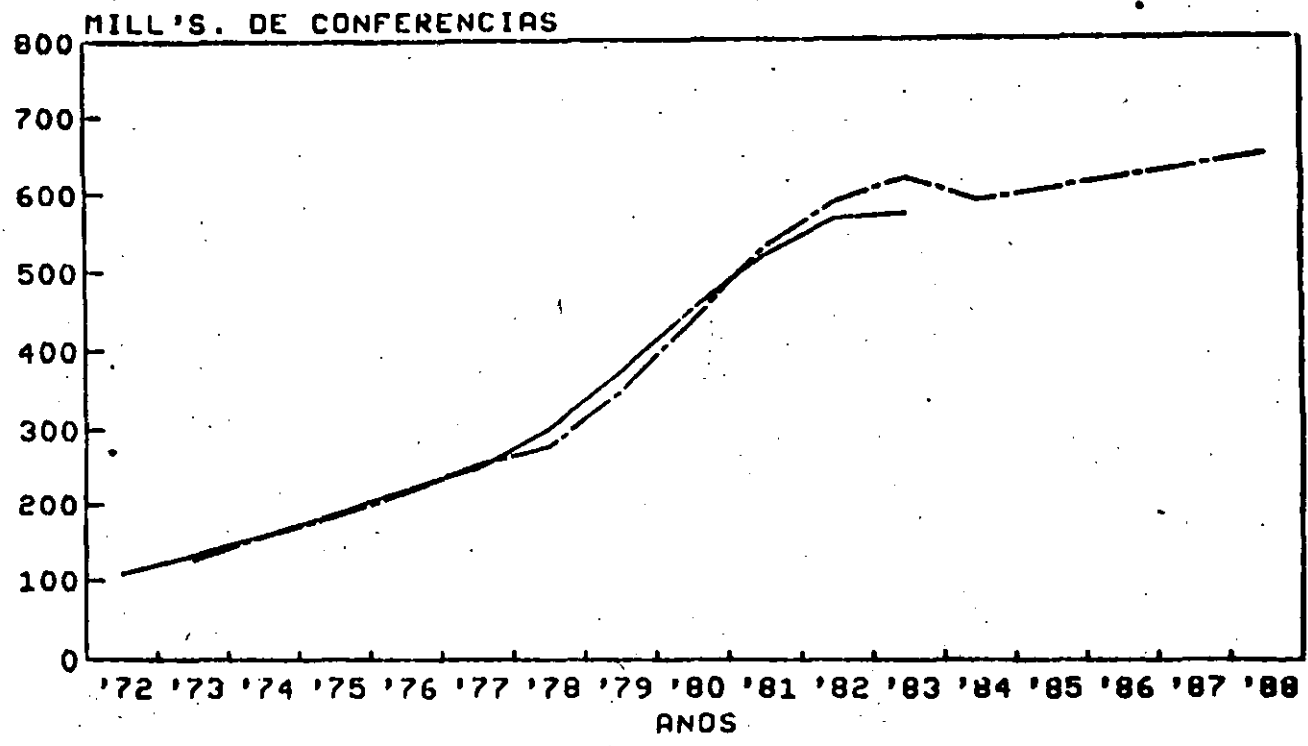
91

ALISAMIENTO EXPONENCIAL DOBLE

TRAFICO DE CONFERENCIAS

TRAFICO REAL

TRAFICO PRONOSTICADO



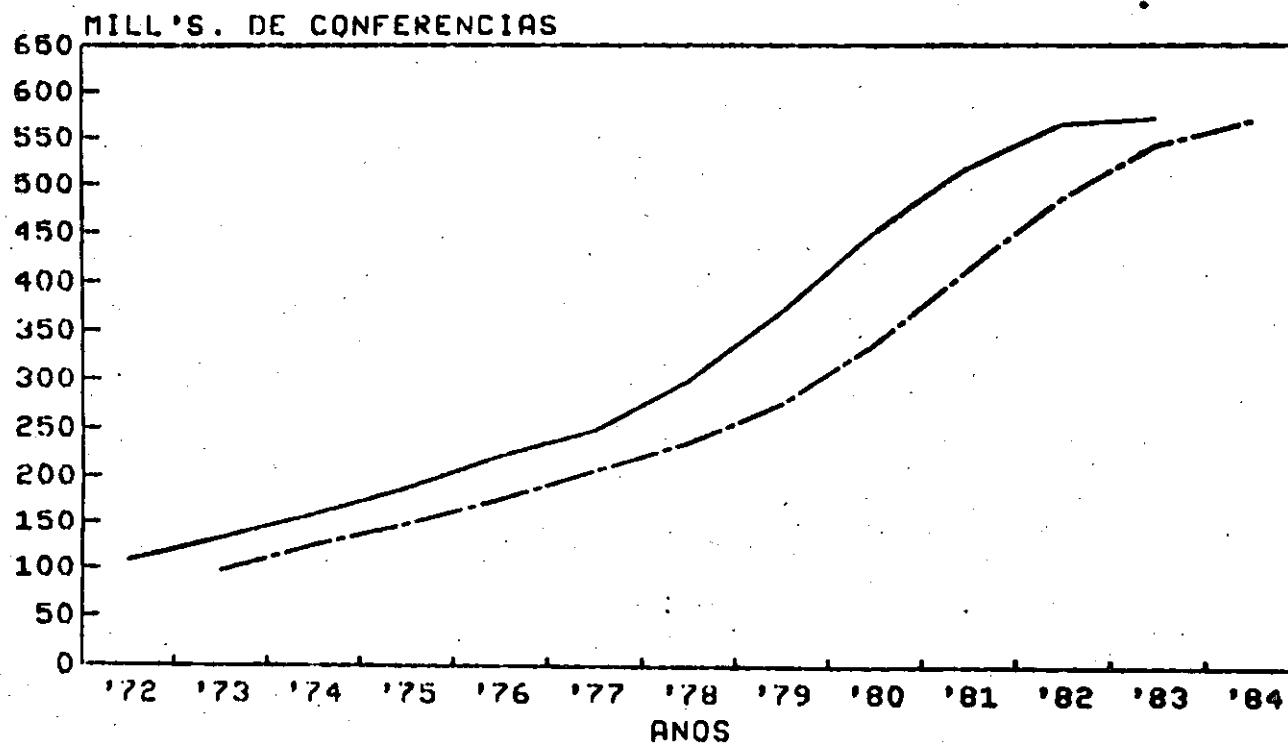
17

FILTROS ADAPTIVOS

TRAFICO DE CONFERENCIAS

TRAFICO
REAL

TRAFICO
PRONOSTICADO



18

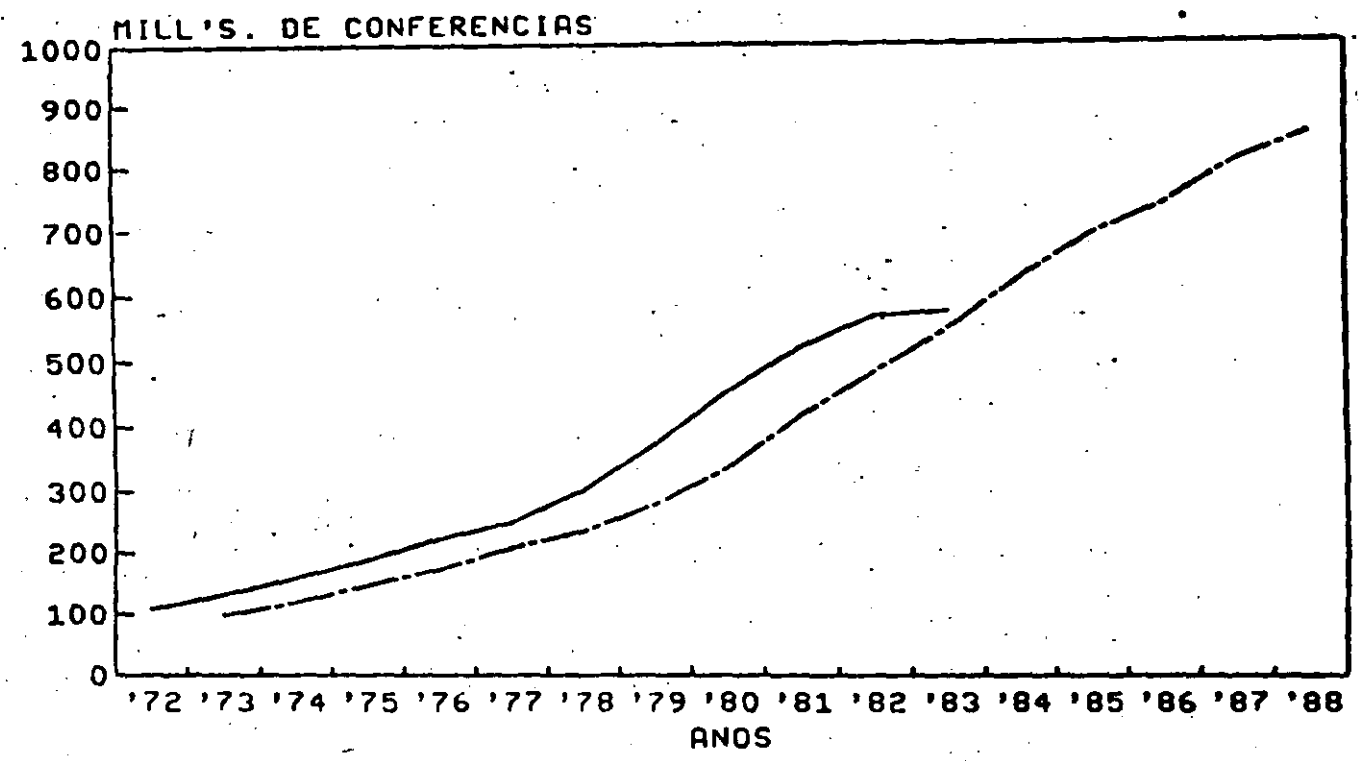
DESCOMPOSICION

TRAFICO DE CONFERENCIAS

TRAFICO
REAL

TRAFICO
PRONOSTICADO

b1



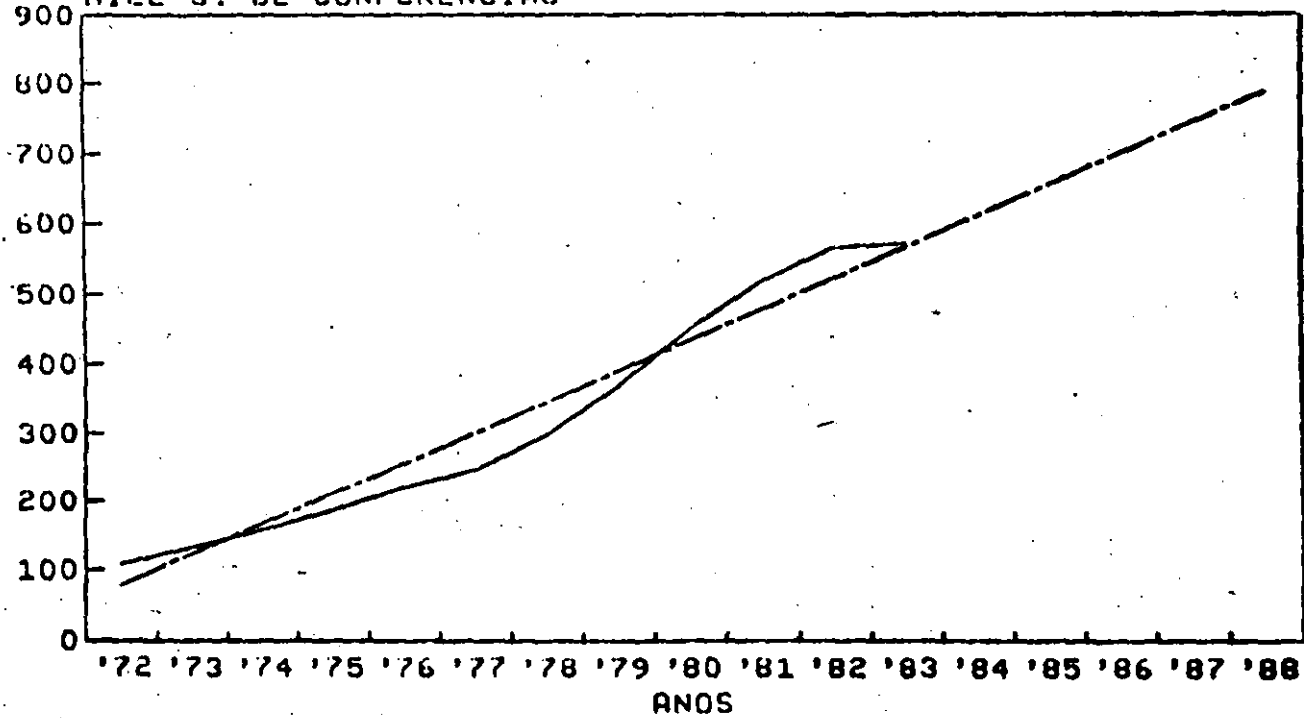
REGRESION LINEAL SIMPLE

TRAFICO DE CONFERENCIAS

TRAFICO
REAL

TRAFICO
PRONOSTICADO

MILL'S. DE CONFERENCIAS

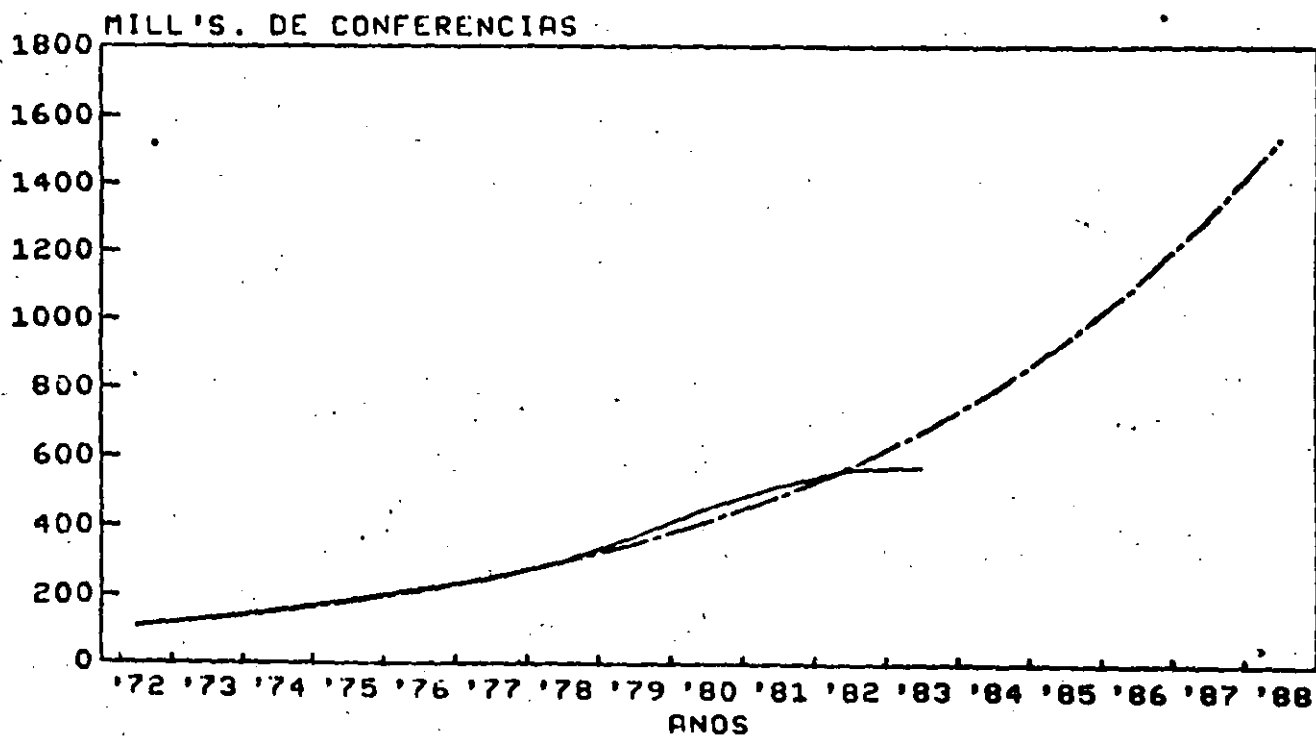


CURVA EXPONENCIAL SIMPLE

TRAFICO DE CONFERENCIAS

TRAFICO
REAL

TRAFICO
PRONOSTICADO



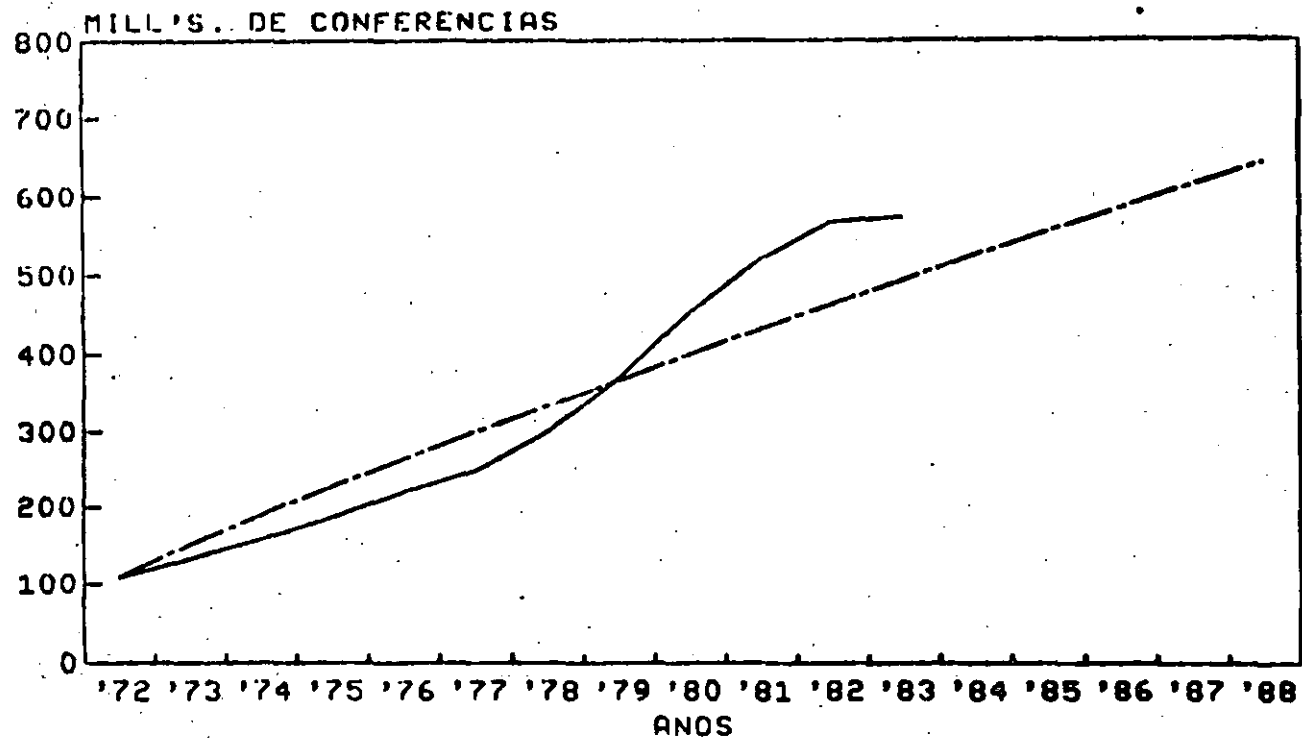
21

CURVA POTENCIA

TRAFICO DE CONFERENCIAS

TRAFICO
REAL

TRAFICO
PRONOSTICADO



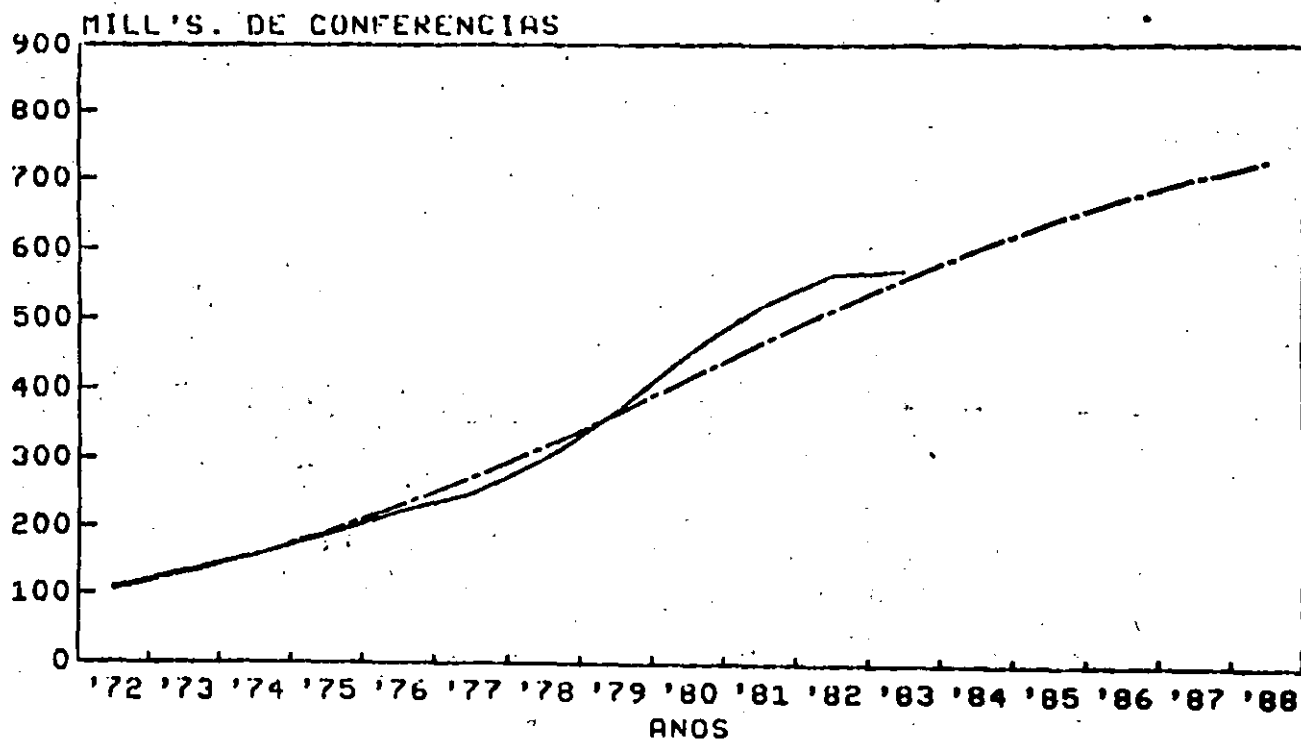
22

CURVA LOGISTICA

TRAFICO DE CONFERENCIAS

TRAFICO
REAL

TRAFICO
PRONOSTICADO



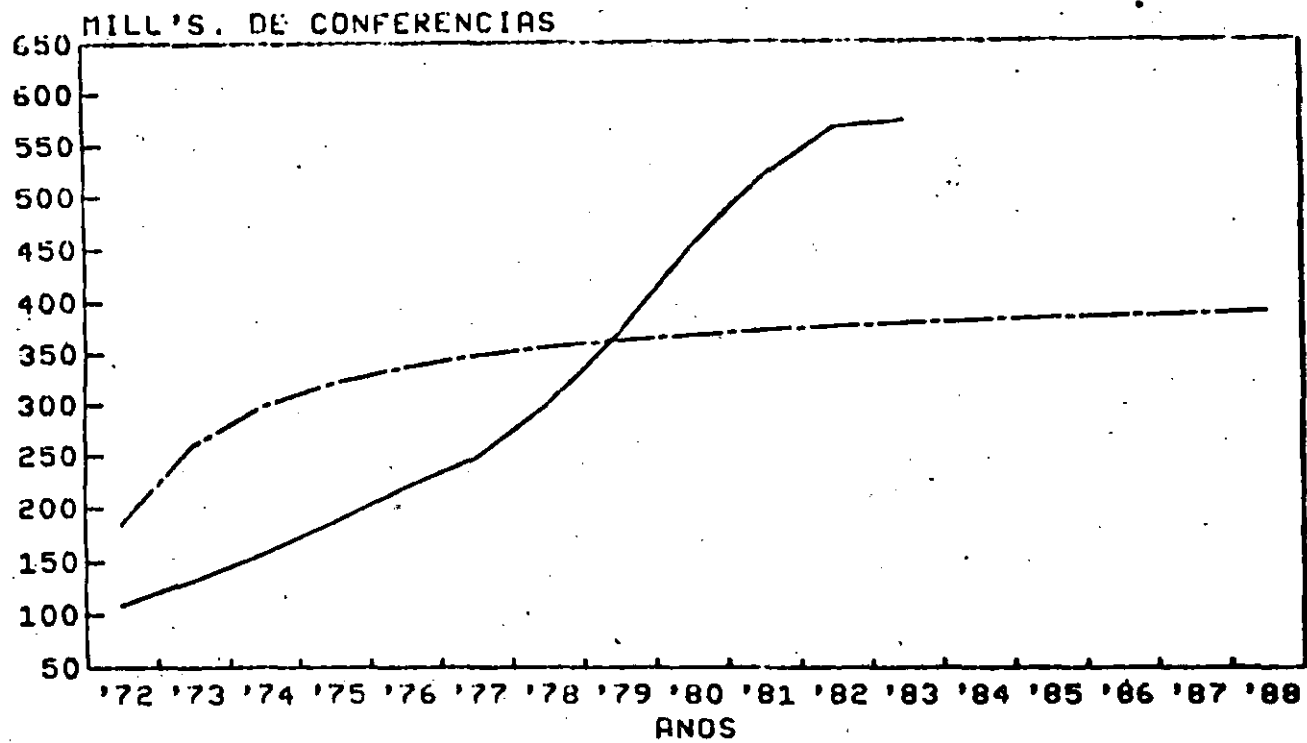
23

CURVA HIPERBOLICA - TIPO I

TRAFICO DE CONFERENCIAS

TRAFICO
REAL

TRAFICO
PRONOSTICADO



hc

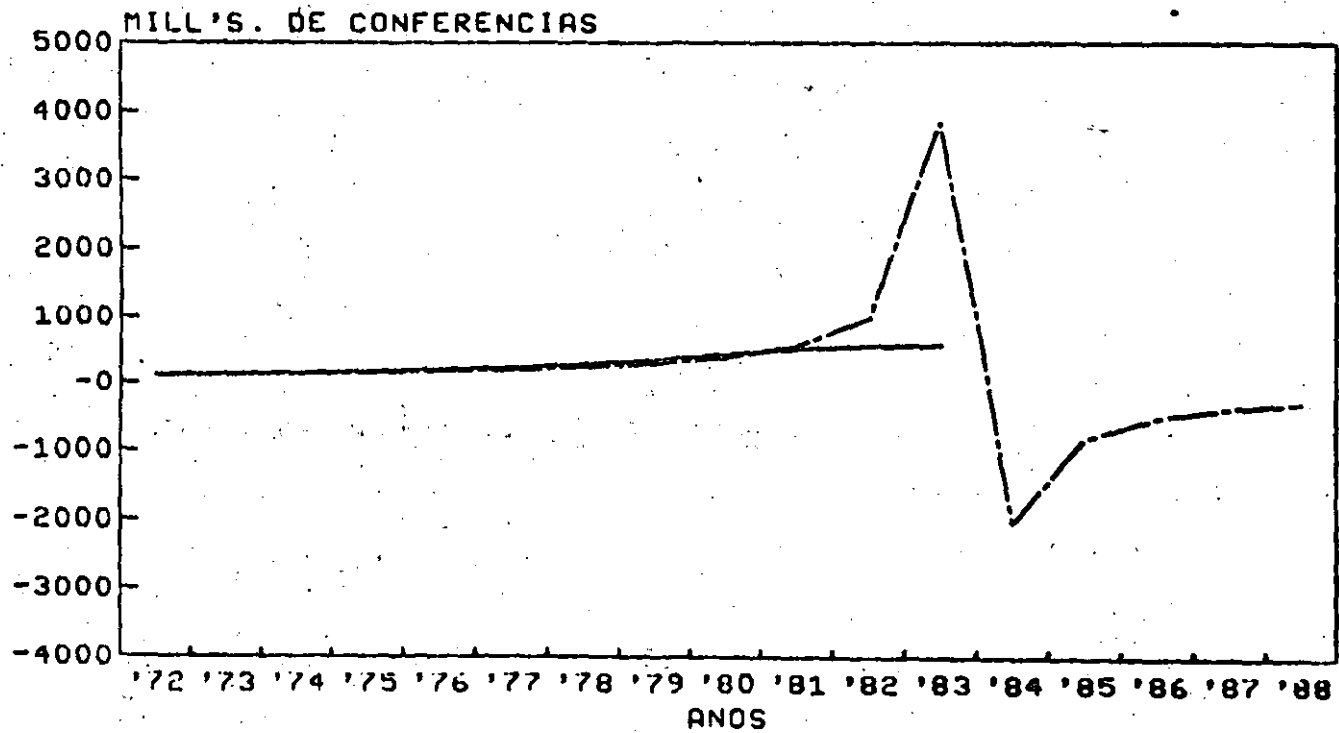
CURVA HIPERBOLICA - TIPO II

TRAFICO DE CONFERENCIAS

TRAFICO
REAL

TRAFICO
PRONOSTICADO

25

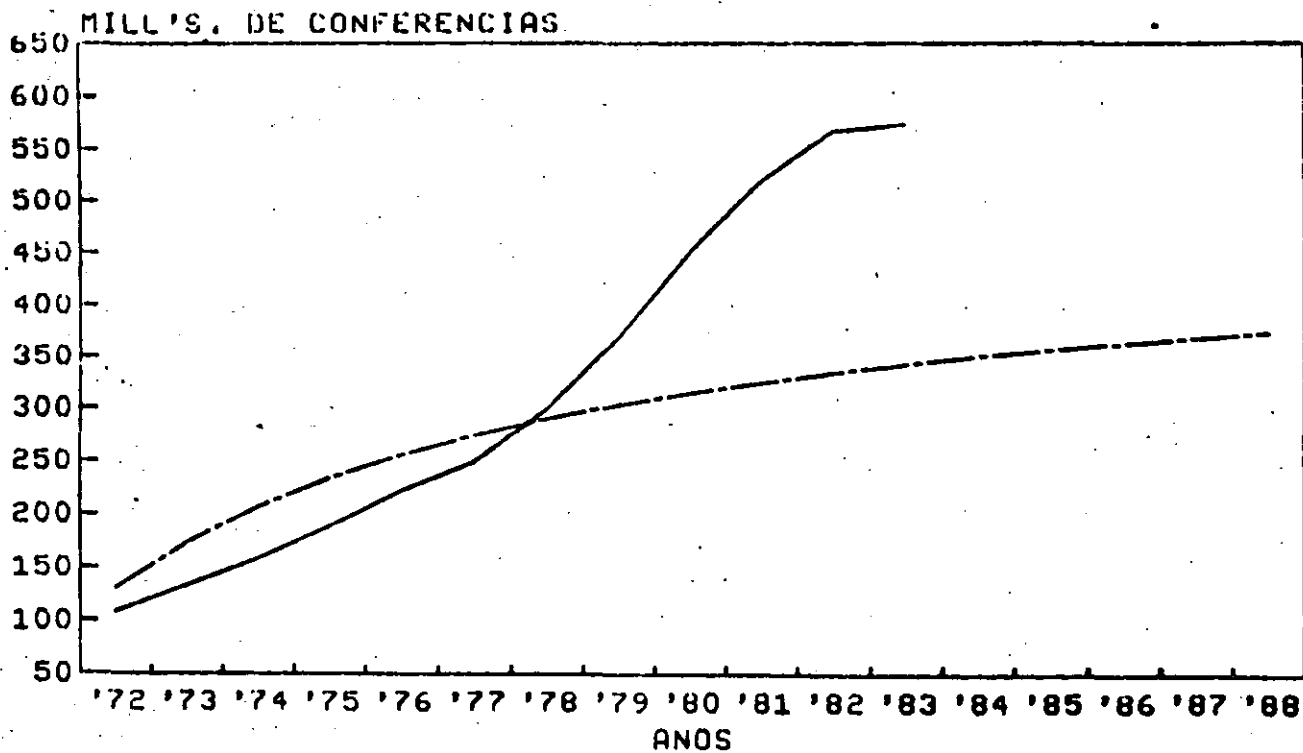


CURVA HIPERBOLICA - TIPO III

• TRAFICO DE CONFERENCIAS

TRAFICO
REAL

TRAFICO
PRONOSTICADO



26

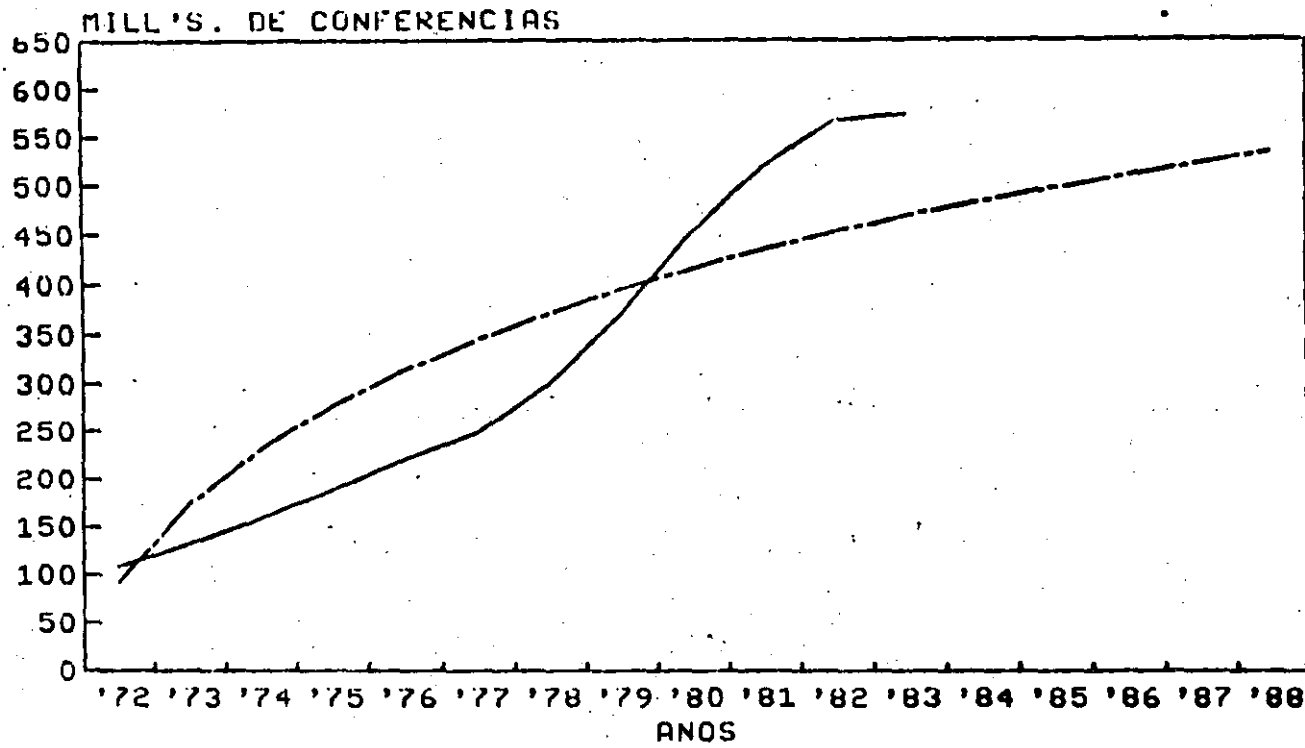
CURVA LOGARITMICA

TRAFICO DE CONFERENCIAS

TRAFICO
REAL

TRAFICO
PRONOSTICADO

22

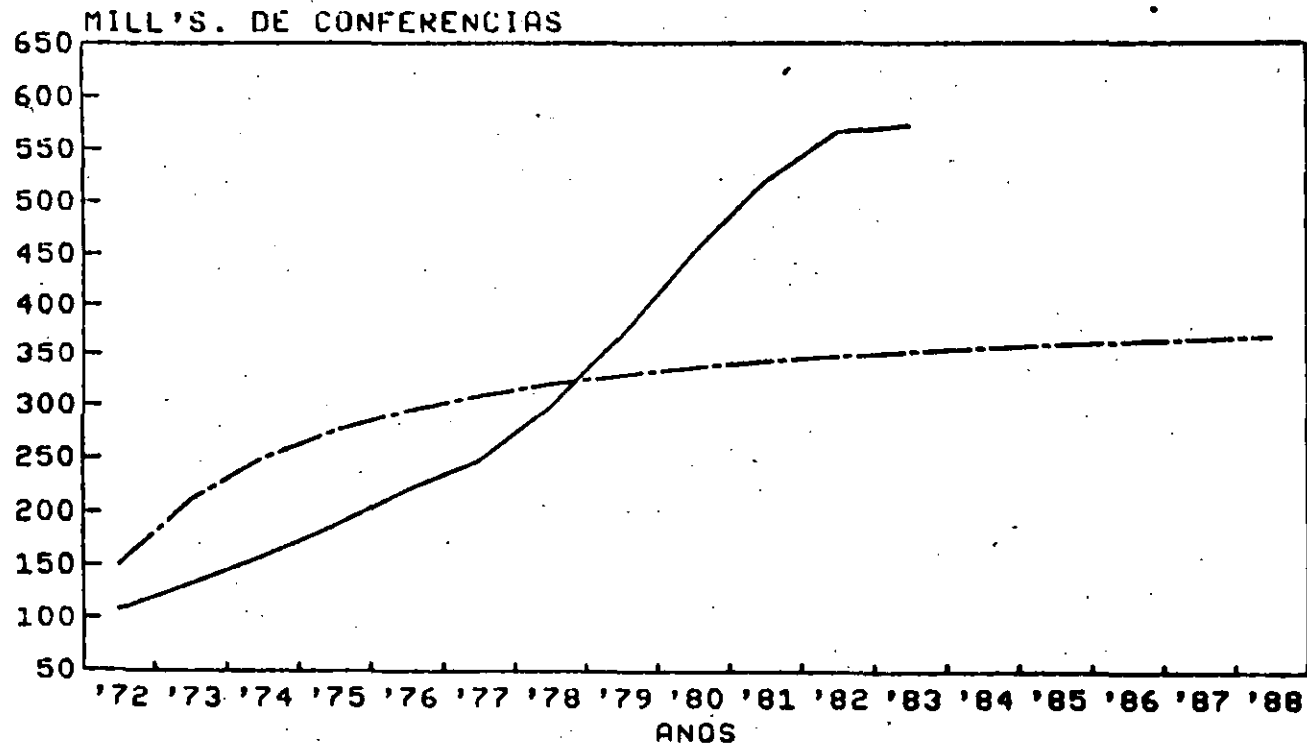


CURVA S

TRAFICO DE CONFERENCIAS

TRAFICO
REAL

TRAFICO
PRONOSTICADO



28

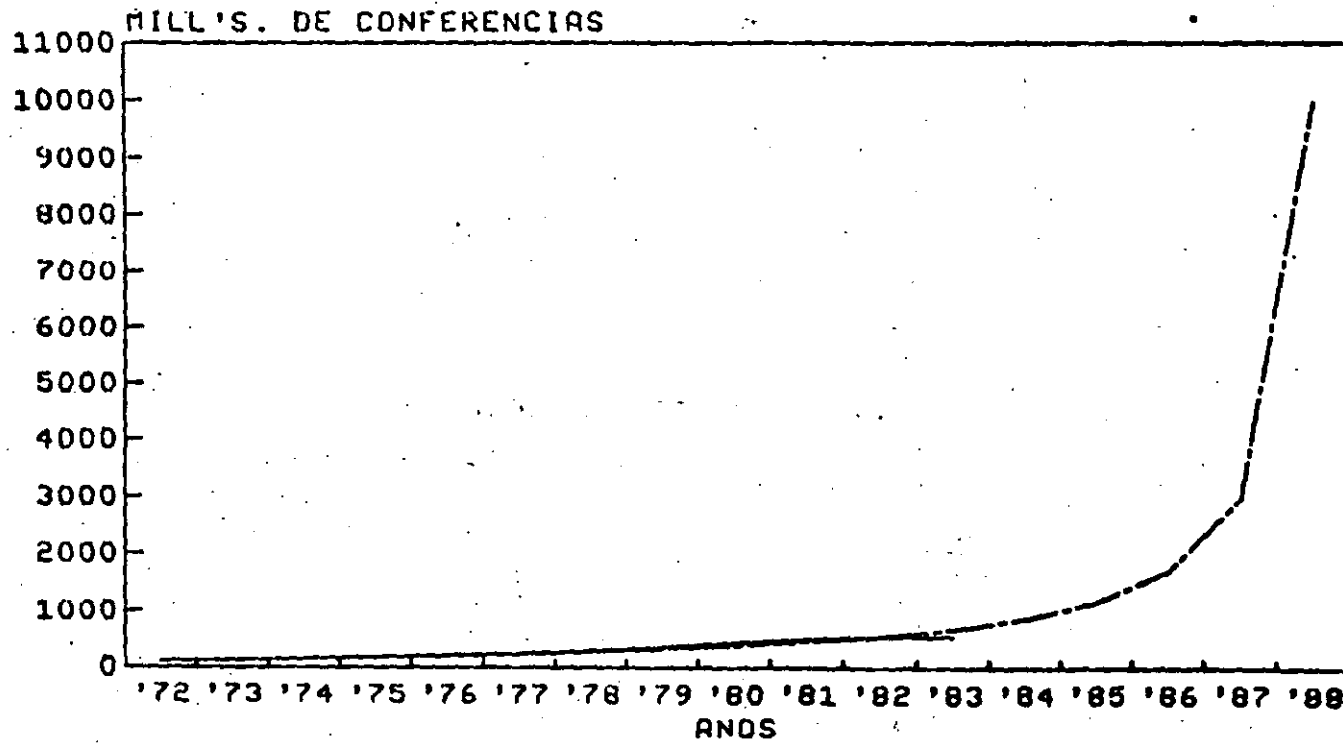
CURVA INVERSA LOGARITMICA

TRAFICO DE CONFERENCIAS

TRAFICO
REAL

TRAFICO
PRONOSTICADO

629

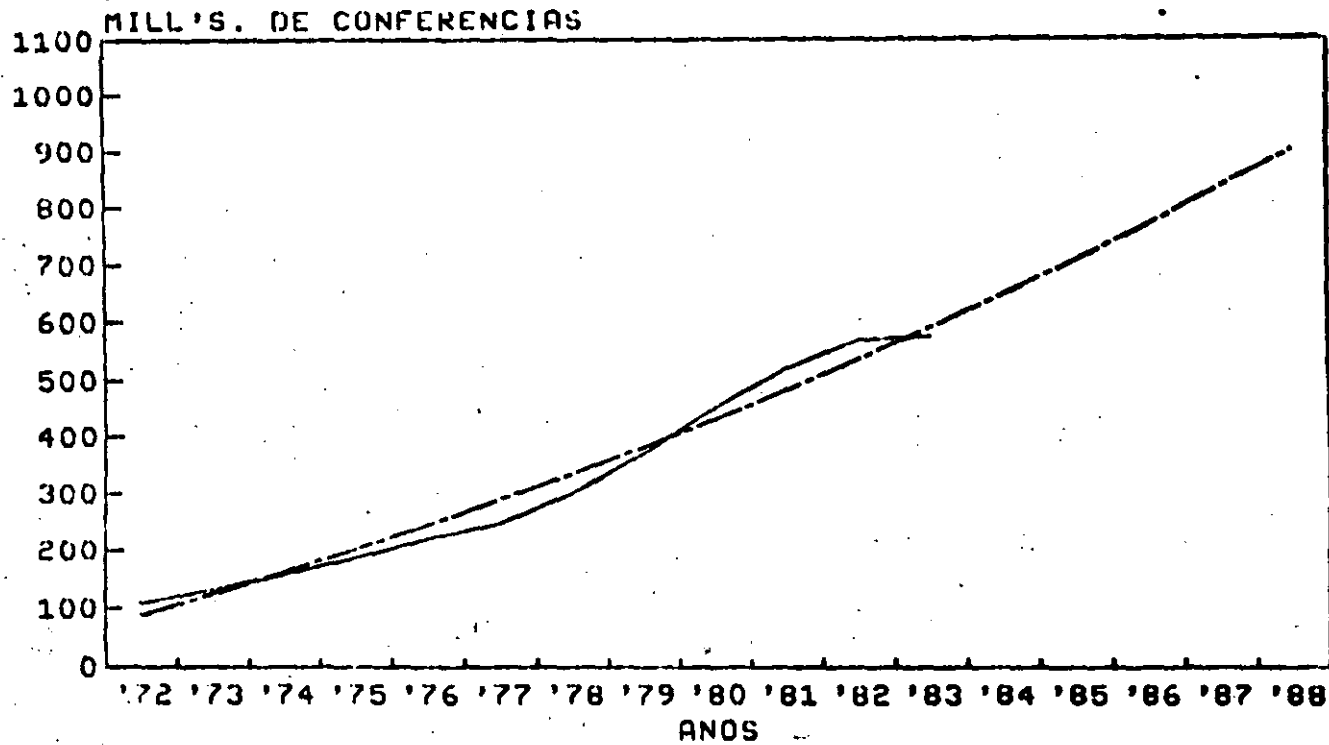


CURVA EXPONENCIAL MODIFICADA

TRAFICO DE CONFERENCIAS

TRAFICO
REAL

TRAFICO
PRONOSTICADO



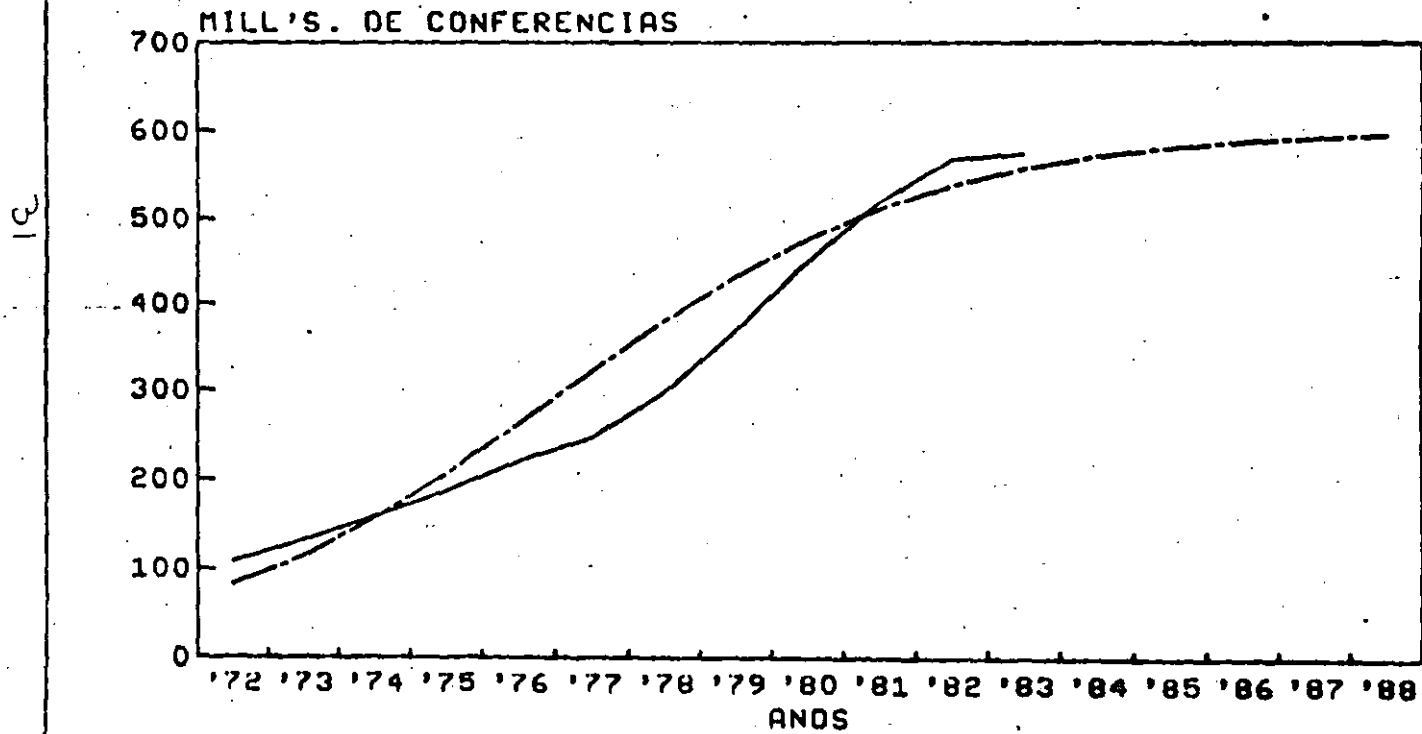
30

CURVA S DE PEARL

TRAFICO DE CONFERENCIAS

TRAFICO
REAL

TRAFICO
PRONOSTICADO

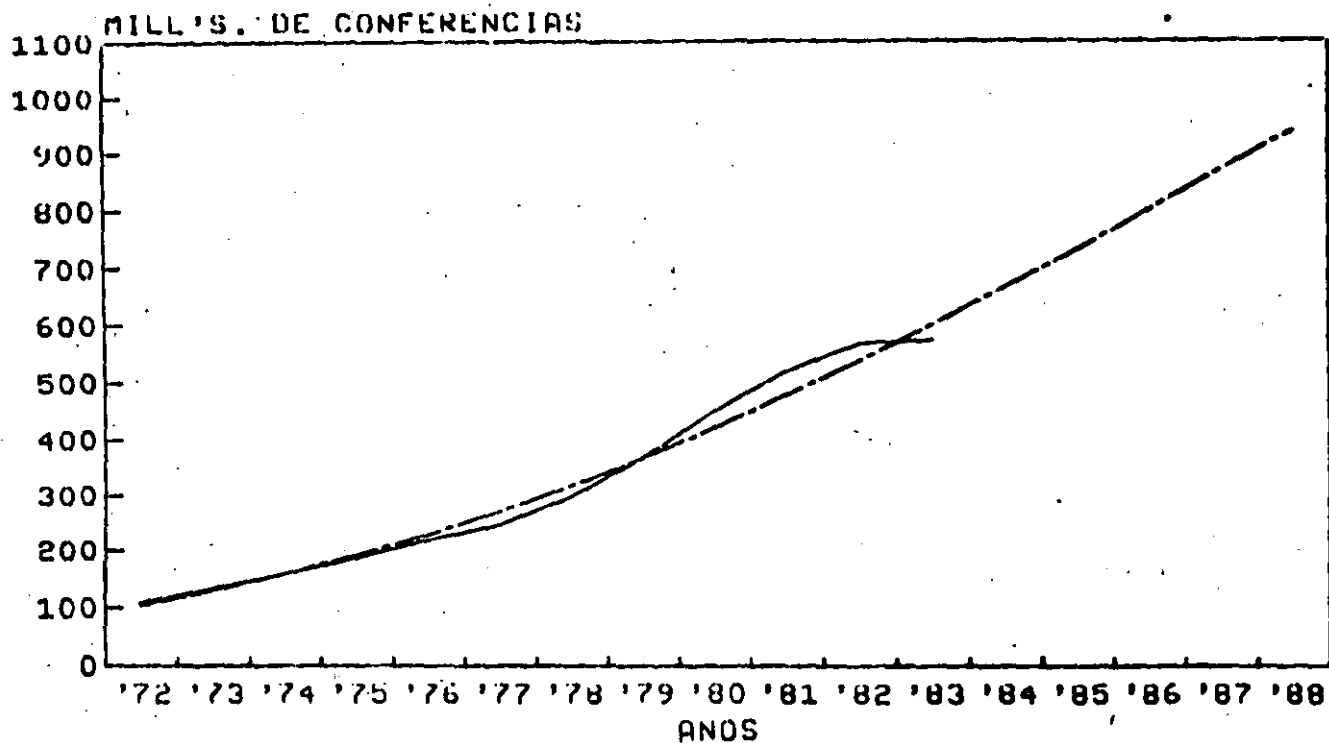


CURVA DE GOMPERTZ

TRAFICO DE CONFERENCIAS

TRAFICO
REAL

TRAFICO
PRONOSTICADO



32

APLICACION Y PLANEACION

DE LOS SISTEMAS DE

TRANSMISION POR F. O.

EN TELMEX

APLICACION DE LOS SISTEMAS DE TRANSMISION POR FIBRA OPTICA EN LAS REDES DE TELECOMUNICACION
Y EN PARTICULAR EN LA RED DE TELEFONOS DE MEXICO.

RESUMEN.

HACE POCOS AÑOS SE PRONOSTICABA QUE LAS FIBRAS OPTICAS NO SERIAN UNA SOLUCION COSTEABLE PARA SU APLICACION EN LAS REDES TELEFONICAS ANTES DE LOS AÑOS 90'S SIN EMBARGO, EL RAPIDO PROGRESO TECNOLÓGICO Y LA REDUCCION DRAMATICA DE LOS COSTOS HA IMPULSADO ESTA ALTERNATIVA A SER CONSIDERADA COMO UNA SOLUCION VIABLE PARA RESOLVER LAS NECESIDADES DE LA PLANTA TELEFONICA ACTUAL.

TELEFONOS DE MEXICO HA DECIDIDO SOLUCIONAR ALGUNAS NECESIDADES DE SU PLANTA TELEFONICA CON ESTOS SISTEMAS, INICIANDO DE ESTA MANERA UNA SERIE DE ACTIVIDADES IMPORTANTES EN EL AREA DE LAS FIBRAS OPTICAS. EN ESTE ARTICULO SE EXPONEN ALGUNOS ASPECTOS TECNICO-ECONOMICOS DE LA FIBRA OPTICA, ASI COMO SUS AREAS DE APLICACION EN LAS REDES DE TELECOMUNICACION Y EN PARTICULAR EN LA RED DE TELEFONOS DE MEXICO.

1.- INTRODUCCION.

EN VEINTE AÑOS LOS SISTEMAS DE TRANSMISION POR FIBRA OPTICA HAN PASADO DE SER UN PURO CONCEPTO EN LA MENTE DE CIENTIFICOS CON GRAN IMAGINACION A CONVERTIRSE EN UN PRODUCTO ESENCIAL, UTILIZADO HOY EN TODO EL MUNDO. LA GRAN CAPACIDAD QUE PROVEE LA FIBRA PARA EL TRANSPORTE DE INFORMACION, LA INMUNIDAD A LA INTERFERENCIA, EL ESPACIAMIENTO CADA VEZ MAYOR ENTRE REPETIDORES, Y, SOBRE TODO, EL HECHO DE QUE COMIENZA A SER COSTEABLE Y QUE POTENCIALMENTE ES UNA ALTERNATIVA ATRACTIVA PARA LA RED DIGITAL DE SERVICIOS INTEGRADOS (RDSI), SON LAS RAZONES POR LAS CUALES MUCHAS ADMINISTRACIONES ESTAN INTRODUCIENDO MASIVAMENTE LA FIBRA OPTICA EN SUS REDES DE TELECOMUNICACION.

LA FIBRA OPTICA HA REVOLUCIONADO LA INDUSTRIA DE LAS TELECOMUNICACIONES EN UNA MANERA MUY SIMILAR A LA QUE LO HICIERON LOS SATELITES HACE UN PAR DE DECADAS. CONSIDERANDO LA EVOLUCION QUE HAN TENIDO ESTOS SISTEMAS EN TAN POCOS AÑOS, Y LAS TENDENCIAS TECNOLOGICAS QUE EXISTEN ACTUALMENTE, SE HACE EVIDENTE QUE ESTA REVOLUCION AUN NO HA TERMINADO. EL FUTURO DE LA FIBRA OPTICA SERA IGUALMENTE IMPACTANTE COMO LO FUE, EN 1970, CUANDO CORNING GLASS LOGRO OBTENER UNA ATENUACION DE 20dB/KM EN LA FIBRA.

LA TENDENCIA A EMPLEAR FIBRAS MONOMODO OPERANDO EN LONGITUDES DE ONDA CADA VEZ MAYORES, PERMITIRA OBTENER MENOR ATENUACION Y MAYOR VELOCIDAD DE TRANSMISION, ESTO NOS PODRIA LLEVAR A PENSAR QUE LOS FUTUROS SISTEMAS ELIMINARAN VIRTUALMENTE LA NECESIDAD DEL EMPLEO DE REPETIDORES.

ESTO NO QUIERE DECIR QUE LA FIBRA OPTICA SEA LA PANACEA QUE RESUELVAN TODOS LOS PROBLEMAS DE LA TELECOMUNICACION; ES NECESARIO SIN EMBARGO DEFINIR LAS AREAS DE APLICACION DE ESTOS SISTEMAS, ASI COMO LAS ALTERNATIVAS PARA LOS CASOS EN QUE LA FIBRA OPTICA NO SEA LA MEJOR OPCION.

SON MUCHOS LOS FACTORES QUE SE DEBEN EVALUAR EN EL DISEÑO DE REDES DE TELECOMUNICACION Y ENTRE ELLOS SE ENCUENTRA LA DECISION SOBRE EL SISTEMA DE TRANSMISION QUE DEBE EMPLEARSE EN CADA CASO. LA SELECCION ENTRE EL SATELITE, CABLE COAXIAL, RADIOS DE MICROONDAS O FIBRAS OPTICAS, HACE CADA VEZ MAS COMPLEJO EL PROCESO EN LA TOMA DE DECISIONES POR LO QUE ES INDISPENSABLE DURANTE LA EVALUACION DEL SISTEMA, CONSIDERAR LOS ASPECTOS TECNICO-ECONOMICOS DE CADA ALTERNATIVA EN PARTICULAR.

2.- ASPECTOS TECNICO-ECONOMICOS DE LOS SISTEMAS DE TRANSMISION POR FIBRA OPTICA.

2.1 SITUACION ACTUAL Y EVOLUCION DE LA TECNOLOGIA DE LOS SISTEMAS DE TRANSMISION POR FIBRA OPTICA (S.T.F.O.):

LA TECNOLOGIA DE LOS SISTEMAS DE TRANSMISION POR FIBRA OPTICA BRINDA ACTUALMENTE TANTAS POSIBILIDADES QUE INMEDIATAMENTE CAPTA EL INTERES DE LOS POSIBLES USUARIOS, YA QUE SE CUENTA CON UNA AMPLIA VARIEDAD DE COMPONENTES Y TIPOS DE FIBRAS DISPONIBLES PARA OPERAR EN CORTAS Y LARGAS DISTANCIAS QUE PERMITE, MEDIANTE UNA ADECUADA ELECCION, CONTAR CON EL MEJOR SISTEMA PARA CADA APLICACION.

A PARTIR DE 1970 LA TECNOLOGIA DE LOS SISTEMAS DE TRANSMISION POR FIBRA OPTICA HA EVOLUCIONADO EN FORMA ACELERADA HASTA EL PUNTO EN QUE ESTOS PRESENTAN HOY ALTERNATIVAS A LAS REDES DE TELECOMUNICACION.

LAS PRINCIPALES CARACTERISTICAS Y VENTAJAS DE LOS CABLES DE FIBRA OPTICA SE ENLISTAN EN LA TABLA NO. 1, DE LAS CUALES PODEMOS DESTACAR SU BAJA ATENUACION Y GRAN ANCHO DE BANDA QUE PERMITIRAN, POR UN LADO UN ESPACIAMIENTO MAYOR EN LAS DISTANCIAS, Y POR OTRO, EL TRANSPORTE DE SERVICIOS DE ALTA VELOCIDAD.

LAS TENDENCIAS DE LA FIBRA OPTICA HAN CAMBIADO DE MULTIMODO A MONOMODO, Y DENTRO DE LAS LONGITUDES DE ONDA DE LAS MAS BAJAS (0.8 μ m) A LAS MAS ALTAS (1.3 y 1.55 μ m), LO QUE PERMITE OBTENER MENOR ATENUACION Y MAYOR VELOCIDAD DE TRANSMISION (VER TABLA 2).

EL ANALISIS DE LA EVOLUCION Y TENDENCIAS FUTURAS DE ESTA TECNOLOGIA SE PUEDE REALIZAR EN BASE A LOS SIGUIENTES TOPICOS:

- NUEVAS TECNICAS DE FABRICACION DE LAS FIBRAS OPTICAS (CON LAS CUALES SE HAN OBTENIDO ATENUACIONES HASTA DE 0.01 dB/KM.)
- TECNOLOGIAS DE FABRICACION DE LASER SEMICONDUCTOR Y FOTODETECTOR (SE BUSCA SUPERAR LAS LIMITACIONES FISICAS DE ESTOS DISPOSITIVOS: TIEMPO DE VIDA, LONGITUD DE ONDA DE OPERACION, VELOCIDAD DE MODULACION, ENTRE LOS MAS SIGNIFICATIVOS).
- OPTOELECTRONICA Y OPTICA INTEGRADA (SE BUSCA PROCESAR LA SEÑAL EN FORMA OPTICA).

CON LOS AVANCES OBTENIDOS EN ESTOS ASPECTOS TECNOLOGICOS SE PUEDE AFIRMAR QUE LA TECNOLOGIA OPTICA SEGUIRA EVOLUCIONANDO CONSIDERABLEMENTE HASTA LA SIGUIENTE DECADA.

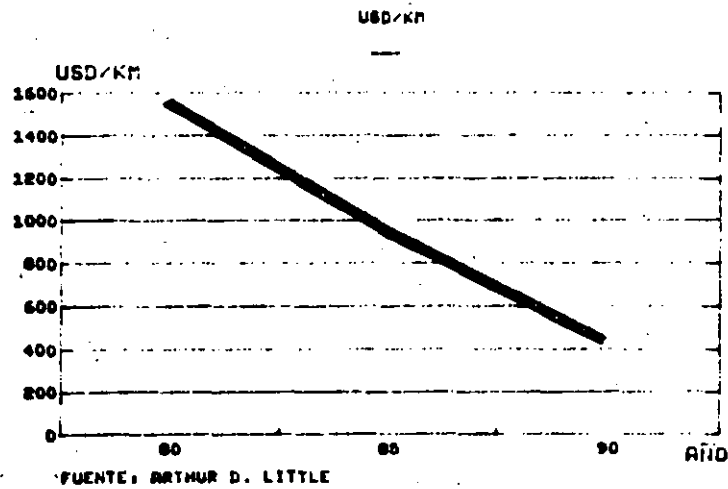
TABLA NO. 1 PRINCIPALES CARACTERISTICAS Y VENTAJAS DE LOS CABLES DE FIBRA OPTICA

CARACTERISTICAS	VENTAJAS
BAJA ATENUACION	GRAN DISTANCIA ENTRE REPETICIONES
GRAN ANCHO DE BANDA	GRAN CAPACIDAD DE TRANSMISION
INMUNIDAD A LA INTERFERENCIA ELECTROMAGNETICA	CONVIVENCIA CON OTROS SISTEMAS DE TRANSMISION SIN PRODUCIR PROBLEMAS DE INTERFERENCIA.
NO CONDUCTIVO	AISLAMIENTO ELECTRICO ENTRE EQUIPOS
NO INFLAMABLE	SE ELIMINA EL DANO A EQUIPOS ELECTRONICOS EN CASO DE SOPORTE INCENDIO.
REDUCCION TOTAL A NIVEL DE EQUIPAMIENTO DEL CABLE PUEDE SER:	FACIL DE INSTALAR Y MANTENER MENOR ESPACIO.
EFECTOS DE INTERFERENCIA	MINIMO.
ADAPTACION A BAJA COSTO DEL EQUIPO	SISTEMAS DE TRANSMISION SENCILLOS Y ECONOMICOS.
NO CONDUCTIVO EN CASO DE:	

TABLA NO. 2 TENDENCIA COMERCIAL DE LOS S.I.F.O.

	LONGITUD DE FIBRA	FIBRA	EMISOR DETECTOR	SISTEMA
1 ^{ra.} GENERACION 1977	0.85 μ m	MULTIMODO (2.5 dB/KM)	Ga As AL LASER SI APD	7 A 140 Mbit/s 17 A 10 KM ENTRE REPETIDOR
2 ^{a.} GENERACION 1980	1.3 μ m	MULTIMODO (0.2 dB/KM)	IN Ga As P LASER SI APD	7 A 140 Mbit/s 66 A 28 KM ENTRE REPETIDOR
3 ^{a.} GENERACION 1983	1.3 μ m	MONOMODO (0.36 dB/KM)	LASER PIN FET	140 A 565 Mbit/s 30 A 25 KM ENTRE REPETIDOR
4 ^{a.} GENERACION 1986	1.5 μ m	MONOMODO (0.25 dB/KM)	LASER TIPO C ³ APD	140 A 565 Mbit/s HAB. DE 50 KM ENTRE REPETIDORES
5 ^{a.} GENERACION 1987	1.5 μ m	MONOMODO ($<$ 0.1 dB/KM)	LASER (DETECCION HETERODINA) APD	100 KM ENTRE REPETIDOR

FIG. No. 1: PRECIO POR KILOMETRO DE LA FIBRA OPTICA



2.2 SITUACION EN EL MERCADO.

SIN DUDA ALGUNA, UNA DE LAS RAZONES POR LAS CUALES LA INTRODUCCION DE LA FIBRA OPTICA EN LAS REDES DE TELECOMUNICACION ESTA SIENDO ACCELERADA, ES DEBIDO A LA TENDENCIA DE BAJAR SU COSTO DRABTICAMENTE, COMO SE OBSERVA EN LA FIGURA 1. LA REDUCCION EN COSTOS UNITARIOS EN LOS ULTIMOS CINCO AÑOS HA SIDO DEL 33% Y SE ESPERA QUE EN LOS PROXIMOS CINCO AÑOS TENGA REDUCCIONES DEL ORDEN DE 55%.

COMO UN CASO SIGNIFICATIVO, SE MUESTRA EN LA FIGURA 2, LA SITUACION DEL MERCADO DE FIBRAS OPTICAS EN E.E.U.U. COMPARANDOLO CON EL MERCADO MUNDIAL. EN ESTA GRAFICA SE MUESTRA EL CRECIMIENTO EXISTENTE EN LOS ULTIMOS CINCO AÑOS Y EL PRONOSTICO PARA 1990.

EN RESUMEN, LOS SISTEMAS DE TRANSMISION POR FIBRA OPTICA DEBIDO A SUS VENTAJAS TECNICO-ECONOMICAS IMPACTARAN A LAS REDES DE TELECOMUNICACION MUNDIALES EN PROPORCION AL CRECIMIENTO DE SISTEMAS DIGITALES Y A LA DEMANDA DE SISTEMAS DE GRAN CAPACIDAD QUE PERMITAN O FACILITEN LA INTEGRACION DE NUEVOS SERVICIOS.

3.- APLICACION DE LOS S.T.F.O. EN LAS REDES DE TELECOMUNICACION.

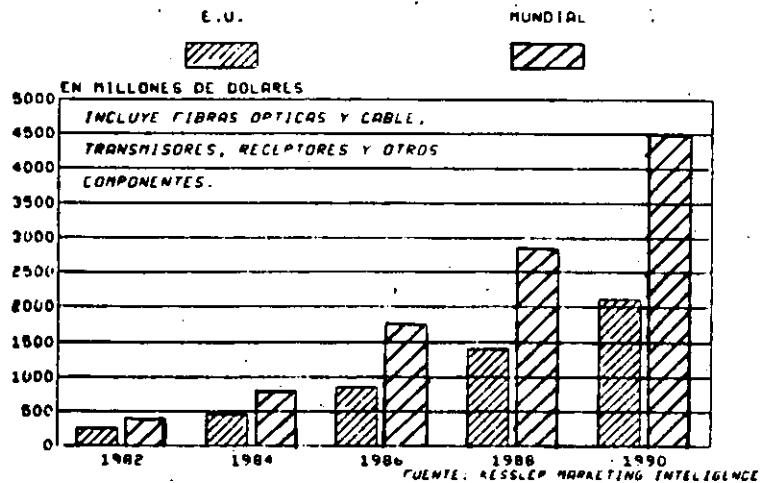
LA APLICACION DE LOS SISTEMAS DE TRANSMISION POR FIBRA OPTICA EN LAS REDES DE TELECOMUNICACION DEPENDE FUNDAMENTALMENTE DE LA MANERA EN QUE, DE ACUERDO A SUS CARACTERISTICAS, CUBRAN LOS REQUISITOS DE ESTAS.

LOS ASPECTOS PRINCIPALES A CONSIDERAR PARA SU APLICACION SON LOS SIGUIENTES:

- NUMERO DE CIRCUITOS DEL ENLACE.
- TASA DE CRECIMIENTO.
- LONGITUD DEL ENLACE.
- INFRAESTRUCTURA EXISTENTE Y NECESARIA.
- TIPOS DE SERVICIOS QUE SE DESEAN OFRECER EN EL FUTURO (NUEVOS SERVICIOS).
- COSTO DE MANTENIMIENTO.
- ADIESTRAMIENTO DEL PERSONAL QUE OPERA EL EQUIPO.
- PLANEACION DE EXPANSIONES FUTURAS.

LAS AREAS DE APLICACION DE LA FIBRA OPTICA EN LAS REDES DE TELECOMUNICACION SE MUESTRAN EN LA FIGURA NO. 3 Y SON BASICAMENTE:

FIGURA NO. 2 SITUACION DEL MERCADO DE FIBRAS OPTICAS EN E.E.U.U. EN COMPARACION AL MERCADO MUNDIAL.



- LINEAS DEDICADAS.
- RED DE ABONADO.
- ENLACES ENTRE CENTRALES LOCALES (TRONCALES)
- ENLACES DE LARGA DISTANCIA DE GRAN CAPACIDAD DE CANALES.
- ENLACES POR CABLE SUBMARINO.

4.- SITUACION ACTUAL Y FUTURA DE LOS S.T.F.O. EN LA RED DE TELEFONOS DE MEXICO.

4.1 ANTECEDENTES.

TELEFONOS DE MEXICO HA DECIDIDO EMPLEAR LOS S.T.-F.O. COMO UNA ALTERNATIVA PARA SOLUCIONAR ALGUNOS DE LOS PROBLEMAS DE LA RED LOCAL DEL AREA METROPOLITANA, Y EN EL FUTURO PROXIMO DE SU RED DE LARGA DISTANCIA.

ENTRE LAS ACTIVIDADES MAS RELEVANTES QUE HA TENIDO LA EMPRESA EN RELACION A ESTOS SISTEMAS ESTAN LA PUESTA EN OPERACION DE CINCO SISTEMAS OPTICOS DE DIFERENTES PROVEEDORES EN EL AREA METROPOLITANA, DICHS SISTEMAS FUERON INSTALADOS EN EL PERIODO 1981-1983 COMO ETAPA DE PRUEBA Y EVALUACION CON EL OBJETO DE ENCONTRAR LOS PARAMETROS DE OPERACION Y MANTENIMIENTO EN EL CAMPO DE APLICACION. EN LA TABLA NO. 3 SE ESPECIFICAN LOS PROVEEDORES Y LAS CARACTERISTICAS DE DICHS SISTEMAS.

VA PARA ESTA EPOCA (1983) TELMEX CONTEMPLABA LA POSIBILIDAD DE INTRODUCIR LOS SISTEMAS OPTICOS EN SU RED DE LARGA DISTANCIA Y TENIA CONSIDERADO EN SUS PLANES A LARGO PLAZO, EL EMPLEO DE ESTOS SISTEMAS EN SUS RUTAS DE ALTO TRAFICO. SIN EMBARGO, LA PENETRACION DE ESTOS SISTEMAS SE VID ACELERADA POR EL PLAN DE EMERGENCIA PARA LA SUPERACION DE LOS DAÑOS OCURRIDOS EN LA PLANTA TELEFONICA A RAZ DEL TERREMOTO DEL 19 DE SEPTIEMBRE PASADO.

4.2 SITUACION ACTUAL.

COMO PARTE DE LAS MEDIDAS ADOPTADAS POR LA ALTA DIRECCION DE LA EMPRESA PARA RESTABLECER LAS CONDICIONES OPERATIVAS DE LA PLANTA TELEFONICA DESPUES DEL SISMO, SE TOMARON DECISIONES IMPORTANTES PARA RECONFIGURAR LA PLANTA DE CONMUTACION DE LARGA DISTANCIA DE LA CIUDAD DE MEXICO, QUE CONSECUTAMENTE HA OBLIGADO A LA CREACION DE UNA RED QUE ENLACE A TRES NUEVOS CALDS (CENTRO AUTOMATICO DE LARGA DISTANCIA), CUYA FUNCION ES LA DE ELEVAR LA CONFIABILIDAD Y DESCENTRAR EL TRAFICO SOBRE EL UNICO EXISTENTE HASTA ENTONCES: EL CENTRO TELEFONICO SAN JUAN.

ESTA NUEVA CONFIGURACION CONSISTE EN EL ENLACE DE LOS CUATRO CENTROS DE LARGA DISTANCIA

FIGURA NO. 3: APLICACION DE LOS S.T.F.O. EN LAS REDES DE TELECOMUNICACION

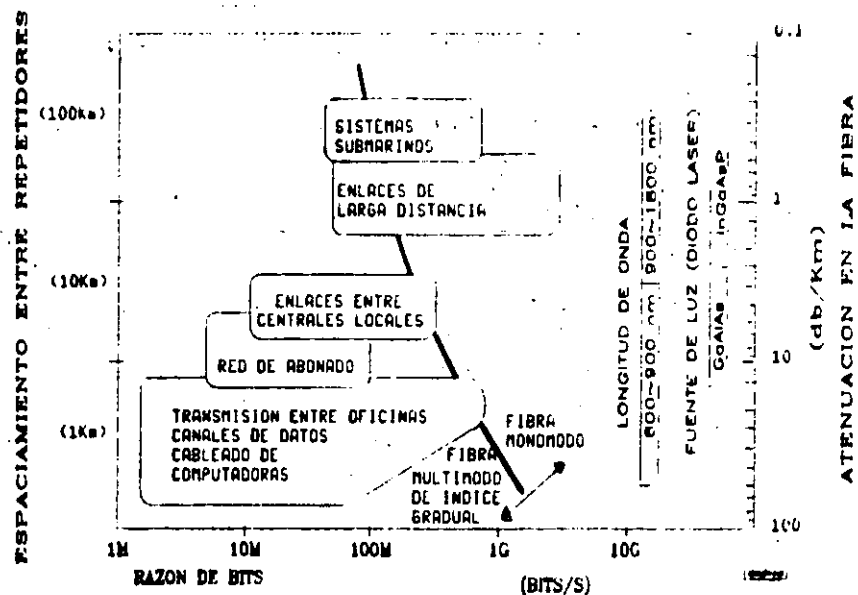


TABLA 3

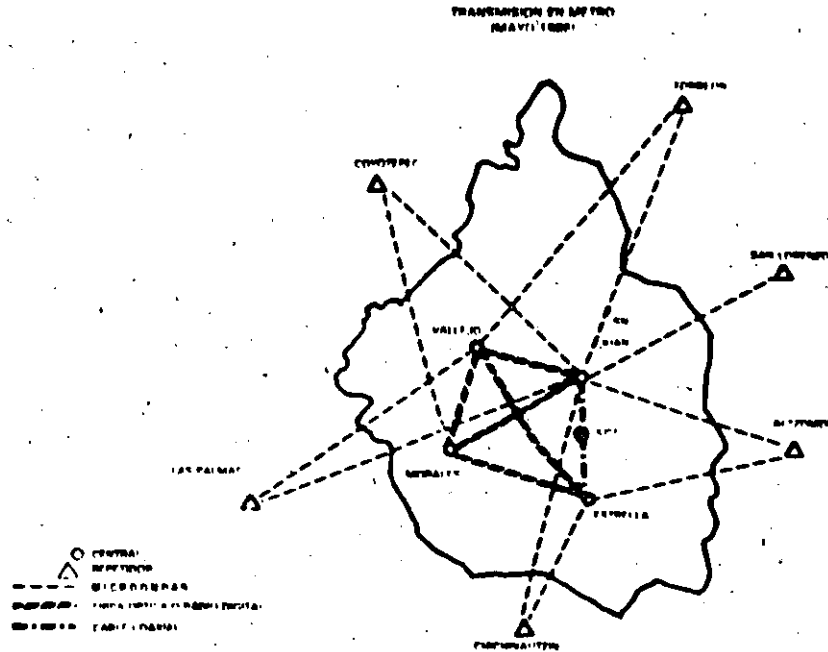
SISTEMAS DE TRANSMISION POR FIBRA OPTICA INSTALADOS EN LA RED DE TELEFONOS DE MEXICO (PROYECTOS DE PRUEBA Y EVALUACION)

PROVEEDOR	RUTA	LONGITUD DEL TRAYECTO (KTS)	CAPACIDAD A (CANALAS DE VOZ) EN OPERACION	VELOCIDAD DE TRANSMISION (Mb/S)	TIPO DE FIBRA	NUMERO DE FIBRAS EN EL CABLE	FECHA DE INSTALACION
ERICSSON	CIUDAD GUZMAN	5,200	400 x 3 = 1200 1120	24,360	CON FIBRA INDICE GRADUAL	6	SEPT. 1982
WESTEL (SIEMENS)	CIUDAD VICTORIA	7,200	400 x 3 = 1200 1120	24,360	CON FIBRA INDICE GRADUAL	6	DEC. 1980
CTI-ELCATEL/COMEX	VICTORIA PERDUELO	5,560	400 x 3 = 1200 1120	24,360	CON FIBRA INDICE GRADUAL	6	ABR. 1982
TELEFONOS DE MEXICO	PERDUELO-SAN CLAYTON	10,900	400 x 2 = 800 1120	24,360	CON FIBRA INDICE GRADUAL	4 CABLES 4 FIBRAS DE CADA CABLE	DEC. 1981
PHILLIPS	VICTORIA GOLFO	6,000	400 x 3 = 1200 1120	24,360	CON FIBRA INDICE GRADUAL	6	AGOSTO 1980

* No. DE CABLES INSTALADOS

(CONTINUA EN LA PAGINA SIGUIENTE)

FIGURA NO. 4 RECONFIGURACION DE LA RED L.D. EN EL AREA METROPOLITANA.



(SAN JUAN, VALLEJO, MORALES, ESTRELLA) MEDIANTE UNA RED COMO SE MUESTRA EN LA FIGURA 4 POR MEDIO DE FIBRA OPTICA MONOMODO Y RADIO DIGITAL. DE ESTA MANERA QUEDAN ENLAZADOS LOS CUATRO NODOS DE CONCENTRACION Y TRANSMISION L.D., EN LOS CUALES ESTARAN OPERANDO 400 SISTEMAS PCM.

LOS CRITERIOS DE SELECCION DE LOS SISTEMAS DE TRANSMISION DE ESTA RED ESTAN FUNDAMENTADOS EN BASE AL PRONOSTICO DE CRECIMIENTO DE CIRCUITOS, ASI COMO A LA OBTENCION DE UNA ALTA CONFIABILIDAD. DE LOS ESTUDIOS REALIZADOS POR VARIAS AREAS DE LA EMPRESA, SE ACORDO EMPLEAR RADIO DIGITAL Y FIBRA OPTICA COMO MEDIOS DE TRANSMISION, A UNA VELOCIDAD DE 140 Mb/SEG. (1920 CANALES).

EL TOTAL DE EQUIPO DE TRANSMISION REQUERIDO PARA ESTE PROYECTO ES EL SIGUIENTE:

FIBRA OPTICA:

CABLE DE 12 FIBRAS MONOMODO A 1.3 μ m: 240 KM. -
TERMINALES OPTICAS A 140 Mb/SEG: 100

RADIOS DIGITALES:

TERMINALES A 15 GHz. 140 Mb/SEG: 10
TERMINALES A 11 GHz. 140 Mb/SEG: 4

EQUIPO MULTIPLEX:

TERMINALES MULTIPLEX 140 Mb/SEG: 84
TERMINALES MULTIPLEX A 34 Mb/SEG: 74

CONFIGURACION DE LOS SISTEMAS DE F.O. EN EL COMPLEJO METROPOLITANO.

EN BASE A LOS REQUERIMIENTOS DE RED (LONGITUD Y CAPACIDAD), ASI COMO A LAS TENDENCIAS TECNOLOGICAS DE LA FIBRA OPTICA, SE DETERMINO EMPLEAR PARA ESTA APLICACION, SISTEMAS DE TERCERA GENERACION, CORRESPONDIENTE A SISTEMAS CON FIBRA MONOMODO OPERANDO EN 1.3 μ m QUE COMO SE OBSERVA DE LA TABLA 4 RESPONDE ADECUADAMENTE A LOS REQUERIMIENTOS DE TELMEX.

LA SELECCION DE PROVEEDORES SE HIZO EN BASE A UN CONCURSO CUYA LICITACION CONSIDERO LAS CARACTERISTICAS Y REQUISITOS DE LA RED. DE LOS PROVEEDORES QUE PARTICIPARON, SE ELIGIERON AQUELLOS CUYA EXPERIENCIA EN INSTALACIONES SIMILARES LOS RECOMIENDA. ENTRE ESTOS ESTAN:

- 1) ERICSSON.
- 2) CIT-ALCATEL, CONDUMEX.
- 3) INDETEL.
- 4) NEC.

EN LA FIGURA 5 SE MUESTRA EL TOTAL DE LOS ENLACES DE FIBRA OPTICA (157 KM) Y SE INDICA EL PROVEEDOR DE CADA RUTA EN PARTICULAR.

4.3 PLANES A CORTO Y LARGO PLAZO DE ENLACES POR FIBRA OPTICA EN LA RED DE TELMEX.

EN LA RED LOCAL, AREA METROPOLITANA:

PARA EL CORTO PLAZO (PLANES 87-90) Y COMO CONTINUIDAD AL PLAN DE RESTABLECIMIENTO, SE TIENEN 2 PROYECTOS CON FIBRAS OPTICAS PARA LA RED METROPOLITANA:

PROYECTO FIBRAS OPTICAS II: RED ENTRE LAS CENTRALES TEZOMOC Y LOS CUATRO CALD'S.

PROYECTO FIBRAS OPTICAS III: ENLACES ENTRE LAS CENTRALES LOCALES CON LOS CALD'S.

PARA EL LARGO PLAZO NO ESTAN AUN DEFINIDOS TODOS LOS ENLACES QUE SE CUBRIRAN CON LA TECNOLOGIA OPTICA EN LA RED METROPOLITANA, PERO AL MENOS SU APLICACION SERA EN LA RED TRONCAL PCM. EN LA FIGURA 6 SE MUESTRA EL CRECIMIENTO ANUAL DE LA RED PCM ASI COMO EL PRONOSTICO PARA 1988, LOS CUALES PODRIAN SER REALIZADOS CON FIBRA OPTICA.

EN LA RED DE LARGA DISTANCIA:

LOS ESTUDIOS REALIZADOS DE INVENTARIOS DE CIRCUITOS DE LARGA DISTANCIA, SEÑALAN QUE LAS RUTAS DE MAYOR IMPORTANCIA Y EN LAS CUALES ES

TABLA NO. 4 PRINCIPALES CARACTERISTICAS DE LOS SISTEMAS DE FIBRA OPTICA MONOMODO INTRODUCIDOS EN EL PROYECTO DE RECONFIGURACION DE LA PLANTA TELEFONICA EN EL AREA METROPOLITANA.

CARACTERISTICAS B.T.F.D.

REQUISITOS TELMEX

CARACTERISTICAS DE PROVEEDOR

INTERFAZ ELECTRICA.

RECOMENDACIONES DEL CCITT

G703, G751, G918

SE CUMPLE CON G703, G918, G751 (MUX DIGITAL)

RAZON DE TRANSMISION
CAPACIDAD DE TRANSMISION
CODIGO
AMPLITUD DEL PULSO

1.39.264 (± 15 PPM) Mb/S
1920 CANALES
CMI (CODE MARK INVERSION)
1 \pm 0.1 VOLT

139, 264 (± 15 PPM) Mb/S
1920 CANALES
CMI
1 \pm 0.1 Volt

INTERFAZ OPTICO

TRANSMISOR:

TIPO DE FUENTE DE LUZ

DIODO LASER, EMISION COHERENTE

DIODO LASER, EMISION COHERENTE DE In, Ga, As, P CON ANCHO ESPECTRAL 5 nm (3 dB).

POTENCIA DE SALIDA
ANCHO DE BANDA NOMINAL
MINIMO DE TIEMPO DE VIDA GARANTIZADO.

-5 dBm
1.30
5 AÑOS

-4 dBm, en Pig Tail
1.30
SE PREDICE UN TIEMPO MEDIO DE VIDA MAYOR A 10 AÑOS A 20°C

RECEPTOR:

TIPO DE DETECTOR
SENSITIVIDAD
BER (BIT ERROR RATE)

APD
-44 dBm (BER=10⁻⁶)
10⁻⁶

PIN-FET
-38 dBm (BER = 10⁻⁹)
10⁻⁹

FIBRA OPTICA

TIPO DE FIBRA
PERFIL DE INDICE DE REFRACCION
LONGITUD DE ONDA
ATENUACION
PERDIDA POR EMPALME
PERDIDA POR CONECTOR
TIEMPO MINIMO DE VIDA GARANTIZADO.

MONOMODO
ESCALONADO
1.30 μ m
0.5 dB/KM
0.3 dB
1 dB
10 AÑOS

MONOMODO
ESCALONADO
1.30 μ m
0.5 dB/KM
0.2dB
1 dB
SE PREDICE UN TIEMPO MEDIO DE VIDA MAYOR A 100 AÑOS.

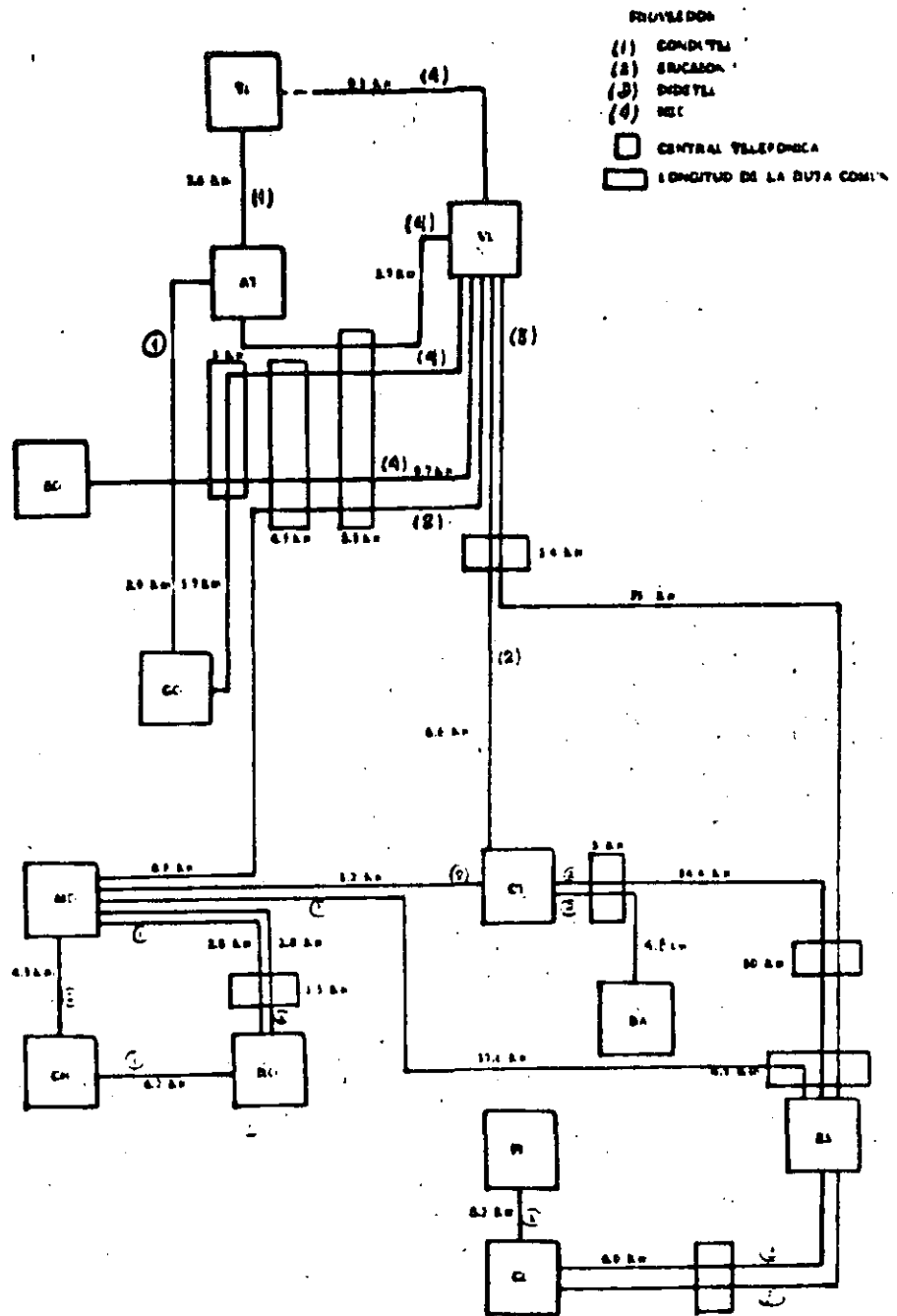
CABLE DE FIBRAS OPTICAS

NUMERO DE FIBRAS EN EL CABLE
LONGITUD DE INSTALACION
TIPO DE INSTALACION
ESTRUCTURA DEL CABLE
RANGO DE TEMPERATURA DE OPERACION

12
2 KM
SUBTERRANEA EN DUCTOS DE CONCRETO
PROTEGIDO CONTRA ROEDORES
DE -30°C A 70°C

12
2 KM
SUBTERRANEA EN DUCTOS DE CONCRETO
PROTEGIDO CONTRA ROEDORES
DE -30°C A 70°C

FIGURA 5 ENLACES POR CABLE DE FIBRA OPTICA EN EL AREA METROPOLITANA.



FACTIBLE EL USO DE SISTEMAS DE FIBRA OPTICA EN EL CORTO PLAZO (87-90) SON:

- MEXICO-CELAYA
- MEXICO-PUEBLA
- MEXICO-CUERNAVACA
- MEXICO-TOLUCA

PARA LOS CUALES SE TIENE UN CRECIMIENTO DE CIRCUITOS ESPERADO DE LA SIGUIENTE MANERA:

	1983	1985	1990	1995
MEXICO-CELAYA	18,000	23,135	43,328	81,143
MEXICO-PUEBLA	8,000	10,282	19,256	36,063
MEXICO-CUERNAVACA	4,000	5,140	9,628	18,031
MEXICO-TOLUCA	2,500	3,213	6,017	11,270

5.- CONCLUSIONES.

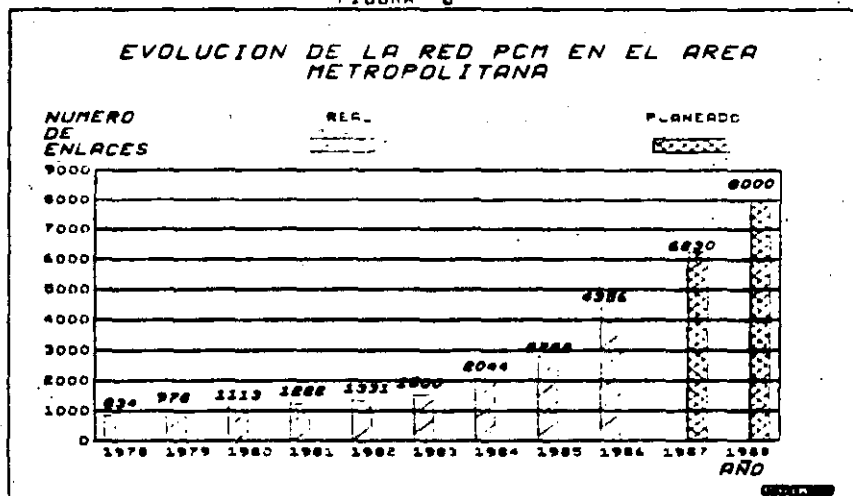
HEMOS MENCIONADO QUE LA TECNOLOGIA DE CABLES DE TELECOMUNICACION HA EVOLUCIONADO VELOZMENTE, LOS CONDUCTORES METALICOS ESTAN SIENDO DESPLAZADOS POR LA FIBRA OPTICA Y AL DESCENDER SU PRECIO, CONQUISTARAN UNA PORCION MAYOR DEL MERCADO DE CABLES DE TELECOMUNICACION, AUNQUE LOS METALICOS SIGUEN TENIENDO APLICACION.

CONSCIENTES DE ESTE DESARROLLO, TELEFONOS DE MEXICO PLANEA ESTRATEGICAMENTE LA INTRODUCCION PROGRESIVA DE LOS S.T.F.O. A SU RED DE ACUERDO A UN PLAN DE MODERNIZACION HACIA UNA RED DIGITAL CON SERVICIOS INTEGRADOS.

SE HA PROPUESTO QUE LA INTRODUCCION DE LOS SISTEMAS DE TRANSMISION POR FIBRA OPTICA EN LA RED DE TELMEX, SE DARA EN TRES ETAPAS: EN LA PRIMERA, SU APLICACION SERA EN LOS ENLACES PCM DE LA RED TRONCAL; EN LA SEGUNDA, EN LOS ENLACES DE ALTO TRAFICO DE LA RED DE LARGA DISTANCIA, Y POR ULTIMO, A LARGO PLAZO Y CON EL OBJETO DE OFRECER SERVICIOS DE BANDA ANCHA, SU APLICACION SERA EN LAS LINEAS DE ABONADO.

ESTA EVOLUCION OBEDECERA A LAS POLITICAS NACIONALES QUE SE ENLOBAN EN TRES ASPECTOS IMPORTANTES, DESARROLLO INDUSTRIAL, DESARROLLO TECNOLOGICO Y CIENTIFICO, E INTEGRACION DE LOS SISTEMAS DE TELECOMUNICACION. PARA LO ANTERIOR SE TOMA EN CONSIDERACION LA ESTRATEGIA DE LA EMPRESA, LOS PROGRAMAS DE COMUNICACIONES Y TRANSPORTES, LOS PROGRAMAS DE DESARROLLO TECNOLOGICO Y CIENTIFICO Y EL AVANCE TECNOLOGICO MUNDIAL.

FIGURA 6





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

CURSOS ABIERTOS

" TELECOMUNICACIONES VIA FIBRAS OPTICAS "

21 REDES DE FIBRA OPTICA

ING. ANGELICA MORENO ARGUELLO

MAYO 1992

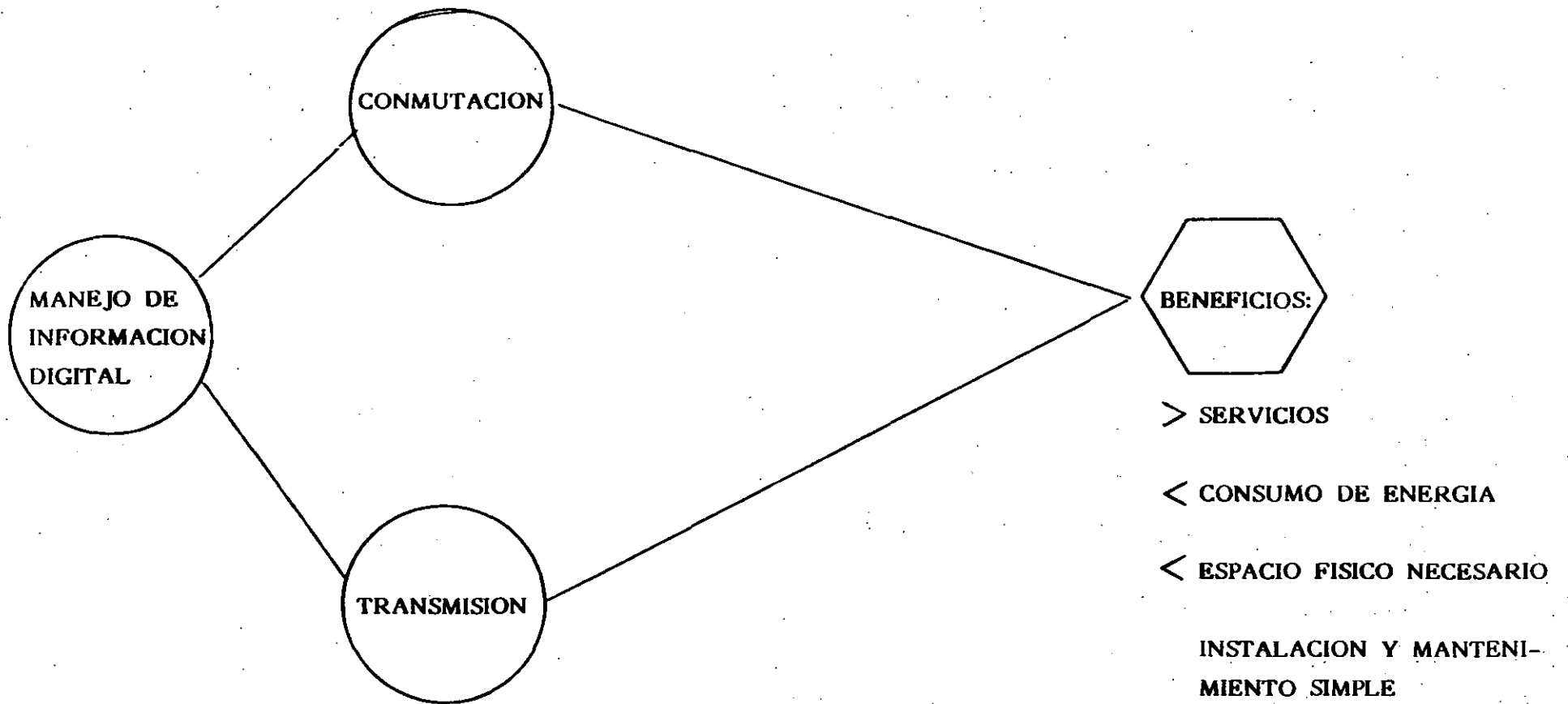
REDES DE FIBRAS OPTICAS.

- a) Introducción.
- b) Definición de una Red de Area Local (LAN).
- c) Clasificación.
 - Topología
 - Medio de transmisión
 - Técnica de transmisión
 - Protocolo de acceso
- d) Equipo terminal.
- e) Aplicaciones a Nivel Mundial.
- f) Conclusiones.

I N T R O D U C C I O N .

Los avances tecnológicos en materia de telecomunicaciones, muestran actualmente una fuerte tendencia hacia el manejo de información digital tanto en el area de conmutación como en el de transmisión, ya que ésto permite obtener beneficios en cuanto a capacidad se refiere, además de disminuir los consumos de energía, simplificar la instalación, mantenimiento y reducción del espacio necesario. Con todo lo mencionado anteriormente los costos de inversión se disminuyen así como los de operación de la planta y se incrementa consecuentemente la rentabilidad de los servicios de telecomunicaciones.

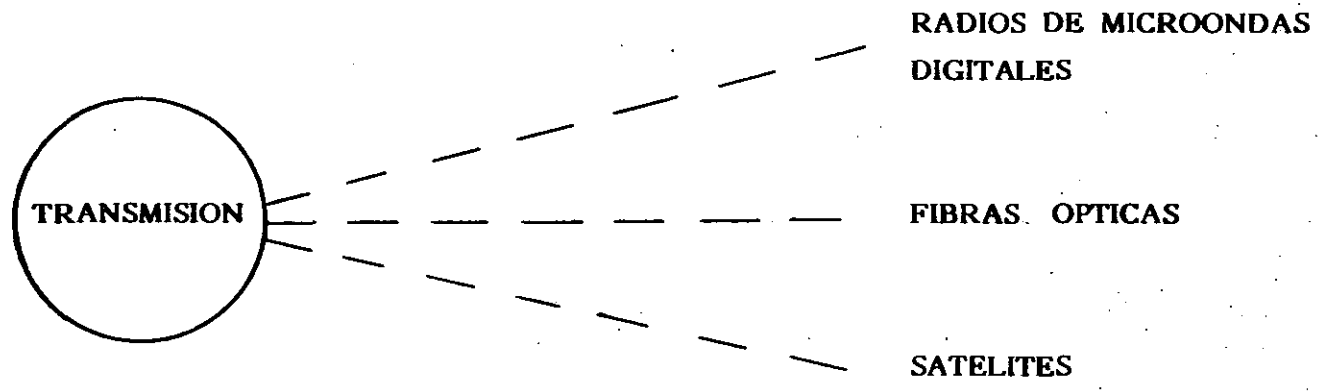
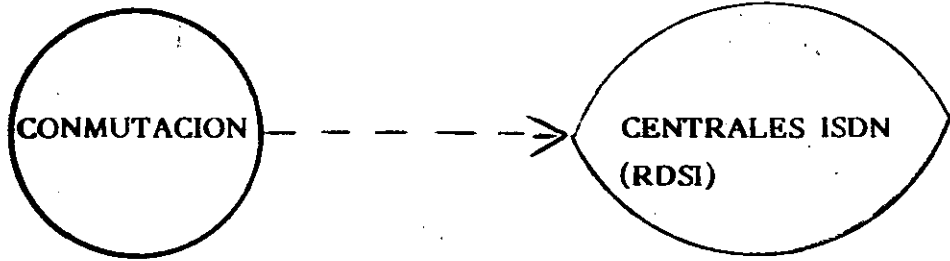
En materia de conmutación las administraciones telefónicas están utilizando centrales de tecnología digital que permiten ofrecer un mayor número de servicios y a la vez ir creando la estructura básica necesaria para la Red Digital de Servicios Integrados (RDSI).



3

)

)



En cuanto a transmisión digital, la tecnología se ha diversificado en sistemas como: Radios de Microondas Digitales, Satelites y Fibras Opticas .

De estas tecnologías las fibras ópticas son las que han tenido el avance más espectacular. Según se menciona en el artículo "Business Implications of Telecommunication Technologys Applications" W.Bender, 1986.

"Las fibras ópticas en media década han llegado a representar la tecnología dominante en medios de transmisión terrestre, basicamente porque la capacidad de manejo de información se ha duplicado cada año, lo que ha influido en una reducción importante de los costos".

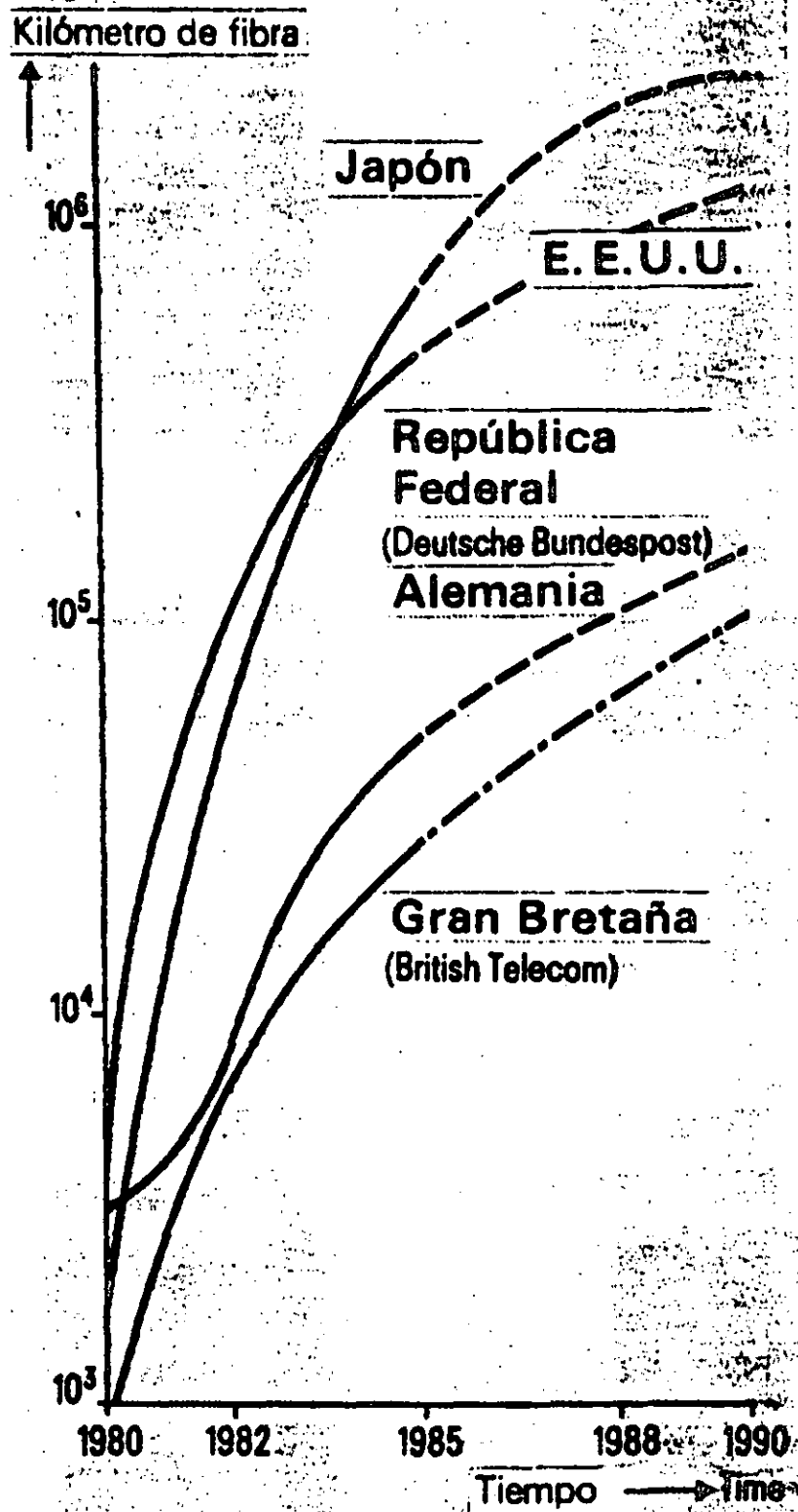
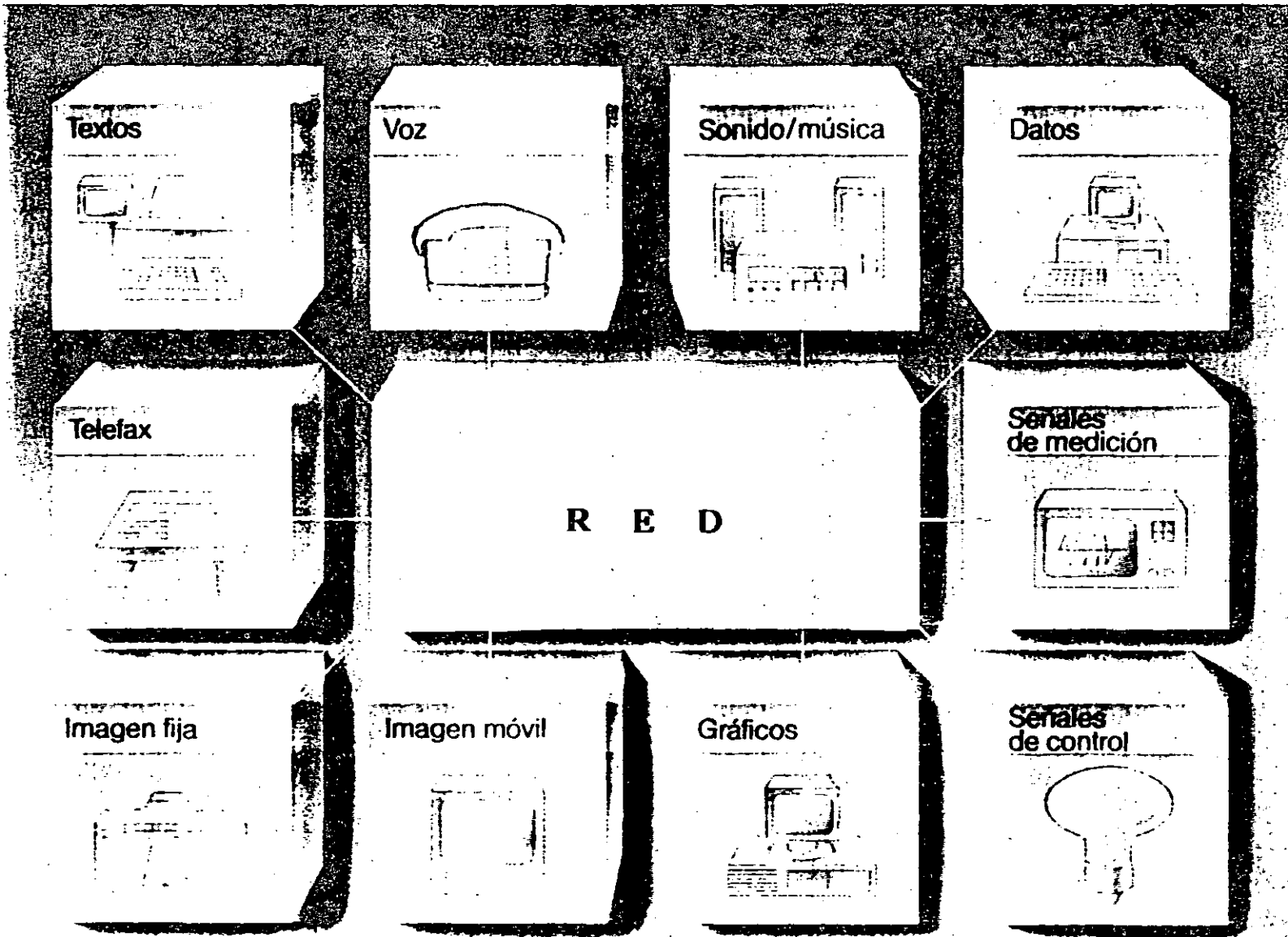


Fig. Requerimientos actuales y futuros en kilómetros de fibras para sistemas de fibras ópticas (curva sumatoria)

DEFINICION DE UNA RED DE AREA LOCAL .

(Local Area Network - LAN).

¿Qué es una Red? Una Red comprende dos o más dispositivos (Sistemas de computadoras, terminales y periféricos inteligentes) enlazados para intercambiar información y compartir recursos. Un dispositivo en una Red es llamado nodo. Algunos nodos son llamados hosts. Un host es cualquier nodo de propósito general en la Red que proporciona gran capacidad de procesamiento, y contiene archivos de información y aplicaciones de usuario. Desde el punto de vista del usuario la mayor ventaja de una Red es que la información que necesita está disponible en el momento que lo desea sin importar donde se encuentre localizada ésta. Desde el punto de vista de una administración las ventajas inmediatas de una Red son el uso eficiente de la información y el compartir recursos caros tales como dispositivos de almacenamiento masivo e impresión.

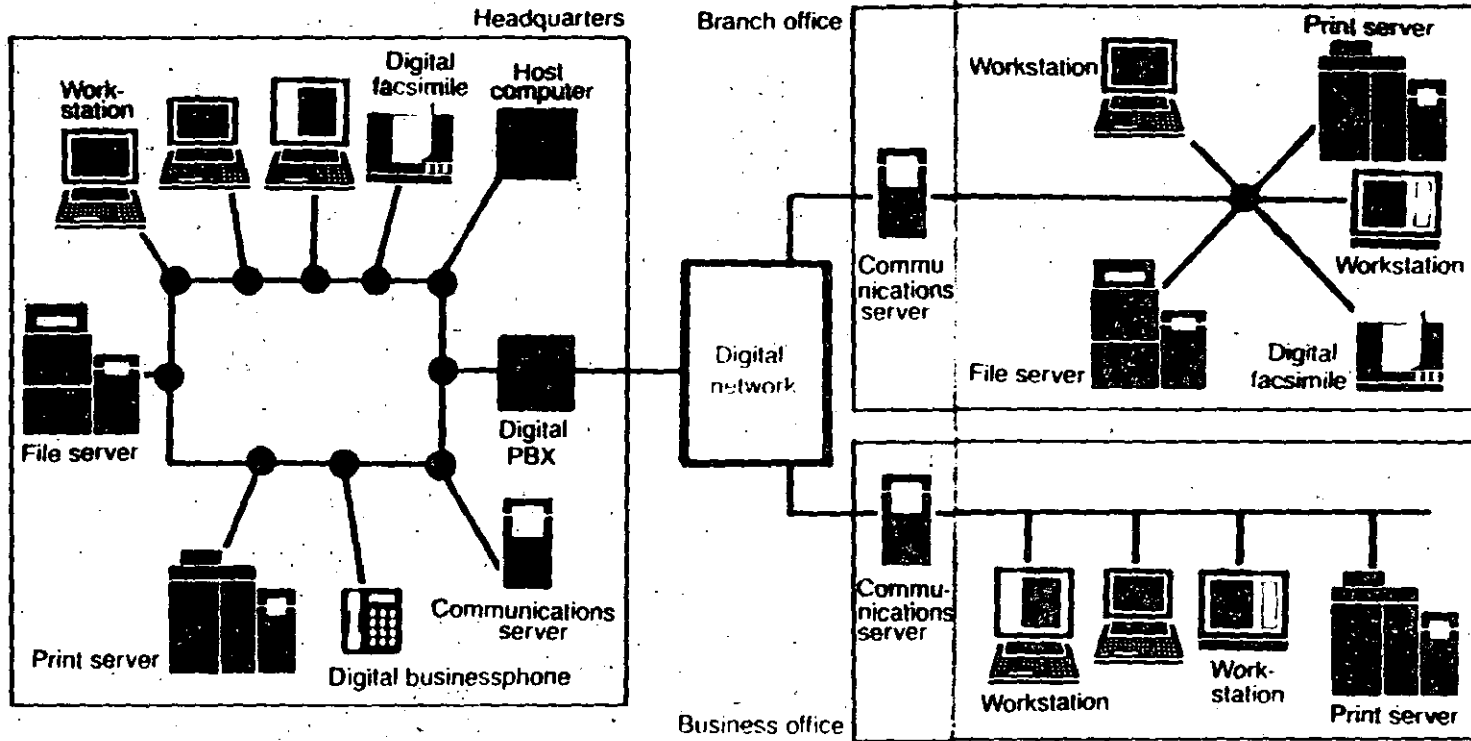


Una Red de Area Local es un sistema de comunicaci3n de datos que permite que un n3mero de dispositivos independientes se comuniquen unos con otros. Todo 3sto de acuerdo a los estandares definidos para un grupo de interfases y protocolos espec3ficos (IEEE 802). La clave para el desarrollo de las LAN's es la disponibilidad de una interfase de bajo costo. El costo para conectar un equipo a una LAN debe ser mucho menor al costo del propio equipo.

Una LAN se distingue de otros tipos de redes de datos en que la comunicaci3n est3 generalmente confinada a una area geogr3fica moderada como un solo edificio, un grupo de edificios o un campus.

El objetivo del estandar de una Red de Area Local es asegurar la compatibilidad entre equipos hechos por diferentes fabricantes para poderlos interconectar con un m3nimo esfuerzo por parte del usuario del equipo. para 3sto el estandar establece una interfase com3n asi como protocolos de comunicaci3n.

Company Communications between LANs



10

El modelo de referencia para la Red de Area Local adoptado por el Comité del IEEE 802 tiene 3 capas:

FISICA: A esta capa concierne la naturaleza del medio de transmisión y los detalles de los dispositivos de conexión y señalización.

CONTROL AL MEDIO DE ACCESO: Una red local está caracterizada por un conjunto de dispositivos todos necesitando compartir un solo medio de transmisión. Lo que significa que es necesario un control de acceso para que solamente un dispositivo transmita a la vez.

CONTROL DEL ENLACE LOGICO: Esta capa es la encargada del establecimiento, mantenimiento y terminación de un enlace lógico entre dispositivos.

Dentro de las topologías existentes la tipo bus y la anillo son las más utilizadas. Dentro de la topología bus se tienen dos métodos de acceso (CSMA/CD y Token bus) en banda base y banda ancha.

SUBCOMITES IEEE 802

- IEEE 802.1 High Layer Interface (HLI) Standards.
- IEEE 802.2 Logical Link Control (LLC) Standard
- IEEE 802.3 CSMA/CD
- IEEE 802.4 Token Bus
- IEEE 802.5 Token Ring
- IEEE 802.6 Metropolitan Area Network (MAN)
- IEEE 802.8 FOTAG (Fiber Optic Task Advisory Group)

De una manera general, una LAN puede ser clasificada de acuerdo a los siguientes criterios:

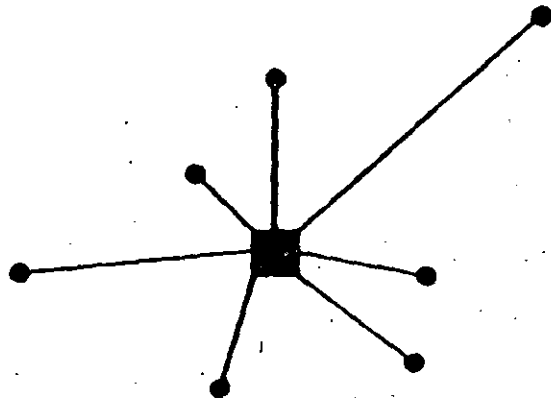
- Topología de la red.
- Medio de transmisión
- Técnica de transmisión
- Protocolo de acceso.

La topología de la red se refiere a la forma lógica en la cual las estaciones de una LAN son interconectadas. Las topografías más utilizadas son:

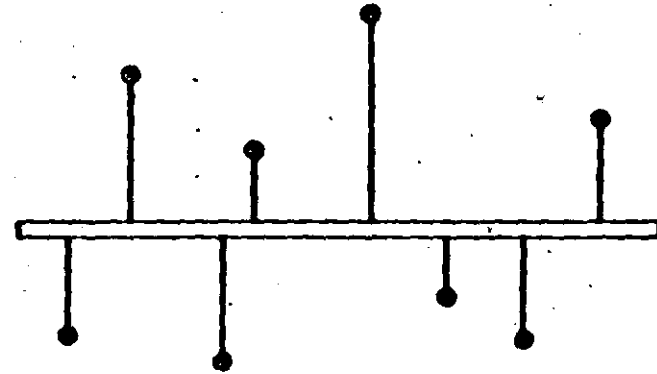
- Estrella
- Anillo
- Bus

En muchas ocasiones, una implementación específica de una LAN puede utilizar una combinación de ellas para crear una configuración híbrida.

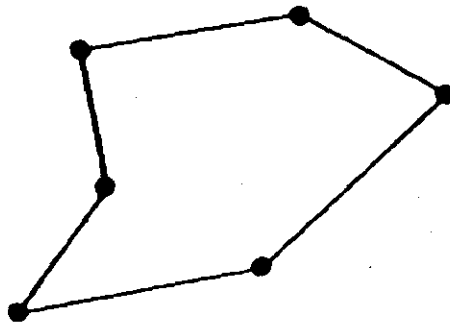
TOPOLOGIA	VENTAJAS	DESVENTAJAS
ESTRELLA	FACIL AISLAMIENTO DE FALLAS (PUENTE Y REPARACION DE ESTACIONES DAÑADAS).	MAYOR CANTIDAD DE CABLE PARA INTERCONEXION.
ANILLO	MENOR SENSIBILIDAD A LA DISTANCIA YA QUE CADA ESTACION REGENERA LA SEÑAL, EXISTEN FACILIDADES DE VERIFICACION Y SENCILLO CONT. DISTRIBUIDO.	VULNERABLE A FALLAS DE ESTACION Y DIFICULTAD PARA AGREGAR O CAMBIAR ESTACIONES.
BUS	CORTAS LONGITUDES DE CABLE Y BAJA SENSIBILIDAD A FALLAS DE ESTACION.	ALTA SENSIBILIDAD A LA DISTANCIA (ATENUACION) Y DIFICULTAD PARA EXPANSIONES FUTURAS (CABLEADO).



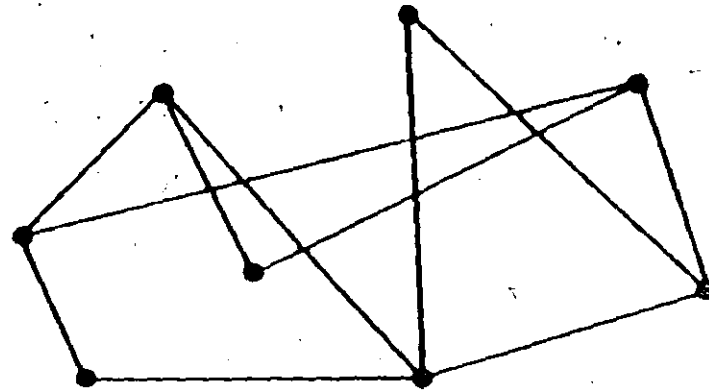
Star network



Bus network



Ring network



Mesh network

Local area network topologies.

2/

Estrella.- Con esta topología todas las estaciones se conectan a través de un punto de control central. Las ventajas de la topología estrella incluyen el fácil aislamiento de fallas, así como el puenteo y reparación de estaciones averiadas. La desventaja es que para interconectar todas las estaciones, se requiere de una mayor cantidad de cable.

Anillo.- En este caso, cada estación se conecta a la siguiente para formar un bucle cerrado. Cada estación tiene un transmisor y un receptor, y los datos se transmiten en una sola dirección alrededor del anillo. Las ventajas del anillo radican en una menor sensibilidad a la distancia, debido a que cada estación regenera la señal, así como un sencillo control distribuido y facilidades de verificación.

La mayor desventaja es su sensibilidad a fallas de estación (una terminal en falla puede romper el anillo) y la dificultad para agregar o cambiar estaciones.

Bus.- Con un bus, todas las estaciones se conectan a un cable sencillo. Las ventajas son las cortas longitudes de cable y su baja sensibilidad a fallas de estación. Sus desventajas son su alta sensibilidad a la distancia (atenuación) y su dificultad para realizar cableados previos a futuras expansiones.

El segundo criterio es el medio de transmisión usado para interconectar los procesadores. La mayoría de las LAN's utilizan alguna forma de cable para interconectar los dispositivos de la red, sin embargo, existen algunas que usan radioenlaces.

Los medios de transmisión más usados actualmente son:

- Cable de pares torcidos con y sin blindaje (Twisted pair cable).
- Cable coaxial
- Fibra óptica.

El tercer criterio es el método utilizado para la transmisión de señales sobre el cable. Existen básicamente 2 métodos: en banda base y en banda ancha.

BANDA BASE.- Usan un solo medio físico de transmisión que solo lleva datos. Todos los nodos en una LAN Banda base transmiten en la misma frecuencia y así tienen que esperar su turno para hacer uso del canal de comunicación. Dependiendo del medio de transmisión que se utilice se podrán alcanzar altas velocidades de transmisión y los canales pueden compartirse utilizando las técnicas convencionales de multiplexaje por división de tiempo (TDM).

BANDA ANCHA.- Usa también un solo canal físico pero se subdivide en un número de canales de frecuencia independientes, estos subcanales transmiten información en diferentes formas como: voz, video y datos, simultáneamente. Las LAN's de Banda Ancha son útiles en aplicaciones como las teleconferencias que pueden contribuir a realizar grandes ahorros al eliminar la necesidad de que los ejecutivos viajen grandes distancias para asistir a una reunión de negocios. Las universidades también se ven beneficiadas con esta tecnología ya que pueden compartir información en incluso impartir una clase simultánea en varios lugares con la ayuda de una pantalla de video.

La desventaja de esta técnica es el costo relativamente alto de los Modems de radiofrecuencia.

El cuarto criterio es el protocolo que gobierna la forma en que las estaciones individuales accesan el medio de transmisión. Existen muchos protocolos de acceso, sin embargo, los más importantes son:

CSMA/CD Multiacceso a portadora con detección de colisión para BUS generalmente (Ethernet).

TOKEN PASSING Sistema de acceso en vía única

En el protocolo **CSMA/CD** todas las estaciones conectadas a la red pueden monitorear el medio de transmisión en cualquier momento. Cuando una estación necesita transmitir datos, ésta debe esperar hasta que la línea se encuentra libre (en silencio) para transmitir. Si 2 o más estaciones transmiten al mismo tiempo, puede ocurrir una "colisión".

Cada estación detecta la colisión y espera un tiempo variable antes de probar el medio y retransmitir. Debido a que el tiempo de espera de cada estación es diferente, la probabilidad de una segunda colisión es muy baja.

El protocolo CSMA/CA es similar al anterior, con la sola diferencia de que todas las estaciones realizan un "algoritmo" que les permite evitar colisiones y no solo detectarlas.

El esquema de acceso a vía única (*token passing*) usualmente se utiliza en redes estructuradas en forma de anillo, un mensaje especial llamado símbolo o muestra (*token*) es enviado de una estación a la siguiente alrededor del anillo. Cuando una estación recibe la "muestra", ésta puede transmitir un mensaje o bien pasar la muestra no usada a la siguiente estación en el anillo. Cada estación recibe una oportunidad de transmitir durante el tiempo que le toma a la muestra en circular alrededor del anillo.

El protocolo CSMA/CD es usado por XEROX en su LAN Ethernet y el proceso "*Token passing*" en la mayoría de los productos LAN de IBM. El protocolo CSMA/CA es menos usado que los otros dos. El protocolo CSMA/CD se adapta bien a redes con estructura de BUS, debido a la muy alta velocidad de transmisión de la LAN y a que su aplicación ocupa un porcentaje muy pequeño de la capacidad de transmisión total.

Cuando el tráfico en la LAN se incrementa, el número de colisiones empieza a aumentar para una gran cantidad de mensajes y la operación de la LAN se degrada visiblemente. Sin embargo, diferentes análisis sobre redes Ethernet han demostrado que la utilización del canal aún en horas pico se degrada menos del 10%, lográndose un 99% de transmisión sin colisiones.

Con el protocolo de acceso a vía única, usado por los productos IBM, un mayor porcentaje de la capacidad total del medio puede ser usado antes que la operación se vea degradada. Sin embargo, cada estación debe esperar su turno para transmitir y por lo tanto este método es menos eficiente que el CSMA/CD en redes que usan un porcentaje pequeño de la capacidad de transmisión total.

El diseño efectivo y la aplicación óptima de una LAN depende en gran parte del buen entendimiento de sus "limitaciones" así como de sus capacidades. Lo más importante es notar que una LAN proporciona un "medio" de comunicación. Sin embargo, la conexión a una LAN no garantiza la comunicación. La habilidad para comunicarse depende finalmente del usuario o del dispositivo de usuario y no de la red que los conecta. Una LAN proporciona conexiones, pero puede o no proporcionar comunicaciones.

LAN's EXISTENTES

Las siguientes redes utilizan diferentes métodos de acceso al canal, tanto en banda base como en banda ancha:

Ethernet: desarrollado por la compañía XEROX en colaboración con Digital Equipment Corporation (DEC) e INTEL Corporation. Es un sistema en banda base con CSMA/CD.

Wangnet: desarrollado por Wang Computers. Es un sistema en banda ancha con CSMA/CD.

Localnet: Desarrollado por Sytek. Este sistema también es en banda ancha con CSMA/CD .

Domain: Desarrollado por Apolo Computers, este sistema es en banda ancha utilizando *Token-passing* en topología anillo.

ABREVIATURAS UTILIZADAS

ANSI	American National Standards Institute
CATV	Community Antenna Television
CSMA/CD	Carrier Sense Multiple Access with Collision Detection
HILI	High Layer Interface
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
LAN	Local Area Network
LLC	Logical Link Control
MAC	Medium Access Control
MAN	Metropolitan Area Network

EQUIPO TERMINAL EN LA RED LOCAL

De los sistemas disponibles para la transmisión de señales a 34 Mbps y 140 Mbps están el LA34LWLON y el LA140LWLON (Siemens) que están diseñados de acuerdo con la recomendación G.703 del CCITT y son para uso con fibra unimodo y multimodo, operando en el rango de 1300 nm de longitud de onda. Como los enlaces son entre terminales de línea cercana, no se requieren repetidores; éstos equipos están disponibles en 2 versiones, una con diodo emisor de luz (LED) y otro con diodo laser (LD) como transmisor. En la siguiente tabla se muestran los valores característicos de la fibra y la longitud de las secciones para los dos sistemas como función del diseño de los transmisores.

Line Equipment

System	Mbit/s	34	34	140	34	34	140
Optical fiber		Multimode fiber ($d_c = 50 \mu\text{m}$)			Single-mode fiber ($d_c = 10 \mu\text{m}$)		
Optical transmitter		LED	LD	LD	LED	LD	LD
Optical wavelength	nm	1300					
Minimum transmitted power*	dBm	-20	-4	-9	-27	-6	-9
Spectral half-power width of the source diode	nm	<130	<10	<10	<130	<10	<5
Received power* ($BER \leq 10^{-10}$)	dBm	-39	-39	-32	-39	-39	-33
Bandwidth } Dispersion } per regenerator- section	MHz ps/nm	≥ 100 -	≥ 100 -	≥ 200 -	≥ 100 -	≥ 100 -	- 230
Theoretical optical route loss	dB	19	35	23	12	33	24
System margin	dB	6	4	4	4	4	4
Maximal practical optical route loss	dB	13	31	19	8	29	20
Fiber loss	dB/km		1,0			0,4	
Specific splice loss	dB/km		0,2 to 0,05			0,1 to 0,025	
Specific repair margin	dB/km		0,35 to 0			0,2 to 0	
Specific cable loss for route planning	dB/km		1,55 to 1,05			0,7 to 0,425	
Possible section length	km	8.4 to 12.4**	20 to 29.5	12.3 to 18.1	11.4 to 18.8**	41 to 68	28.5 to 47

* These values already include the equipment connector loss.

** A possible limitation of the maximum section length due to dispersion and spectral transmit bandwidth must be taken into account.

d_c Core diameter
LED Light-emitting diode
LD Laser diode

Table Characteristics of the LA34LWLN and LA140LWLN transmission systems for the local network

CODIGOS DE LINEA OPTICOS

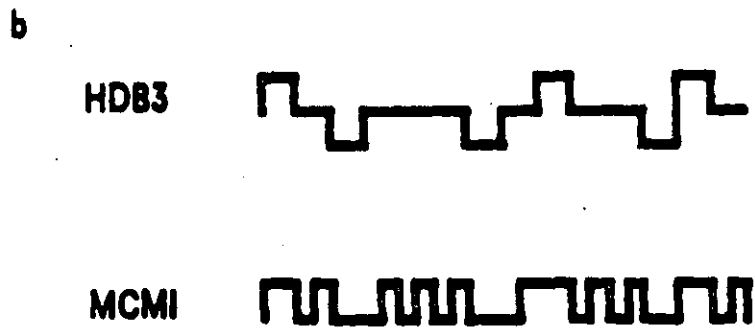
Debido al cambio del medio de transmisión (cable coaxial-fibra óptica) es necesario convertir el código de interfase especificado por el CCITT.

Para sistemas de 34 Mbps, el código CMI modificado MCMI (Modified Coded Mark Inversion) 1B2B se emplea y tiene las siguientes ventajas:

- Conversión muy simple de la señal de interfase codificada HDB3 (High Density Bipolar of order 3) a la señal de línea de 2 niveles.
- Conversión igualmente simple para regresar al código HDB3 al final de la recepción.
- Circuito de poca complejidad, bajo consumo de energía y gran confiabilidad.

La señal de la interfase a 34 Mbps codificada en HDB3, es convertida a la señal codificada MCMI para línea óptica de acuerdo con el principio de conversión mostrado en la siguiente figura.

a	HDB3		MCMI
	+1	—————→	11
	-1	—————→	00
	0	—————→	01



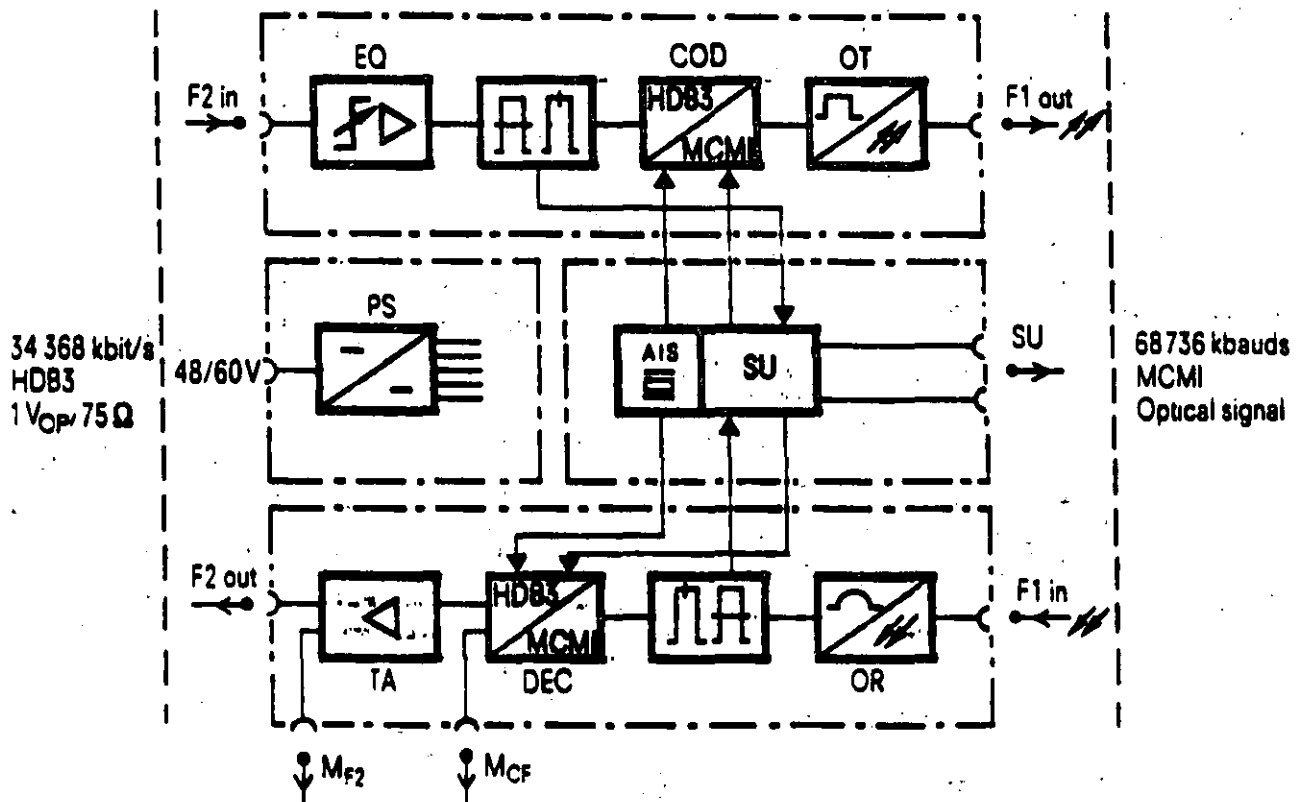
HDB3 HDB3 code (high density bipolar of order 3)
 MCMI MCMI code (modified coded mark inversion)

Fig. Code conversion from HDB3 to MCMI

- a Conversion principle
- b Example of code conversion

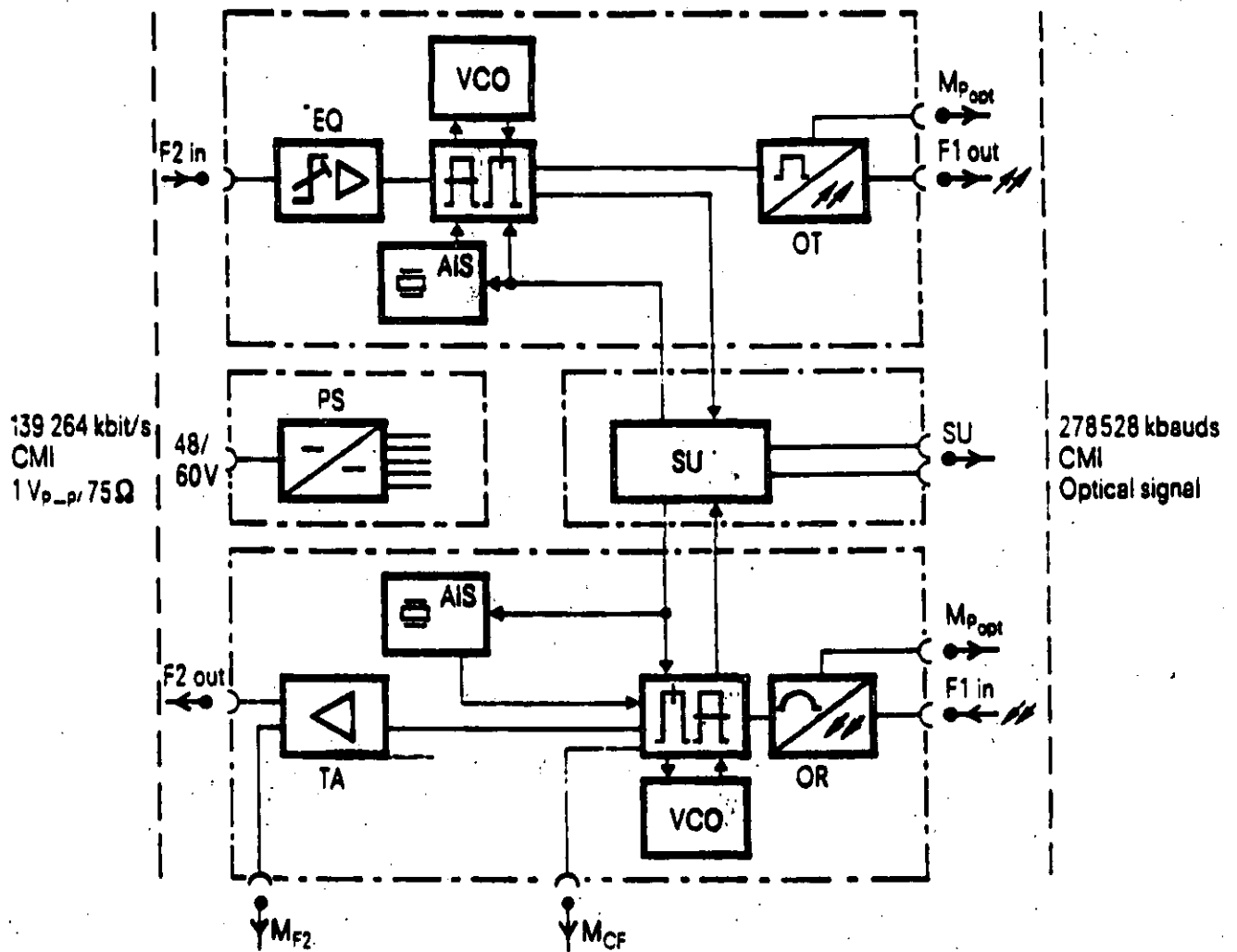
Para el caso del sistema a 140 Nbps la señal de interfase recomendada por el CCITT está ya en dos niveles y por lo tanto se utiliza directamente como señal del enlace óptico.

Line Equipment



AIS	Alarm indication signal	MCM1	MCM1 code (modified coded mark inversion)
COD	MCM1 encoder	OR	Optical receiver
DEC	MCM1 decoder	OT	Optical transmitter
EQ	Equalizer	PS	Power supply (voltage converter)
HDB3	HDB3 code (high density bipolar of order 3)	SU	Supervision circuit
M _{Cf}	Code error test point	TA	Transmit amplifier
M _{F2}	Test point for F2 signal		

Fig. Functional diagram of the LE34LWLON line terminating unit for the local network



139 264 kbit/s
CMI
1V_{p-*p*} 75Ω

278 528 kbauds
CMI
Optical signal

- | | | | |
|------------------------------|---|-----|----------------------------------|
| AIS | Alarm indication signal | OR | Optical receiver |
| CMI | CMI code (coded mark inversion) | OT | Optical transmitter |
| EQ | Equalizer | PS | Power supply (voltage converter) |
| M _{CF} | Code error test point | SU | Supervision |
| M _{F2} | Test point for the F2 signal | TA | Transmit amplifier |
| M _{p_{opt}} | Test point for laser diode bias current
or the equivalent received power | VCO | Voltage-controlled oscillator |

Fig. Functional diagram of the LE140LWLON line terminating unit

APLICACIONES

Los principales tipos de aplicación de estas redes son en oficinas, fábricas, gobierno, educación y medicina. En 1986 las ventas de LAN's alcanzaron los 520 millones de dólares en Estados Unidos y se aplicaron en las siguientes áreas:

SECTOR	% MERCADO
Oficina	52
Gobierno	14
Educación	13
Oficina/fábrica	11
Médica	6
Fábrica	4
T O T A L	100

MEDIO	TOPOLOGIA	PROTOCOLO DE ACCESO	% MERCADO	
			1986	1991
Coaxial banda base	Bus	CSMA/CD	43	21
Coaxial banda ancha	Bus	CSMA/CD	24	15
Coaxial banda ancha	Bus	Token	5	17
Par de cobre	Bus	CSMA/CD	4	3
Par de cobre	Anillo	Token	8	20
Par de cobre	Estrella	TDMA	8	4
Fibra óptica	Bus	CSMA/CD	3	6
Fibra óptica	Anillo	Token	2	11

MEDIOS DE TRANSMISION	1986 %	1991 %
Coaxial banda base	45	23
Coaxial banda ancha	30	33
Cable multipar	20	27
Fibra óptica	5	17
T O T A L	100	100
TOPOLOGIA DE RED		
Bus	79	62
Anillo	10	31
Estrella	8	4
Otras	3	3
T O T A L	100	100
PROTOCOLO DE ACCESO		
CSMA/CD	74	45
Token	15	48
TDMA	8	4
Otras	3	3
T O T A L	100	100

Debido a las características inherentes a la Fibra Óptica se ha empleado para sistemas de seguridad como las redes a bordo de los barcos de la Marina de Estados Unidos y que interconectan computadoras y demás dispositivos inteligentes. Se conoce como SAFENET (Shipboard Advanced Fiber Optic Embedded Network), está basada en el estandar IEEE 802.5 *Token Ring*.

Recientemente la Comunidad Europea en el area de investigación y desarrollo en tecnologías de comunicación avanzadas en Europa (RACE) estableció el objetivo de desarrollar un BISDN (RDSI Banda Ancha) empleando fibras ópticas como medio de transmisión para proporcionar servicios en 1995.

En 1989 se inaugurará el primer sistema trasatlántico privado con una longitud de siete mil kilómetros que va de la Costa Oeste de Inglaterra a Nueva York. Los dos cables podrán suministrar 24 mil circuitos de voz o una mezcla de voz, video y datos a alta velocidad (Cable and Wireless y NYNEX).

En Japón se tiene el proyecto de colocar un enlace que va a través del Pacífico Norte hasta la Costa Oeste de los Estados Unidos y que tendrá una capacidad de 60 mil llamadas telefónicas; en el proyecto intervienen las compañías International Digital Communications y Cable and Wireless en Japón y Pacific Telecom Cable (80%), Cable and Wireless (20%) en Estados Unidos.

KDD tiene como parte del plan regional de cables submarinos TCP (TRANSPACIFIC CABLE SYSTEM) la instalación del TCP3 que se conectará con un sistema de cuatro cables de Hawaii (HAW-4) con un costo total de 131 millones de dólares. TCP3 se construirá por NEC, FUJITSU y ATT; HAW-4 lo construirá ATT.

Se tienen planes de un TPC-4 entre Japón y los Estados Unidos y un sistema que interconecte Hong Kong, Japón y Corea.

Mercury Communications subsidiaria de Cable and Wireless construirá un enlace entre Inglaterra, Francia y Portugal; existe otro proyecto para enlazar Inglaterra con Holanda sin uso de repetidores con una longitud de 170 km y que se terminará a finales de 1989.

US Sprint's Nationwide Digital Fiber Optic Network

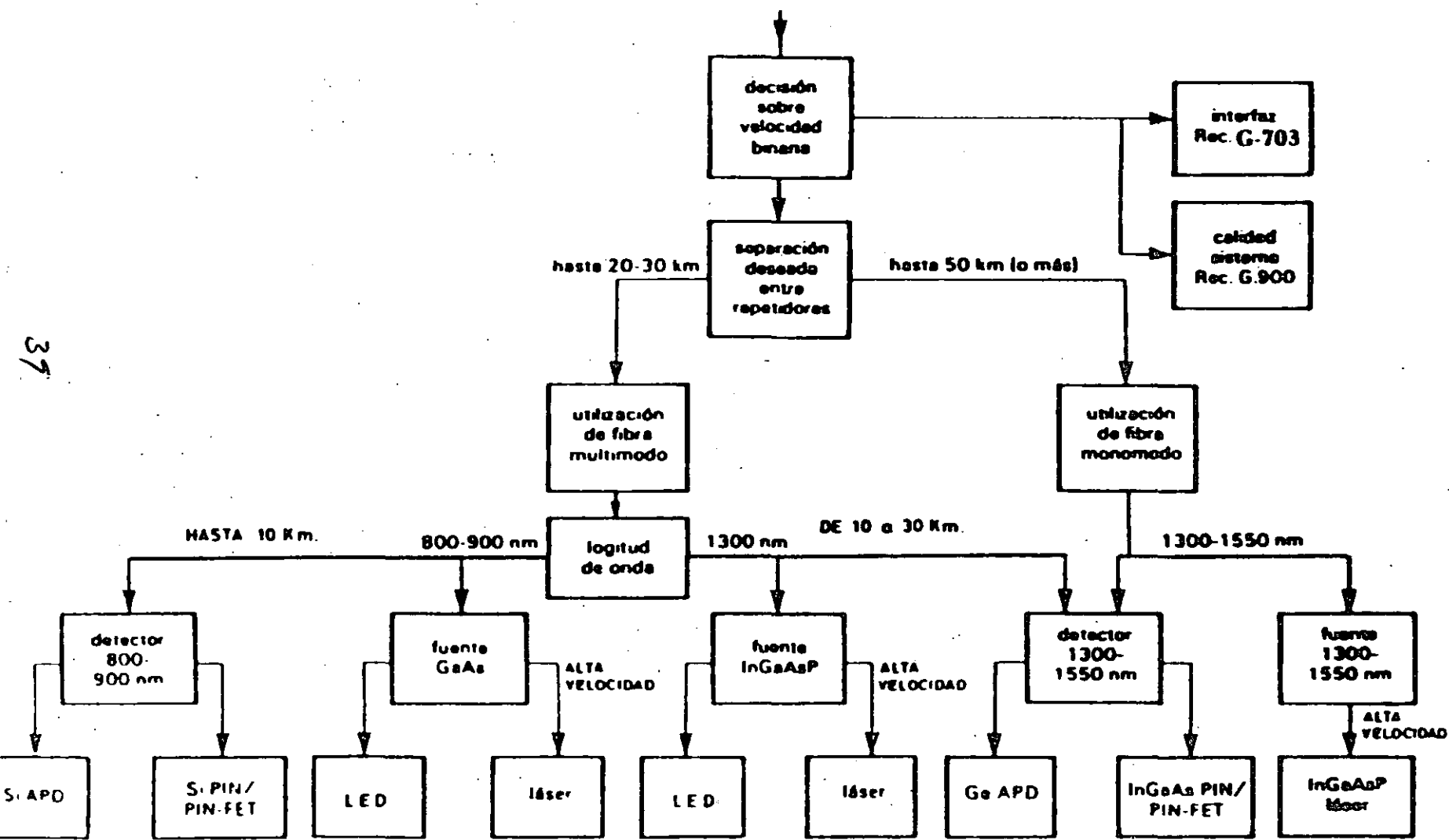


In-Service

- Extent — through 1998
- - - - - Extent — (1998 +) General Availability
- POP — In-Service (1000000)
- POP — Planned (1000 +)
- △ Switch

38

37



Proceso de diseño de un sistema de transmisión a través de F.O.

Perspectivas para el futuro

Nivel de red	Red privada	Red de abonado	Red urbana		Red interurbana			
			sin CBA	con CBA	Corta distancia		Larga distancia	
					sin CBA	con CBA		
Aplicación (servicio)	Datos de alta velocidad	CBA	ISDN + datos de alta velocidad	ISDN + datos de alta velocidad + CBA	ISDN + datos de alta velocidad	ISDN + datos de alta velocidad + CBA	ISDN + datos de alta velocidad + CBA	
Parámetros del sistema								
Capacidad del sistema	Mbit/s	≥ 10	$n(64 + x)$ kbit + TV	8	≥ 140	≥ 34	≥ 140	≥ 140
Longitud de onda	nm	850			1300			
Longitud de enlace	km		3 hasta 5	5 hasta 15	15 hasta 30	20 hasta 40		
Parámetros del cable								
Tipo de fibra		Fibra de índice gradual				Fibra monomodo		
Ancho de banda	MHz·km	≤ 400			≥ 1300		> 10000	
Atenuación	dB/km	4 hasta 2,5			≤ 1		0,8 hasta 0,5	

CBA Comunicación de banda ancha

ISDN Integrated Services Digital Network

Tabla Empleo de sistemas de fibras ópticas

Proyecto de fibra óptica	Longitud del cable km	Cantidad de fibras	Construcción del cable						
			Característica de las fibras				Configuración del cable		Características especiales
			Diámetro núcleo/revestimiento µm	Atenuación (en λ = 850 nm) dB/km	Ancho de banda (en λ = 850 nm) MHz · km	Apropiado para operación en 1300 nm	Elemento central	Tubito y alma con relleno?	
Cable interoficina Berlín	4,3	8	62,5/125	5	400	no	Alambre de acero	no	
Cable interurbano Frankfurt 1- Oberursel	15,4	6	62,5/125	5	300	no	Plástico reforzado con fibra de vidrio	no	
Cable urbano Berlín: Cable principal	2,2	42/114						si	Trenzado por grupos
Cable de conexión	1,3	6					Plástico reforzado con fibra de vidrio sin elemento central	no	
Cable de instalación	4,7	2	50/125	6	300	no		no	Dos alambres de cobre en el cable
Cables aéreos en los Alpes	20	4	50/125	4	300	si	Plástico reforzado con fibra de vidrio	si	Cable aéreo autoportante
Cable interurbano Frankfurt 1- Frankfurt 0	4,5	12	50/125	4	300	si	Plástico reforzado con fibra de vidrio		
Cable interurbano Fürstfeldbruck- Olching	8,7	2	50/125	3	300	si	Plástico reforzado con fibra de vidrio	si	
Cable interurbano Berlín	9	4	50/125	0,8 (en λ = 1300 nm)	1300 (en λ = 1300 nm)	si	Plástico reforzado con fibra de vidrio	si	Cable de cubierta PAL, dos alambres de cobre en el cable

Tabla Valores típicos de cables de fibra óptica provistos por Siemens para obras del Correo Federal Alemán

CONCLUSIONES

Para el futuro puede asegurarse que la Fibra Optica será el medio más empleado en Redes de Area Local (LAN) para Comunicaciones de Datos, aplicaciones de Banda Ancha, "edificio inteligente" y otras más.

El advenimiento de los cables de Fibra Optica resistentes al fuego como el desarrollado por NORSK FIBREOPTIKK que puede resistir pruebas de 3 horas al fuego con temperaturas de 750 a 1000 grados centígrados, amplía el rango de ambientes en donde los sistemas de fibra óptica pueden instalarse.

Siegfried Geckeler

Conceptos de la Transmisión de la Información con Fibra Óptica

La transmisión de la información mediante fibra óptica es aún una especialidad muy reciente, en la cual se han creado en pocos años abundantes nuevos conceptos, de los cuales los principales serán aclarados a continuación. Naturalmente el uso lingüístico para muchos de estos conceptos aún no es uniforme, de manera que algunos de ellos son sinónimos. Las primeras tentativas para la normalización en el ámbito internacional las constituyen el «Temporary Document 7-E» del Study Group XV del CCITT/IEC y en el ámbito germano la norma DIN 57888/VDE 0888 «Guías de Onda Ópticas para las Telecomunicaciones, Parte 1: Conceptos». Contrariamente, no fueron incluidos conceptos de la técnica de transmisión digital en general, dado que los mismos fueron ampliamente aclarados en el Suplemento Especial «Técnica de Transmisión Digital» de telcom report 2 (1979).

En los diferentes considerandos hay conceptos que son explicados en la presente recopilación caracterizados por flechas indicativas (→). Además, para cada concepto está indicada la correspondiente expresión inglesa.

Concepto central la «guía de onda óptica» que, contrariamente al «conductor óptico», sirve para la transmisión de señales y/o comunicaciones. El concepto de «óptica» incluido se refiere originalmente sólo a la radiación visible para el ojo humano con una longitud de onda entre 400 y 700 nm. Sin embargo se ha hecho usual designar con

«óptica» a la radiación en las áreas espectrales colindantes, por ej. en el cercano infrarrojo, para destacar las afinidades técnicas con la luz visible.

Absorción absorption

Conjuntamente con la → dispersión causa principal para la → atenuación de una fibra óptica. Se genera por impurezas indeseadas en el material de la fibra óptica y sólo tiene consecuencias en determinadas longitudes de onda luminosa. En → fotodiodos la absorción es el proceso en el cual un fotón entrante es aniquilado y con su energía es elevado un electrón desde la banda de valencia a la banda de conducción (→ separación entre bandas).

Contraposición: → Emisión.

Acoplador coupling element

Componentes ópticos pasivos para la transmisión de luz entre fuente óptica y fibra óptica o entre varias fibras ópticas. De especial importancia son aquellos acopladores que posibilitan la disposición de redes de fibras ópticas para el enlace de varios emisores y receptores (→ acoplador T, → acoplador estrella, → ramificadores).

Acoplador estrella star coupler

Dispositivo central para redes de fibras ópticas en estrella. Conecta a numerosos → transmisores y → receptores y distribuye la potencia óptica de la señal, que entrega un transmisor, uniformemente a todos los receptores conectados.

Acoplador T T-coupler, tapping element

Elemento óptico para la convergencia de la luz de dos fibras ópticas (→ acoplador). Inversamente también puede servir para dividir la potencia óptica de una fibra óptica en dos fibras ópticas salientes.

Ancho de banda de transmisión transmission bandwidth

La frecuencia con la cual la → función de transferencia de una fibra óptica ha caído a la mitad de su valor con frecuencia cero, o sea con la cual la atenuación de señal ha aumentado en 3 dB. Dado que el ancho de banda de transmisión de una fibra óptica es aproximadamente recíproca a su longitud (→ mezcla modal) muchas veces es indicado el producto ancho de banda - longitud como indicativo de calidad.

Dipl.-Ing. Dr.-Ing. Siegfried Geckeler,
Siemens AG,
Departamento Central de Investigación
y Desarrollo, Munich

Con la introducción de nuevas técnicas se recomienda fijar previamente los nuevos conceptos específicos, ya que la interpretación de equivalentes enunciados será unívoca cuanto más precisa es la definición de los mismos.

Angulo de aceptación acceptance angle

Semiángulo opuesto por el vértice del cono dentro del cual la potencia acoplada en una fibra óptica uniformemente iluminada es igual a una fracción especificada de la potencia total acoplada. De la óptica geométrica resulta el máximo ángulo de aceptación teórico

$$\Theta = \text{arc. sen.} \sqrt{n_1^2 - n_2^2}$$

Al seno del ángulo de aceptación se lo denomina \rightarrow apertura numérica.

Angulo de acoplamiento launch angle

Angulo entre la dirección de propagación de la luz incidente y el eje óptico de una fibra óptica. Para que la luz incidente pueda ser acoplada, este ángulo debe situarse entre cero y un valor máximo que depende del lugar sobre su sección transversal o bien de su \rightarrow diferencia entre índices de refracción respecto al \rightarrow revestimiento (\rightarrow apertura numérica, \rightarrow diagrama espacio-fase).

Apertura numerica numerical aperture

Seno del máximo \rightarrow ángulo de acoplamiento posible de una fibra óptica (\rightarrow Diagrama espacio-fase). De la óptica geométrica resulta el valor teórico $NA = \sqrt{n_1^2 - n_2^2}$, donde n_1 es el mayor \rightarrow índice de refracción en el \rightarrow núcleo y n_2 el índice de refracción en el revestimiento. Los valores medidos son por lo general menores, dado que el \rightarrow campo lejano de la fibra óptica para ángulos grandes no es rígidamente limitado. Por ello, en la práctica, se denomina como apertura numérica al seno de un \rightarrow ángulo de aceptación apropiadamente definido.

Atenuación attenuation

Disminución de la potencia óptica entre dos secciones transversales de una fibra óptica. Sus causas principales son el \rightarrow esparcimiento y la \rightarrow absorción así como pérdidas ópticas en \rightarrow conectores y \rightarrow emplames. Se la define por la expresión: $-10 \lg (P_2/P_1)$ dB, donde $P_2 < P_1$.

Descripción más precisa: Atenuación de trazo continuo (\rightarrow función de transferencia).

Atenuación de inserción insertion loss

Es la \rightarrow atenuación producida por la inserción de un componente óptico, por ej. de un \rightarrow conector ó un \rightarrow acoplador, en un sistema de transmisión óptica.

Campo lejano far field distribution

La distribución de la potencia óptica irradiada por una fuente lumínica o por el final de una fibra óptica sobre el ángulo referido el eje óptico (\rightarrow intensidad radiante). Es determinante para la distribución de campo a mayor distancia de la fuente óptica y en fibra óptica dependiente de su longitud y estimulación, así como de la longitud de las ondas luminosas.

Campo próximo near field aperture

Distribución de la \rightarrow intensidad sobre una superficie radiante, por ej. sobre la sección transversal de una fibra óptica.

Coefficiente de atenuación attenuation coefficient

El coeficiente de atenuación α , también llamado factor de atenuación o atenuación específica, es la \rightarrow atenuación referida a la longitud de una fibra óptica uniforme con \rightarrow distribución de potencia modal estacionaria (unidad de medida usual: dB/km).

Conector connector

Dispositivo para la conexión fácilmente separable y ensamblable de dos fibras ópticas. Normalmente la \rightarrow atenuación de inserción de un conector es mayor a la de un \rightarrow empalme.

Corriente de umbral threshold current

Valor de la corriente sobre el cual la amplificación de la fibra óptica en un \rightarrow diodo laser se hace mayor que las pérdidas ópticas de manera de producir \rightarrow emisión estimulada. La corriente de umbral es muy termodependiente.

Diagrama de radiación radiation pattern

Representación gráfica de la distribución de \rightarrow campo lejano, o sea de la distribución de la potencia óptica irradiada por una fuente lumínica o una fibra óptica por un ángulo referido al eje óptico.

Diagrama espacio-fase phase space diagram

Representación de las propiedades de transmisión lumínica de una fibra óptica en un sistema de coordenadas especialmente apto para ello. Sus coordenadas son la superficie $A = \pi r^2$ de un círculo con el radio r y el ángulo sólido $\Omega = 2\pi \cdot (1 - \cos \Theta) \approx \pi \cdot \text{sen}^2 \Theta$ de un cono circular con el ángulo de aceptación $\pm \Theta$. El diagrama espacio-fase indica la curva límite de aceptación por \rightarrow apertura numerica, \rightarrow diámetro del núcleo y \rightarrow perfil del índice de refracción de una fibra óptica para \rightarrow modos guiados así como la distribución de la \rightarrow radiancia en la sección transversal y ángulo sólido (\rightarrow volumen modal). La superficie geométrica bajo la curva de aceptación es proporcional a la cantidad de modos conducidos.

Diámetro del núcleo core diameter

Diámetro del menor círculo que encierra la superficie del núcleo. Radio del núcleo es el radio de este círculo.

Diámetro del revestimiento cladding diameter

Diámetro del menor círculo que encierra la superficie del revestimiento.

Diferencia entre índices de refracción refractive index difference

Diferencia entre el mayor \rightarrow índice de refracción n_1 que tiene lugar en el \rightarrow núcleo de una fibra óptica y el índice de refracción n_2 en el \rightarrow revestimiento. La diferencia entre índices de refracción es determinante para la magnitud de la \rightarrow apertura numérica y para el valor de la atenuación adicional causada por \rightarrow microcurvaturas. En cáculos se emplea generalmente la diferencia entre índices de refracción normalizada

$$\Delta = (n_1^2 - n_2^2) / 2n_1^2 \approx (n_1 - n_2) / n_1$$

Diodo luminiscente (LED)
light emitting diode

Diodo semiconductor que con flujo de corriente emite luz incoherente (→ emisión espontánea). Para la operación con fibras ópticas hay LED de alto rendimiento de → doble heteroestructura.

Diodo Láser (LD)
laser diode

Diodo semiconductor que por encima de una → corriente de umbral emite luz coherente (→ emisión estimulada). El servicio de trazo continuo únicamente es posible con diodos láser de → doble heteroestructura. Se diferencia entre diodos láser de «guía por la ganancia» (gain-guided) y «guía por el índice» (index-guided), cuyas propiedades, por ej. el ancho espectral de su radiación o su comportamiento de ruido, pueden diferir fuertemente.

Dispersión
dispersion

Esparcimiento del tiempo de propagación de la señal en una fibra óptica. Está compuesta por distintas componentes: → dispersión modal, → dispersión debida al material y → dispersión debida al guiaondas. Debido a su dispersión una fibra óptica actúa para las señales a transmitir como filtro pasabajo (→ función de transferencia).

Dispersión cromática
chromatic dispersion

Combinación de ambos efectos → dispersión debida al material y → dispersión debida al guiaondas empleados.

Dispersión debida al guiaondas
waveguide dispersion

La → dispersión que se produce en fuentes lumínicas no monocromáticas debido a que la relación a/λ y como consecuencia de ello la distribución de campo y velocidades de grupo de una fibra óptica sean dependientes de la longitud de onda (a es el radio del núcleo, λ la longitud de onda lumínica). En la práctica la dispersión debida al guiaondas actúa conjuntamente con la → dispersión debida al material; su efecto conjunto se denomina como dispersión cromática.

Dispersión debida al material
material dispersion

La → dispersión que se produce en una fuente lumínica no monocromática en dependencia de la longitud de onda del → índice de refracción n de un material o de la velocidad de la luz en el mismo. Está dada por el parámetro

$$M(\lambda) = \frac{-1}{c} \cdot \frac{dn_g}{d\lambda} = \frac{\lambda}{c} \cdot \frac{d^2n}{d\lambda^2}$$

donde n_g es el → índice de refracción de grupo y n el índice de refracción de fase. Para la mayoría de los materiales de fibra óptica, M pasa por cero con una determinada longitud de onda λ_0 próxima a 1300 nm. La unidad de medición para M es ns/nm·km; el signo fue elegido de manera tal que M con $\lambda < \lambda_0$ sea positivo. La dispersión del tiempo de propagación se obtiene de M por multiplicación con la anchura espectral $\Delta\lambda$ de la fuente empleada y con la longitud L de la fibra óptica, en tanto λ_0 no se encuentre dentro del espectro de la fuente óptica.

Dispersión debida al perfil
profile dispersion

El → índice de refracción del vidrio depende de la longitud de la onda lumínica, sin embargo no de la misma forma para todos los vidrios empleados en la estructura de una fibra óptica. El → perfil del índice de refracción de → fibras ópticas de índice gradual (especialmente la → diferencia entre índices de refracción) es por ello igualmente dependiente de la longitud de ondas. Por ello, solamente en un estrecho rango de longitud de onda puede acercarse a la optimización que posibilita la mínima → dispersión modal o bien el máximo → ancho de banda de transmisión. Con otras longitudes de ondas el perfil del índice de refracción no es óptimo y el ancho de banda se vuelve correspondientemente pequeño.

Dispersión modal
modal dispersion,
multimode distortion

La distorsión de la señal en una fibra óptica, producida por la superposición de modos con diferente velocidad (→ dispersión).

Distribución de equilibrio
de potencia modal

equilibrium mode distribution
Distribución de la potencia óptica sobre los distintos → modos de → fibras ópticas multimodo que en fibras de gran longitud se ajusta independientemente del tipo de su excitación. Para mediciones del → coeficiente de atenuación o del → ancho de banda de transmisión se excitan fibras ópticas con ayuda de → mezcladores modales con aproximadamente esta distribución óptica para obtener resultados de medición reproducibles.

Doble heteroestructura
double heterostructure

Secuencia de capa en un componente semiconductor optoelectrónico, en la cual la capa activa semiconductor es limitada por dos capas de revestimiento con mayor → separación entre bandas. En → diodos laser la doble heteroestructura cumple una doble función: limitación de los portadores de carga y conducción óptica dieléctrica.

Emisión espontánea
spontaneous emission

Se genera cuando en la banda de conducción de un semiconductor existen demasiados electrones. Estos pasan espontáneamente a lugares libres en la banda de valencia, emitiéndose un fotón por cada electrón. La luz emitida es incoherente.

Emisión estimulada
stimulated emission

Se genera cuando fotones existentes en un semiconductor estimulan a los excesos de portadores de carga a la recombinación radiativa, es decir a la emisión de fotones. La luz emitida es en fase y longitud de onda idéntica a la luz incidente (coherente).

Empalme
splice

Conexión fija de dos fibras ópticas. Aquí se diferencia entre empalmes pegados y soldados (→ empalme de fibras ópticas por fusión).

Empalme de fibras ópticas por fusión

fused fiber splice, fusion splice

La unión de dos fibras ópticas, que se produce por fusión de sus extremos (→ emplame).

Envoltura de la fibra fiber buffer

Consta de uno o varios materiales y sirve para la aislación mecánica de la → fibra óptica (impedimento de formación de → microcurvaturas) y para la protección contra daños.

Esparcimiento scattering

Causa principal para la → atenuación de una fibra óptica. Se produce por fluctuaciones de la densidad en el vidrio que desvían una parte de la luz guiada de manera que abandonan la fibra óptica. Para longitudes de ondas luminicas superiores a 1600 nm este efecto es muy débil, pero, a medida que se van reduciendo las longitudes de onda este efecto aumenta con la cuarta potencia de la longitud de onda (esparción Rayleigh).

Fibra de conexión pigtail

Sección corta de fibra para el acoplamiento de componentes ópticos, por ej. de un diodo láser con un conector. Normalmente está conectado fijamente con los componentes.

Fibra de lanzamiento launching fiber

Una → fibra que se inserta entre una fuente luminica y otra fibra óptica para excitar sus modos de una determinada forma. También puede constar de varias fibras ópticas conectadas sucesivamente y es empleada principalmente en instalaciones de medición (→ mezclador modal).

Fibra óptica de índice escalonado step index fiber

Fibra óptica con perfil en escalón, o sea con un → perfil de índice de refracción caracterizado por un → índice de refracción constante dentro del → núcleo y una caída abrupta del índice de re-

fracción en el límite entre núcleo y → revestimiento. Este perfil puede ser aproximado por un → perfil exponencial con $g > 10$.

Fibra óptica de índice gradual graded index fiber

Fibras ópticas con perfil de índice gradual, o sea con un → perfil del índice de refracción que se modifica continuamente a través de la sección transversal de la fibra óptica. El perfil de fibras ópticas de índice gradual usuales puede ser aproximado por un → perfil exponencial con $1 < g < 3$.

Fibra óptica multimodo multimode fiber

Fibra óptica, cuyo → diámetro de núcleo es grande respecto a la longitud de las ondas luminicas y en el cual por ello son propagables gran cantidad de → modos. Mediante un perfil de índice gradual (→ fibra óptica de índice gradual) puede mantenerse pequeña la → dispersión modal de manera de lograr grandes → anchos de banda de transmisión que sin embargo aún son superadas por → fibras ópticas monomodo.

Fibra óptica monomodo monomode fiber, single mode fiber

Fibra óptica de pequeño → diámetro de núcleo en el cual sólo es propagable un único modo, el → modo fundamental. Este tipo de fibra óptica es especialmente apropiada para transmisión de banda ancha a través de grandes distancias, dado que su → ancho de banda de transmisión sólo está limitado por → dispersión cromática.

Fotodiodo photodiode, photodetector

Diodo semiconductor que absorbe luz y entrega los portadores de carga que se liberan como corriente fotoeléctrica a un circuito externo. Se diferencian entre → fotodiodos PIN y → fotodiodos de avalancha.

Fotodiodo de avalancha avalanche photodiode (APD)

→ fotodiodo en el cual la corriente fotoeléctrica es amplificada con bajo nivel de ruido en un campo eléctrico por multiplicación de portadores (efecto de avalancha).

Fotodiodo PIN PIN-photodiode

Un fotodiodo con predominante → absorción en una zona de carga espacial (zona i) dentro de su juntura pn. Tales diodos poseen, contrariamente a los → fotodiodos de avalancha, un alto efecto cuántico pero ninguna amplificación interna de la corriente.

Función de transferencia transfer function

Una fibra óptica actúa para las señales a transmitir como filtro pasabajo. Mientras que para bajas frecuencias de señales solamente es preponderante la atenuación de trazo continuo (→ atenuación), las frecuencias de señales mayores son adicionalmente atenuadas como consecuencia de la → dispersión de la fibra óptica. Esto se describe por la función de transferencia: tiene su valor máximo con frecuencia cero y a mayor frecuencia se hace paulatinamente cero. Aproximadamente sigue el trazado de una curva Gaussiana. La función de transferencia de una fibra óptica es en el estricto sentido de la palabra complicada, pero mayormente las distorsiones de fase son tan pequeñas que es suficiente la indicación del valor de la función.

Guiaonda óptico optical wave guide (OWG)

Guiaondas dieléctrico, cuyo → núcleo consta de material óptico transparente de poca → atenuación (normalmente cuarzo) y cuyo → revestimiento es de material óptico transparente de menor → índice de refracción que el del núcleo. Sirve para la transmisión de señales con → ondas luminicas y muchas veces, especialmente en conceptos compuestos, también llamados fibra (fiber). Existen paralelamente en componentes ópticos, por ej. → diodos laser, estructuras de guiaondas dieléctricas en capas que se designan igualmente como guiaondas ópticos.

Índice de refracción refractive index

El factor n por el cual la velocidad de la luz en un medio óptico denso (por ej. vidrio) es menor que en el espacio libre.

Índice de refracción de grupo group index

Para la velocidad de propagación de impulsos lumínicos en medios ópticos en lugar del \rightarrow índice de refracción n es determinante el índice de refracción de grupo $n_g = n - \lambda \cdot dn/d\lambda$ (generalmente un poco mayor).

Intensidad intensity, radiant flux, irradiance

Densidad de potencia sobre una superficie por la que atraviesa la radiación, por ej. sobre la superficie radiante de una fuente lumínica o sobre la sección transversal de una fibra óptica (unidad usual: W/cm^2).

Intensidad radiante radiant intensity

Densidad de potencia en el \rightarrow campo lejano de una fuente lumínica, o sea la potencia óptica referida al ángulo sólido (unidad usual: W/sr).

Longitud de onda límite cutoff wavelength

La longitud de onda más corta, en la cual el \rightarrow modo fundamental de una fibra óptica es el único que se propagará. En \rightarrow fibras ópticas monomodo la longitud de onda límite debe ser menor a la longitud de onda de la luz a transmitir.

Macrocurvatura macro bending

Desviaciones axiales macroscópicas de una fibra de una línea recta, en contraposición a \rightarrow microcurvatura.

Método de recorte cut back technique

Para la determinación de la \rightarrow atenuación de una fibra óptica debe conocerse en lo posible exactamente la potencia óptica en su comienzo (P_1) y en su fin (P_2). Para mediciones de precisión se acopla a la fibra óptica un \rightarrow transmisor y se mide en primera instancia P_2 . Luego se corta la fibra óptica a aproximadamente 1 m del transmisor, sin efectuar ninguna modificación en el acoplamiento y se mide luego la potencia en el extremo de la sección de fibra óptica. La misma es igual a la potencia P_1 antes

inyectada en la fibra óptica larga. De esta forma se evita tener que reproducir el acoplamiento.

Mezclador modal mode scrambler

Componente óptico que con fines de medición es insertado entre \rightarrow emisor y \rightarrow fibra óptica multimodo para excitar a ésta en forma aproximativa con su \rightarrow distribución de equilibrio de potencia modal.

Mezcla modal mode mixing

Los numerosos \rightarrow modos de una \rightarrow fibra óptica multimodo se diferencian, entre otros, por su velocidad de propagación. En tanto se propaguen independientemente una de otra, el \rightarrow ancho de banda de transmisión de una fibra óptica por \rightarrow dispersión modal será proporcional a la longitud de la fibra óptica. Por inhomogeneidades de la geometría de la fibra óptica y del \rightarrow perfil del índice de refracción se llega sin embargo a un paulatino intercambio de energía entre modos de diferente velocidad. Como consecuencia de esta mezcla de modos el ancho de banda de fibras ópticas multimodos largas es mayor que el valor lineal extrapolado de mediciones en fibras ópticas cortas.

Microcurvaturas microbending

Curvaturas de la fibra que presenta desviaciones axiales de por ejemplo pocos micrómetros y longitudes de ondas de algunos milímetros. Las microcurvaturas producen pérdidas ópticas y aumentan por ello la \rightarrow atenuación de la fibra óptica.

Modo fundamental fundamental mode

El modo de menor orden en una fibra óptica (\rightarrow modos). Tiene una distribución campaniforme (Gaussiana) de los campos y su propagación en el \rightarrow campo próximo se describe por el \rightarrow trazo del haz puntual. En \rightarrow fibras ópticas monomodo es el único modo propagable.

Modos modes

Formas de ondas lumínicas discretas que pueden propagarse en la fibra óptica. Son soluciones propias de la conexión diferencial que describe a la fibra óptica y por ello también se las llama onda propia. Mientras en la \rightarrow fibra óptica monomodo es propagable un solo modo, el \rightarrow modo fundamental, en la \rightarrow fibra óptica multimodo son varios cientos de modos que se diferencian, entre otros, por su distribución de campo y su velocidad de propagación (\rightarrow dispersión modal). Hacia arriba su cantidad está limitada por el \rightarrow diámetro del núcleo y la \rightarrow apertura numérica de la fibra óptica (\rightarrow volumen modal, \rightarrow diagrama espacio-fase).

Modos de fuga leaky modes

En el área límite entre los \rightarrow modos conducidos de una fibra óptica y las ondas lumínicas no propagables existen los llamados modos de fuga que, aunque no son guiados en el estricto sentido, son limitadamente propagables con elevada atenuación. En mediciones de la atenuación de la fibra óptica los modos de fuga son una posible fuente de errores, pero su influencia puede ser disminuida mediante mode stripper.

Múltiplex por división de longitudes de onda

wavelength division multiplexing (WDM)

Transmisión simultánea de varias señales por una fibra óptica en distintas longitudes de onda lumínica.

Núcleo core

Área central de una fibra óptica prevista para la transmisión de la luz. Está definido por la menor sección transversal encerrada por una línea, para la cual el \rightarrow índice de refracción es $n = n_2 + k \cdot (n_1 - n_2)$, y donde es n_1 el mayor índice de refracción en el núcleo, n_2 el índice de refracción en el revestimiento y k una constante ($0 \leq k \leq 0,1$).

Ondas lumínicas

light waves

Ondas electromagnéticas en el rango de frecuencias ópticas. El concepto «luz» se refirió primitivamente sólo a la radiación, visible al ojo humano, con una longitud de onda λ entre 400 a 700 nm. Sin embargo, se ha hecho usual denominar como luz también a la radiación cercana a los rangos espectrales de la luz visible (por ej. en el cercano infrarrojo de 700 hasta aproximadamente 2000 nm), para recalcar sus afinidades físico-técnicas con la luz visible. De esta forma está contenida por ej. en el uso lingüístico alemán e inglés la palabra «luz» en las palabras para las fuentes de radiación LED y Láser. También el parentesco de las palabras griegas «óptica» y «foto» que se presentan en muchos conceptos compuestos han experimentado la misma ampliación de su significado.

Perfil de escalón equivalente equivalent step index profile (ESI)

Descripción de \rightarrow fibras ópticas monomodo con un \rightarrow perfil del índice de refracción discrecional por las propiedades de una \rightarrow fibra óptica de índice escalonado, cuyos parámetros \rightarrow diámetro del núcleo y \rightarrow diferencia entre índices de refracción son seleccionados de manera tal que las distribuciones (\rightarrow campo cercano) en ambas fibras son casi iguales.

Perfil del índice de refracción index profile

Desarrollo del \rightarrow índice de refracción sobre la sección transversal de una fibra óptica (\rightarrow fibra óptica de índice escalonado, \rightarrow fibra óptica de índice gradual).

Perfil exponencial power-law index profile

Un grupo de \rightarrow perfiles del índice de refracción radialmente simétricos que están dados por

$$n(r) = n_1 \cdot \sqrt{1 - 2\Delta(r/a)^g} \quad (\text{con } r < a)$$

o por

$$n(r) = n_2 = n_1 \cdot \sqrt{1 - 2\Delta} \quad (\text{con } r \geq a).$$

Aquí son $n(r)$ \rightarrow índice de refracción como función del radio r , n_1 el mayor

índice de refracción en el \rightarrow núcleo, n_2 el índice de refracción en el \rightarrow revestimiento, a el radio del núcleo y g el parámetro con el cual está definida la forma del perfil. Para la práctica son especialmente importantes los casos: $g \approx 2$ (\rightarrow fibra óptica de índice gradual) y $g \rightarrow \infty$ (\rightarrow fibra óptica de índice escalonado). El parámetro Δ , la \rightarrow diferencia entre índices de refracción normalizada, es invariablemente pequeña respecto a uno (por ej. 0,01).

Proporción de errores de bit bit error rate

En \rightarrow transmisión digital la relación de la cantidad de errores de transmisión que se presentan en el medio, en un espacio de tiempo prolongado respecto a la cantidad de bits transmitidos en este espacio de tiempo. También es correcta la denominación: «Frecuencia de errores de bit». Contrariamente, la «Tasa de errores de bit» se refiere a la cantidad de errores de bit referidos al tiempo (cf. tasa de bit).

Radiancia radiance

Densidad de la potencia de radiación en el diagrama espacio-fase o sea referido a superficie radiante y ángulo sólido (unidad usual: W/cm² sr). Mediante la integración de las coordenadas del \rightarrow diagrama espacio-fase pueden calcularse las distribuciones de \rightarrow intensidad e \rightarrow intensidad radiante, vale decir \rightarrow campo próximo y \rightarrow campo lejano, de una fuente lumínica o de una fibra óptica.

Ramificador branching element, tapping element

Elemento óptico para la división de la potencia óptica en una fibra óptica entrante a dos o varias fibras ópticas salientes. Tales elementos son empleados en redes pasivas de fibras ópticas (\rightarrow acoplador T, \rightarrow acoplador estrella).

Receptor óptico optical receiver

Módulo para la conversión de señales ópticas en eléctricas. Consta de un \rightarrow fotodiodo con \rightarrow fibra de conexión y \rightarrow conector así como de un amplificador de bajo nivel de ruido y circuitos

electrónicos para la preparación de señales. Los componentes principales del receptor son reunidos, en tanto sea posible, a una subunidad compacta, el \rightarrow receptor.

Receptor PIN-FET PIN-FET receiver

\rightarrow receptor óptico con un \rightarrow fotodiodo PIN y un amplificador de bajo nivel de ruido con entrada de alta impedancia, cuya primera etapa trabaja con un transistor de efecto de campo (FET).

Recubrimiento primario primary coating

Es la capa de material plástico aplicada directamente sobre el revestimiento durante la fabricación de la fibra óptica para la conservación de las propiedades originales de su superficie.

Retroesparcimiento backscattering

Una pequeña fracción de la luz que por \rightarrow esparcimiento fue desviada de su dirección y guiada en sentido regresivo, o sea que corre por la fibra óptica de regreso hacia el \rightarrow transmisor. Me la observación del decurso tiempo, la luz retroesparcida con ayuda de un divisor de haz en el transmisor, no sólo pueden efectuarse mediciones de longitud y \rightarrow atenuación de una fibra óptica instalada desde uno de sus extremos, sino también irregularidades locales como por ej. pérdidas ópticas en \rightarrow empalmes.

Revestimiento cladding

La totalidad del material óptico transparente de una fibra óptica, excluido el \rightarrow núcleo.

Ruido cuántico quantum noise

La \rightarrow absorción de luz y su conversión en corriente fotoeléctrica en un \rightarrow fotodiodo no es un proceso continuo. Más bien la luz y la corriente son cuantificadas (fotones y/o electrones), y el proceso de conversión está sujeto a variaciones estadísticas. El factor de ruído dependiente de la señal, por ello resultante en el fotodiodo se denomina ruido cuántico o también distorsión de cuantificación de la corriente fotoeléctrica.

Ruido de avalancha
avalanche noise

La amplificación de la corriente fotoeléctrica en un → fotodiodo de avalancha se efectúa evidentemente con bajo nivel de ruido pero no libre del mismo. El ruido adicional producido durante la amplificación se denomina ruido de avalancha.

Ruido de corriente de oscuridad
dark current noise

La componente de ruido en un → fotodiodo que se produce por el ruido de granalla de la corriente que se conduce en el fotodiodo no iluminado.

Ruido modal
modal noise

Efecto de perturbación en → fibras ópticas multimodo que son alimentadas por → diodos láser. Se presenta cuando las fibras ópticas contienen elementos con atenuación dependiente de los modos (por ej. → emplames defectuosos) y es tanto más fuerte cuanto mejor la coherencia de la luz de láser, o sea tanto más pronunciada sea su granulación. Ponen remedio a esta situación las mejoras de la técnica de conectores y empalmes así como el empleo de → diodos fotoemisores ó → diodos láser multimodo de espectro ancho o el empleo de → fibras ópticas monomodo.

Separación entre bandas
band gap

Separación energética entre la banda de valencia y la banda de conducción de un semiconductor. Esta área de energía no puede ser ocupada por electrones (banda prohibida). En componentes semiconductores optoelectrónicos la separación entre bandas es determinante para su longitud de onda operacional.

Sensibilidad del receptor
receiver sensitivity

La potencia óptica requerida por el → receptor para una transmisión de señales con bajo nivel de ruido. En → transmisión digital normalmente es indicada la potencia óptica media (en W o dBm), con la cual se logra una → proporción de errores de bit de 10^{-9} .

Tamaño del haz puntual
spot size

En → fibras ópticas monomodo se conduce en el → núcleo sólo una parte de la potencia óptica, dado que su → campo próximo es campaniforme y penetra en el → revestimiento. Esta distribución de campo depende del → perfil del índice de refracción y de la longitud de la onda luminica y es determinante para las pérdidas por curvaturas y empalmes de la fibra óptica. Puede describirse, por ejemplo, por el radio, en el cual la → intensidad en el → campo próximo ha decaído en la $1/e^2$ av parte de su valor máximo. También existen distintas definiciones usuales.

Transmisión analógica
analog transmission

Transmisión de señales continuamente variables, ya sea mediante modulación directa de la potencia óptica o el empleo de un portador eléctrico auxiliar mediante el cual es entonces modulada la potencia óptica.

Transmisión digital
digital transmission

Transmisión de una señal discreta, ganada normalmente de una señal analógica mediante digitalización, preferentemente mediante impulsos ópticos binarios en una configuración de intervalos de tiempo.

Transmisor óptico
optical transmitter

Módulo para la conversión de señales eléctricas en ópticas. Consta de un diodo emisor (→ diodo láser o → diodo fotoemisor) con → fibra de conexión, → conector y amplificador excitador así como otros circuitos electrónicos. Con diodos láser se hace especialmente necesario un → fotodiodo con amplificador regulador para la supervisión y estabilización de la potencia de radiación. En muchos casos además es necesario un sensor de temperaturas y un disipador de Peltier para la estabilización de la temperatura operativa. Los componentes principales del transmisor son generalmente, en tanto sea posible, resumidos en una subunidad compacta, el → transmisor.

Vida útil de operación
operating lifetime

Espacio de tiempo en el cual las características determinantes de un componente continuamente operado, por ej. un diodo láser, se mantienen en un rango operacional predeterminado.

Volumen modal
mode volume

El producto de la superficie transversal y el ángulo sólido que está a disposición para la propagación en una fibra óptica. Es proporcional a la cantidad de → modos propagables (→ diagrama espaciofase). En la práctica, la potencia óptica conducida, mayormente no está distribuida uniformemente sobre todos los modos propagables, por ej. porque éstos no fueron excitados uniformemente o porque algunos modos son fuertemente atenuados, especialmente aquéllos cercanos al límite de aceptación. De esta forma se reduce el volumen de modos empleados así como la expansión del → campo próximo y → campo lejano de la fibra óptica.





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

CURSOS ABIERTOS

" TELECOMUNICACIONES VIA FIBRAS OPTICAS "

22 DISPOSITIVOS DE FIBRA OPTICA

DR. FERNANDO MARTINEZ PIÑON

MAYO 1992

DISPOSITIVOS DE FIBRA OPTICA

I. INTRODUCCION

Las fibras ópticas se pensaron al inicio exclusivamente como un medio de transmisión. Se esperaba que cualquier procesamiento de la señal se realizaría fuera de la fibra ya sea electrónicamente o por dispositivos basados en óptica integrada. En la actualidad esta situación ha cambiado ya que se han desarrollado muchos componentes directamente con fibras ópticas unimodales.

Un dispositivo de fibra óptica realiza una función sobre la luz manteniéndola como una onda guiada en la fibra. Ejemplos de tales dispositivos incluyen acopladores direccionales, filtros polarizadores, transformadores de polarización, moduladores de fase y amplificadores ópticos.

Muchos de los dispositivos de fibra óptica requieren de control sobre el estado de polarización y se fabrican en base a fibras ópticas que preservan la polarización. Otros dispositivos se fabrican a partir de fibras multimodales y unimodales convencionales. Finalmente, otros dispositivos ópticos pasivos se construyen a partir de componentes ópticos adicionales a las fibras tales como lentes SELFOC (lentes de índice de refracción gradual).

Los dispositivos de fibra óptica son necesarios en sensores de fibras ópticas y en redes de área local así como en sistemas de comunicación por onda luminosa. De hecho, los requisitos en sensores de fibra óptica unimodal han impulsado el desarrollo de fibras que preservan la polarización y de los dispositivos. La utilización de muchos dispositivos ópticos en aplicaciones de sistemas requiere la capacidad de acoplar un dispositivo con otro. Esto implica que debe haber una reducción en las pérdidas por acoplamiento en empalmes y conectores y estándares tanto para el tamaño del haz (spot size) y en varios regímenes de longitud de onda.

Los dispositivos se pueden clasificar en dispositivos activos y pasivos. Los componentes pasivos incluyen acopladores direccionales, polarizadores. Los dispositivos activos requieren algún control o potencia óptica externa. Estos dispositivos incluyen transformadores de polarización, moduladores y amplificadores ópticos.

Previo a nuestra discusión sobre dispositivos de fibra óptica unimodal revisaremos brevemente los conceptos sobre fibras unimodales y fibras que mantienen la polarización.

2. FIBRAS OPTICAS UNIMODALES

2.1. Características básicas de diseño.

El diseño de fibras ópticas representa un compromiso entre varias propiedades. La elección puede diferir dependiendo de la aplicación específica. Los parámetros fundamentales son el

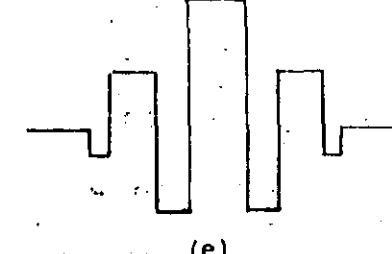
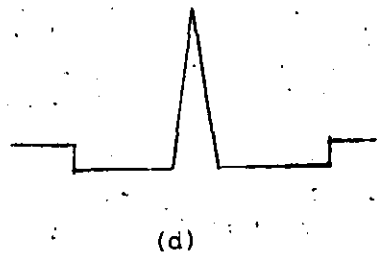
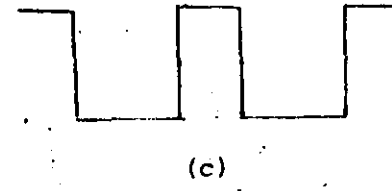
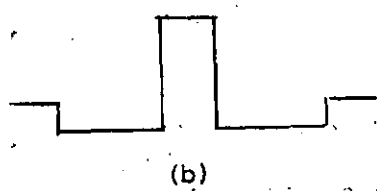
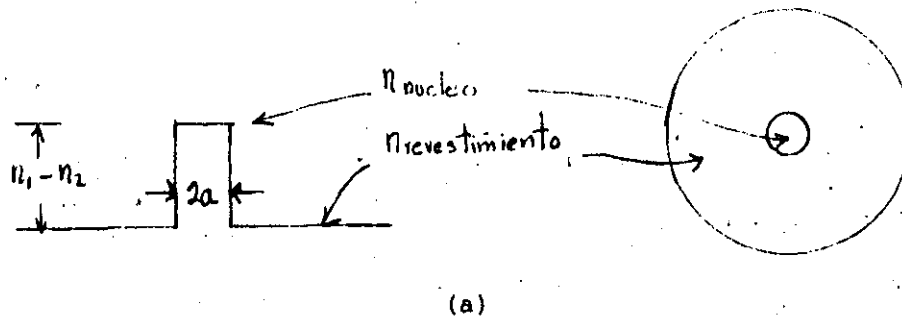


Fig. 1.- Perfiles de índice para fibras unimodales. (a) Índice escalonado. (b) Índice con depresión parcial, (c) Revestimiento con depresión de índice. (d) Perfil de índice triangular, (e) Revestimiento cuadruple.

diametro del núcleo a y la diferencia entre los índices de refracción núcleo-revestimiento $n_1 - n_2$. Un parámetro muy importante es la frecuencia normalizada $V = (2\pi a/\lambda)(n_1^2 - n_2^2)^{1/2}$. Un valor de $V = 2.405$ (de 'corte') separa los regímenes de operación unimodal y multimodal.

Existen requisitos opuestos de un tamaño pequeño del haz para reducir las pérdidas por doblez y un tamaño grande del haz para reducir la absorción intrínseca y el esparcimiento (scattering) así como para facilitar los empalmes. El tamaño se reduce operando cerca de la condición de corte, utilizando un diametro pequeño del núcleo y una diferencia grande de índices. Sin embargo, esto implica aumentar la concentración de dopantes en el núcleo y por lo tanto aumentar las pérdidas por esparcimiento y las pérdidas por absorción. Una forma de evitar esta es mediante la depresión del índice del revestimiento.

Como regla general, las aplicaciones de sensores favorecen los valores altos de $n_1 - n_2$ para reducir la pérdida por doblez, mientras que en aplicaciones de telecomunicaciones se prefieren diseños con valores modestos de $n_1 - n_2$ para reducir pérdidas intrínsecas. Existen también modificaciones a los diseños básicos. El perfil de índice triangular como se muestra en la Fig. 1 corre la longitud de onda de dispersión a la ventana de transmisión de baja atenuación alrededor de $1.5 \mu\text{m}$, mientras que la estructura de revestimientos múltiples (multiple-clad) puede diseñarse para minimizar la dispersión sobre una banda ancha de longitudes de onda.

Es probable que las diferentes aplicaciones requieran de fijar estándares para tamaño del haz para diferentes longitudes de onda. Actualmente se pueden obtener comercialmente fibras para las longitudes de onda de 0.633 , 0.85 o $1.3 \mu\text{m}$. Mientras que sería deseable contar con fibras optimizadas para operar en 0.5 , 0.62 , 0.85 , 1.1 , 1.3 y $1.5 \mu\text{m}$.

2.2 Fibras que mantienen la polarización.

Las fibras que normalmente se describen como unimodales son en realidad bimodales porque la luz que se propaga en el modo fundamental consiste de dos estados de polarización ortogonales como se ilustra en la Fig. 2. El mantenimiento de la polarización generalmente se refiere a la preservación del estado de polarización lineal a lo largo de la fibra.

Todas las fibras unimodales mantienen en cierto grado la polarización aunque las fibras unimodales ordinarias requieren algún dispositivo controlador de polarización. Esta es tal vez la mejor solución para sistemas de telecomunicación coherentes a grandes distancias. Para tramos cortos donde se requiere control de polarización se prefiere el uso de fibras que preservan esta.

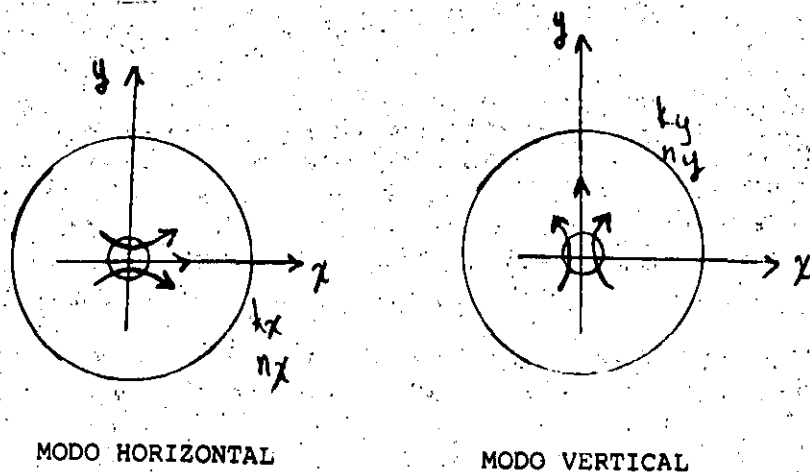


Fig. 2.- Polarizaciones ortogonales del modo fundamental LP_{01} o HE_{11} de una "fibra óptica unimodal"

Mantener el estado de polarización lineal se logra construyendo una birefringencia lineal dentro de la fibra de tal manera que la

luz polarizada a lo largo de un eje de polarización principal de la fibra se acopla solo debilmente con el otro eje ortogonal.

La birefringencia se define como la diferencia en constantes de propagación

$$\text{birefringencia} = \beta_x - \beta_y$$

o como una diferencia efectiva (B) en el índice de refracción entre los dos ejes principales de polarización

$$B = (\beta_x - \beta_y) / (2\pi/\lambda)$$

y generalmente se mide como la longitud de batimiento L_p en el cual la luz a lo largo de los dos ejes queda fuera de fase por 2π .

$$L_p = 2\pi / (\beta_x - \beta_y)$$

Las fibras que preservan la polarización deben tener un valor de birefringencia mejor que 0.0001 y una buena capacidad para mantener la polarización requiere una birefringencia de 3 veces este valor mínimo.

Preservación de polarización es una medida de cuanta energía luminosa se cruza de una polarización a otra después de cierto recorrido por la fibra. La polarización cruzada debe ser menor que -45 dB en unos cuantos metros y mejor que -20 dB o 1 % en un kilómetro.

La birefringencia en fibras aparece cuando la simetría circular se rompe y puede originarse ya sea por geometría o por esfuerzos. La mayoría de los tipos más comunes de fibras birefringentes se muestran en la Fig. 3.

Las fibras (a) y (b) emplean birefringencia geométrica. La fibra (a) tiene núcleo elíptico y (b) utiliza túneles laterales de bajo índice. La birefringencia geométrica es un efecto relativamente débil y requiere de diferencia de índices de refracción núcleo-revestimiento grande lo que hace relativamente impracticables este tipo de fibras. La mayoría de las fibras birefringentes son de las que utilizan birefringencia por esfuerzos.

La fibra tipo (c) induce esfuerzos con un revestimiento elíptico hecho con un material que posea un alto coeficiente de expansión térmica, como por ejemplo, vidrio de borosilicato. En los tipos de fibra (d) y (e) existen dos regiones distintas de esfuerzos. En el diseño plano del tipo (f) el revestimiento elíptico también divide los esfuerzos en dos regiones. El tipo (g) tiene un núcleo expuesto por conveniencia en la fabricación de dispositivos.

para

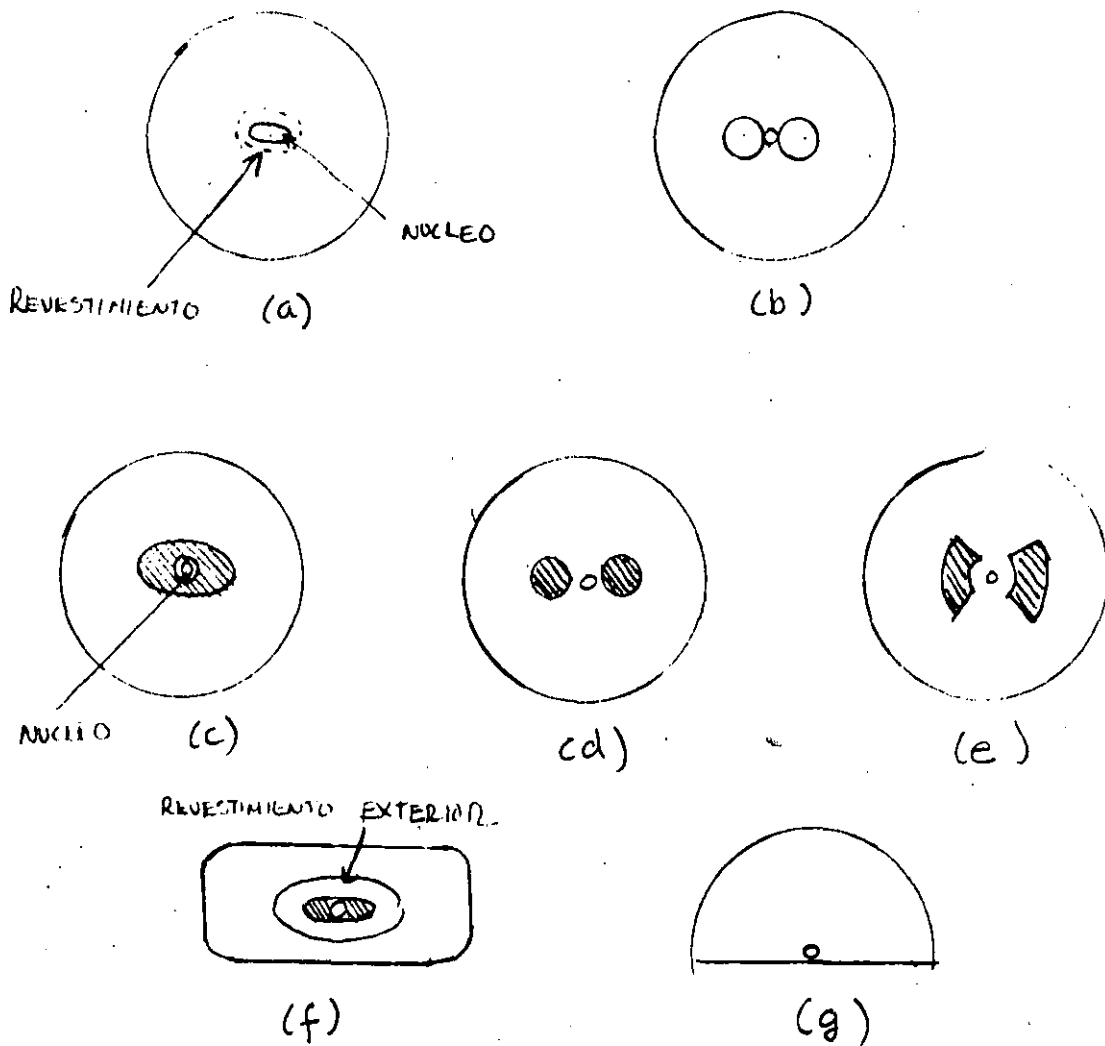


Fig. 4.- Fibras que mantienen la polarización. (a) Nucleo elíptico. (b) Fibra de tuneles laterales. (c) Revestimiento elíptico de esfuerzos. (d) Regiones circulares de esfuerzos. (e) Regiones de esfuerzos "Bow Tie". (f) Fibra plana. (g) Fibra tipo "D". (nucleo expuesto).

Las dos regiones de esfuerzos actúan como resortes jalando la región del núcleo. El esfuerzo diferencial resultante produce birefringencia por medio del coeficiente esfuerzo-óptico (stress-optic). En una fibra birefringente circular, el problema es orientar los ejes principales de polarización. En una fibra no circular, los ejes principales internos se reflejan en la geometría externa lo cual facilita su aplicación.

3. COMPONENTES PASIVOS

3.1 Acopladores

La capacidad de transferir luz de una fibra a otra es esencial en muchas aplicaciones. Los acopladores direccionales pueden hacerse mediante la fusión de las fibras y estirando en una delgada estructura, mediante la técnica de pulido en la que se logra aproximar los núcleos de las fibras por desgaste físico y por último la técnica de desgaste químico (etching) para lograr este mismo objetivo. Las técnicas de fusión y pulido son las más comúnmente utilizadas (Fig. 5).

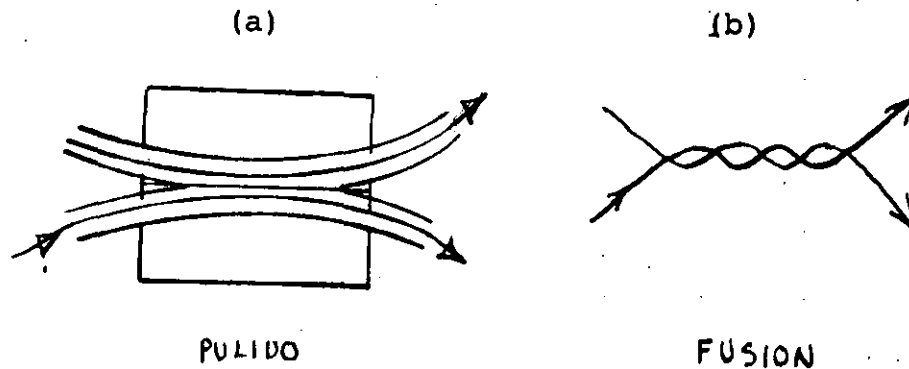


Figura 5.- Acopladores direccionales (a) Pulido
(b) Fusión.

Los acopladores por pulido se hacen adiriendo las fibras en bloques de vidrio y entonces puliendo los bloques hasta que se expone el núcleo. Las dos mitades del acoplador se juntan y ajustan para optimizar el acoplamiento. Los acopladores de 3 dB son comunes pero el pulido y el alineamiento se puede hacer para lograr cualquier razón de acoplamiento. Se han logrado pérdidas tan bajas como 0.027 dB en los mejores acopladores, siendo típicamente de 0.1 dB. Aun en los acopladores hechos con fibra ordinarias el estado de polarización se mantiene en la región de acoplamiento. Utilizando fibras ópticas que mantienen la polarización se pueden construir acopladores direccionales tanto que preservan la polarización como aquellos que seleccionan un estado de polarización.

La dependencia con respecto a la longitud de onda es pequeña. Sin embargo se puede construir acopladores selectivos de la longitud de onda si una rejilla de difracción Bragg se deposita sobre una de las mitades del acoplador. Una variación de acoplador pulido es a partir de la unión de dos fibras tipo 'D'.

Los acopladores cónicos por fusión (fused tapered couplers) trabajan con el principio que se ilustra en la Fig. 6. En la región de acoplamiento las fibras se estiran hasta el punto en que la condición de corte del modo del núcleo se cumple y los modos de la estructura entera se excitan adiabáticamente (es decir con poca pérdida).

La luz de una de las fibras de entrada excita una combinación lineal de los modos de orden más bajo simétrico y antisimétrico como se ilustra en la Fig. 6. Los modos tienen diferentes constantes de propagación de tal manera que si la región de acoplamiento corresponde a un cambio de fase de 180 grados, entonces la luz aparecerá en la otra fibra. El acoplamiento relativo se ajusta durante el proceso de estirado. Los acopladores

son frecuentemente encapsulados en un material de bajo índice de refracción para mayor estabilidad mecánica.

Los primeros acopladores de fibra óptica se realizaban torciendo las fibras antes del proceso de fusión. Diseños más recientes pueden mantener las fibras rectas y paralelas. Mediante el proceso de fusión se pueden realizar acopladores de 3x3 y acopladores tipo estrella para fibras unimodales.

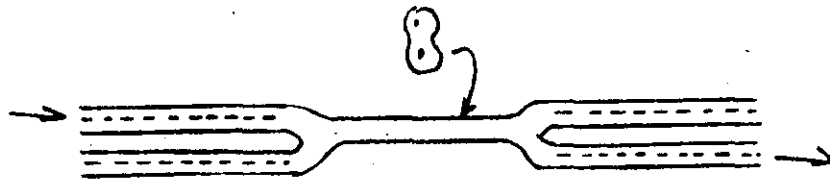
En los acopladores de longitud larga (2 cm) la fase relativa cambia muchos órdenes de π se observa una rápida dependencia con la longitud de onda. Esta selectividad en la longitud de onda puede utilizarse en multicanalización por longitud de onda. Esta dependencia con respecto a la longitud de onda puede reducirse utilizando fibras ópticas que difieran en sus características ligeramente. En los acopladores largos, las dos polarizaciones se comportarán en forma ligeramente distinta y de esta manera se puede construir un acoplador selectivo a la polarización con una razón de extinción de aproximadamente 17 dB. Acopladores de 3 dB con baja pérdida que mantienen el estado de polarización se han fabricado con fibras birefringentes, sin embargo este tipo de acopladores es tecnológicamente más difícil de realizar.

Existen otro tipo de acopladores direccionales que no caen en la clasificación anterior. Estos son los que utilizan componentes micro-ópticos tales como filtros interferenciales. Es posible también realizar un acoplador en 'Y' uniendo una fibra única a la mitad de un acoplador por fusión.

3.2 Polarizadores

Uno de los dispositivos más importantes de fibra óptica es el polarizador. Existen dos clases, los invasivos y los no invasivos.

ACOPLADOR POR FUSION



$$\begin{matrix} \text{●} \\ \text{○} \end{matrix} = \lambda + \nu$$

$$\lambda + \nu = \begin{matrix} \text{○} \\ \text{●} \end{matrix}$$

SELECTIVIDAD DE POLARIZACION

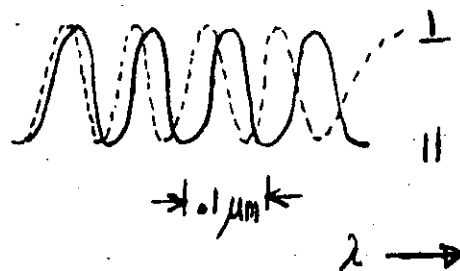
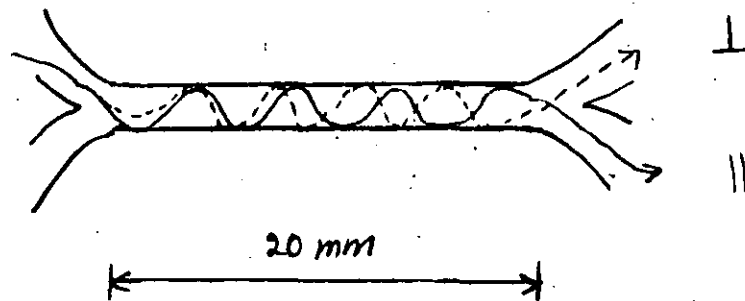


Fig 6.- Division de polarización en un acoplador cónico por fusión.

Los Polarizadores invasivos requieren pulir y así desgastar físicamente una pequeña sección de la fibra y exponer el núcleo. Estos polarizadores (Fig. 7) utilizan la atenuación diferencial entre los modos TE y TM. Existen varios diseños de este tipo. En uno de ellos, una capa dieléctrica se deposita sobre la media fibra pulida, seguida de la deposición de una capa metálica. La capa dieléctrica iguala el vector de propagación de una de las ondas plasmón TM en la interfaz del metal, y de esta manera se obtiene acoplamiento efectivo con el modo de alta pérdida. La razón de extinción lograda es del 50 dB con pérdidas por inserción del orden de 3 o 4 dB. Otro diseño es el polarizador de 'corte'. En este caso la fibra se pule se deposita una capa muy delgada de metal sobre la fibra.

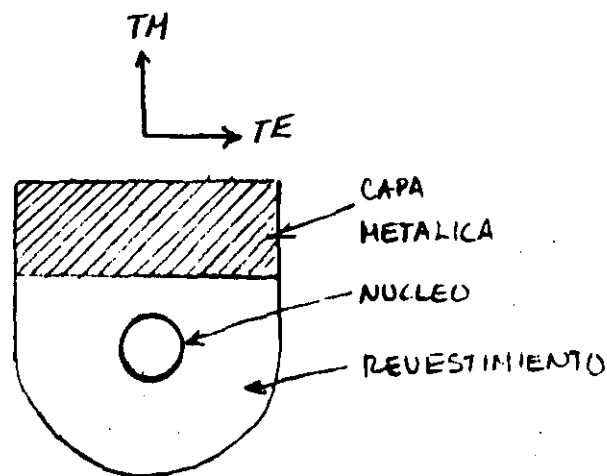


Fig.7.- Polarizador invasivo de capa metálica. El modo TM se atenúa 100 veces más que el modo TE.

Polarizadores de fibra no invasivos son los hechos directamente sobre la fibra. La mayoría de los polarizadores no invasivos

trabajan por pérdida por tuneleo diferencial después que las constantes de propagación se han dividido por birefringencia de esfuerzos o geométrica. Un polarizador utiliza un perfil de índice tipo W. La polarización no favorecida se atenúa cuando su índice efectivo cae debajo del índice de refracción del segundo revestimiento. Otro polarizador no abrasivo se logra mediante el dobléz de una fibra altamente birefringente. Razones de extinción mejores que 42 dB se han obtenido con aproximadamente 1.5 m de fibra enrollada en un cilindro de 35 mm de diametro. El ultimo diseño de polarizador que describiremos aqui es uno que crea un hueco junto al núcleo de la fibra en el proceso de fabricación y que posteriormente es llenado con metal Galio. Fig. 8.

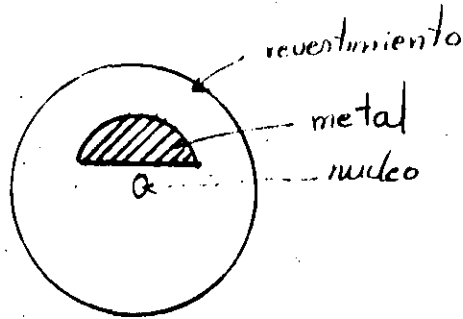


Fig. 8.- Sección transversal del polarizador de estructura compuesta fibra óptica unimodal-metal.

3.3 Filtros

Los filtros son importantes por su habilidad para bloquear o dejar pasar longitudes de onda específicas y por sus propiedades dispersivas. Filtros paso-banda y de rechazo puede construirse basados en absorción y estructuras periódicas (gratings) por ejemplo.

Los filtros mas sencillos son los basados en absorción y cualquier dopante se puede utilizar como un filtro de rechazo. Por ejemplo, la impureza OH se puede utilizar para rechazar radiación en la región de $1.4 \mu\text{m}$.

Anchos de línea muy angostos se pueden lograr con filtros de estructura periódica. Por ejemplo, si una fibra se fija a un bloque y se pule de la misma forma que la mitad de un acoplador y después se presiona una estructura periodica como se muestra en la Fig. 9 entonces, luz contenida dentro de una banda estrecha será reflejada.

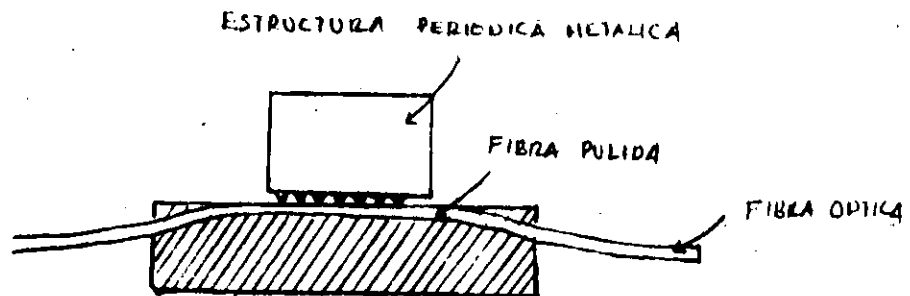


Fig. 9.- Filtro de estructura periódica sobre fibra pulida.

Algunos filtros se basan en concatenar varios elementos con transmisiones senoidales de periodos de longitud de onda diferentes.

3.4 Conectores.

Dispositivos de fibra optica tales como expansores adiabaticos del haz utilizando estructuras conicas (single-mode tapered beam expanders) han sido utilizados para mejorar el acoplamiento fuente-fibra o como base para desarrollar dispositivos que utilicen el intervalo entre dos expansores. Dos estructuras son posibles en una fibra unimodal: Una consiste en aprovechar el efecto de expansión del haz cuando el núcleo se hace cada vez mas

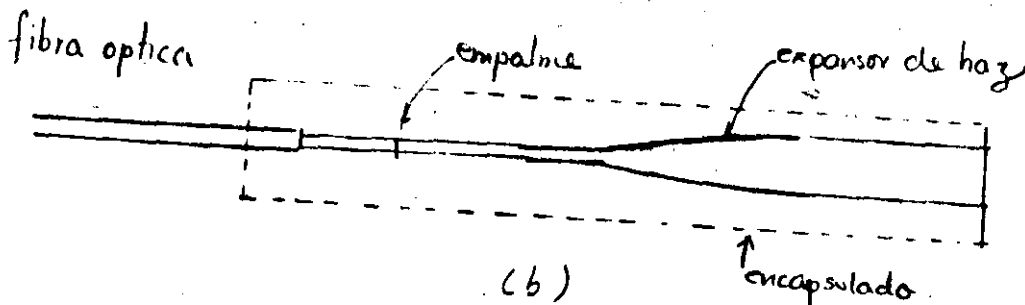
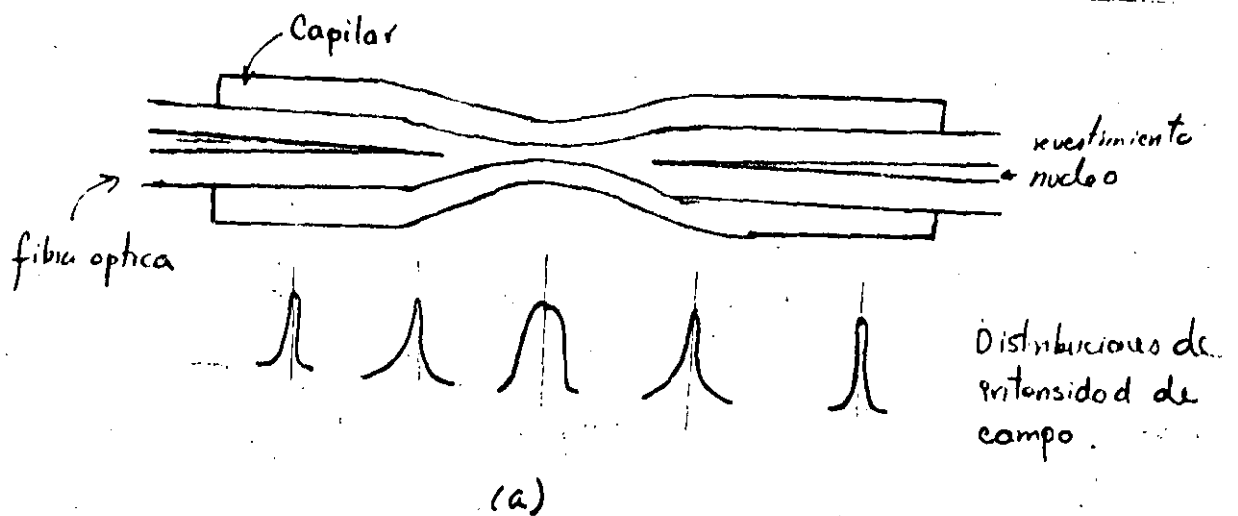


Fig. 10.- Expansores de haz para fibras unimodales.

pequeño cuando una fibra óptica se funde y estira. Y la otra es la expansión cuando la luz sigue una guía de onda de cada vez mayor diámetro (Fig.10). En el primer caso el haz puede expandirse hasta 3 veces y en el segundo hasta 10 veces. Sin embargo, el segundo expansor de haz requiere de fabricación especial.

Con respecto a conectores desmontables para fibras que mantienen el estado de polarización estos aun no estan disponibles comercialmente, debido el requisito de alineación de ejes que presentan este tipo de fibras.

4. DISPOSITIVOS ACTIVOS

4.1 Moduladores

Casi cualquier perturbacion que se aplique a una fibra óptica cambia la fase de la luz. La fase de la luz en la fibra puede ser cambiada con temperatura, pro contracción o compresión de la fibra. Estos efectos cambian la fase de la luz en la fibra variando la longitud, el índice de refracción o ambos simultáneamente. Uno de los moduladores mas simples consiste de una fibra óptica enrollada en un transductor piezoeléctrico cilíndrico. (Fig.11).

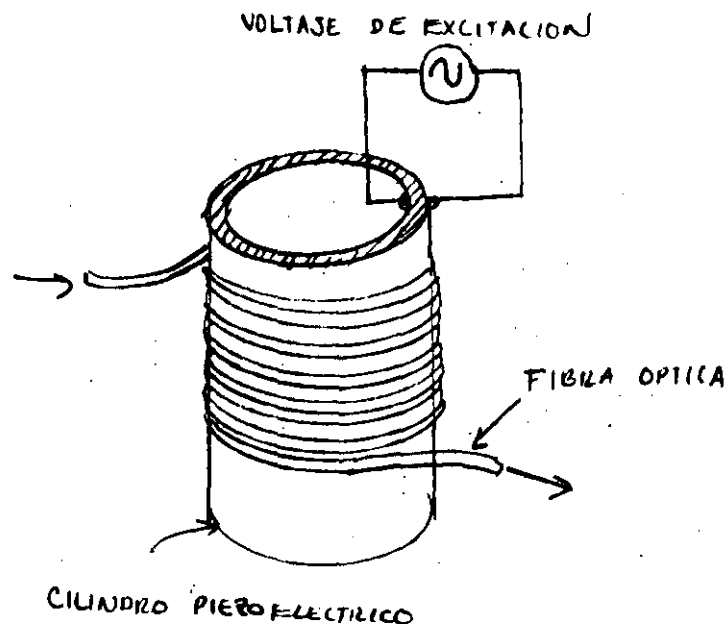


Fig. 11.- Modulaci3n por contracci3n-expansi3n de un cilindro piezo-el3ctrico.

El mecanismo de operación es mediante la aplicación dinámica de tensión a la fibra, es decir el cilindro se expande y se comprime cuando una señal de voltaje se aplica a través de las paredes del cilindro piezoeléctrico. Esto causa un cambio de fase óptica en el haz de luz que se propaga a través de la fibra debido a variaciones en la longitud y en el índice de refracción de la fibra.

4.2 Amplificadores

Tres tipos de amplificadores unimodales en línea han sido investigados. Estos tipos están basados en acoplamiento de campo evanescente, dopado de tierras raras y procesos ópticos no lineales. (Fig. 12)

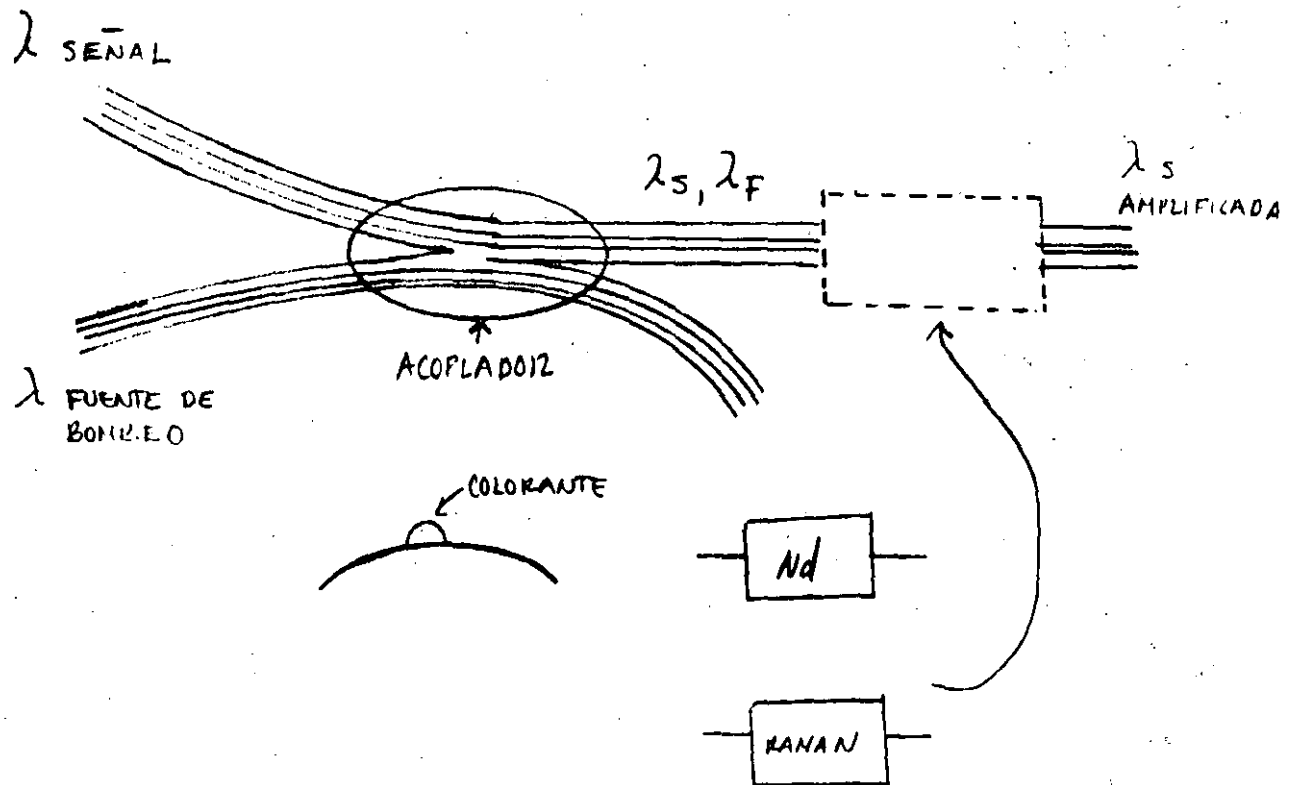


Fig. 12.- Amplificadores ópticos de fibra unimodal.

Los amplificadores de campo evanescente utilizan una solución de colorante (dye) sobre un núcleo expuesto de fibra. La luz de bombeo viaja junto con la señal y la amplificación se produce donde los campos evanescentes de la bomba y la señal penetran en la solución de colorante. Por ejemplo, amplificación de 25x se ha demostrado a 633 nm utilizando un láser de argón de 50 mW, a 488 nm como fuente de bombeo.

Las fibras unimodales dopadas con tierras son particularmente atractivas como medios amplificadores debido a sus largas longitudes de interacción lo que reduce la potencia requerida en la fuente de bombeo. Fibras dopadas con Neodimio (Nd) producen radiación laser a $1.0888 \mu\text{m}$ siendo bombeadas con una potencia tan pequeña como 5 mW proveniente de un diodo laser. Las fibras dopadas con Erblio (Er) producen el efecto laser a $1.54 \mu\text{m}$.

Los procesos ópticos no lineales pueden formar también amplificadores ópticos. La ventaja es la libertad de las limitantes impuestas por las transiciones ópticas específicas. Los tres tipos básicos son los que proporcionan la ganancia Raman, Brillouin o paramétrica. Los amplificadores Raman han sido investigados para comunicaciones ópticas donde aproximadamente 100 mW de potencia de la fuente se requieren para amplificación en fibras de núcleo de sílice puro a $1.55 \mu\text{m}$. Los dopantes tales como el germanio, fósforo e hidrógeno incrementan o modifican la ganancia Raman.

La amplificación Brillouin es similar a la amplificación Raman excepto que la bomba está solo a 20 GHz de la señal, los anchos de banda son del orden de 20 MHz y sólo existe amplificación en la señal retrodispersada.

Los amplificadores paramétricos pueden amplificar señales a frecuencias más altas o más bajas que la frecuencia de la fuente de bombeo. Esta amplificación requiere de igualación de índice (phase matching) lo que limita las longitudes prácticas de las fibras y origina que el número de aplicaciones de este tipo de amplificación sea reducido.



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

CURSOS ABIERTOS

" TELECOMUNICACIONES VIA FIBRAS OPTICAS "

23 SENSORES DE FIBRA OPTICA

ING. SILVIA BARRIOS

MAYO 1992

Aplicaciones en Instrumentación: Nuevos Espacios para las Fibras Opticas

Por: Francisco J. Mendieta

RESUMEN

En este trabajo se hace primeramente una revisión de los fenómenos ópticos utilizados en la transducción de variables físicas y de los principios de operación de los sensores de fibra óptica. A continuación se consideran las configuraciones optoelectrónicas principalmente utilizadas para la detección de las propiedades del campo óptico afectadas por el mesurando, se mencionan las características de estos esquemas y sus limitaciones fundamentales. Se citan brevemente, además, las técnicas de procesamiento de la señal electrónica proveniente de fotodetección. Finalmente, se presenta el estado actual de la investigación y aplicaciones, y se plantean las tendencias de desarrollo en este campo de la optoelectrónica.

INTRODUCCION

Las fibras ópticas, cuya aplicación principal se encuentra en el campo de las telecomunicaciones, presentan, además, características adecuadas para su utilización en la transducción de variables físicas. En efecto, el mesurando, al interactuar con el campo óptico que se propaga en la fibra o en un elemento transductor externo, afecta a alguna de sus propiedades tales como la amplitud, la fase, la frecuencia, la polarización o la dirección de propagación. La radiación luminosa modificada es detectada y procesada, obteniéndose una función del mesurando.

Usadas como sensores, las fibras presentan ventajas interesantes, entre las que pueden citarse: sensibilidad de gran cantidad de mesurandos; alta sensibilidad; gran ancho de banda; posibilidad de mediciones con integración de línea; posibilidad de mediciones distribuidas, y baja atenuación de la luz con la propagación. Además el medio de medición es eléctricamente pasivo y fácilmente interconectable con enlaces de comunicaciones ópticas.

SENSORES BASADOS EN LA MODIFICACION DE LA INTENSIDAD LUMINOSA

En esta categoría de sensores, el mesurando afecta la intensidad de la luz que se propaga en la fibra o en un transductor externo. La figura 1 ilustra el esquema utilizado.

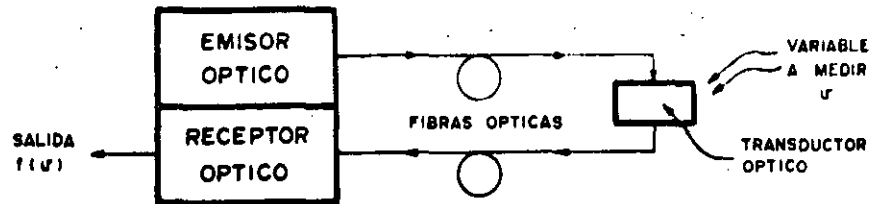


Figura 1.

Sensor de fibra óptica donde la variable a ser medida u modifica la intensidad de la luz en un transductor externo, obteniéndose en el receptor una función de dicha variable $f(u)$.

Existen sensores de diferentes viajes, por ejemplo: sensores de desplazamiento basados en cambios en la transmisividad de la luz entre dos fibras a causa del movimiento de una pantalla opaca o de una red de difracción situada entre ellas; sensores basados en variaciones en la potencia luminosa reflejada por el elemento cuyo desplazamiento se desea medir, utilizando ondas no planas; transductores de presión basados en variaciones de la potencia luminosa reflejada por el elemento cuyo desplazamiento se desea medir, utilizando ondas no planas; transductores de presión basados en variaciones de la potencia transmitida al modificarse las condiciones de reflexión total interna en la fibra al estar sometida a esfuerzos; sensores de concentración de gases, de detección de contaminantes, o de PH, utilizando la absorción espectral del elemento analizado; sensores de temperatura que emplean la fotoluminiscencia de un material situado en el extremo de la fibra; sensores de radiación nuclear usando

la atenuación suplementaria producida por aquélla sobre la fibra.

La ventaja de este tipo de sensores es que requieren componentes relativamente simples y el procesamiento de la señal electrónica resultante es sencillo; sin embargo, son sensibles a variaciones de intensidad causadas por deformaciones en

la fibra, fluctuaciones en la potencia óptica enviada y en las condiciones de acoplamiento.

SENSORES BASADOS EN LA MODIFICACION DE LA FASE DEL CAMPO OPTICO.

La operación de este tipo de sensores se basa en la detección de variaciones de fase causadas por cambios en la longitud de trayectoria óptica por acción del mesurando, a través de diversos fenómenos tales como elastoóptico, electroóptico (Pockels, Kerr), magnetoóptico (Faraday), Doppler, Sagnac (referencia 1).

Este tipo de sensores requiere de un montaje interferométrico que es, en general, de tipo Mach-Zehnder, con fibras ópticas unimodales, como se muestra en la figura 2, en la que el haz de referencia del interferómetro se deriva con acopladores ópticos.

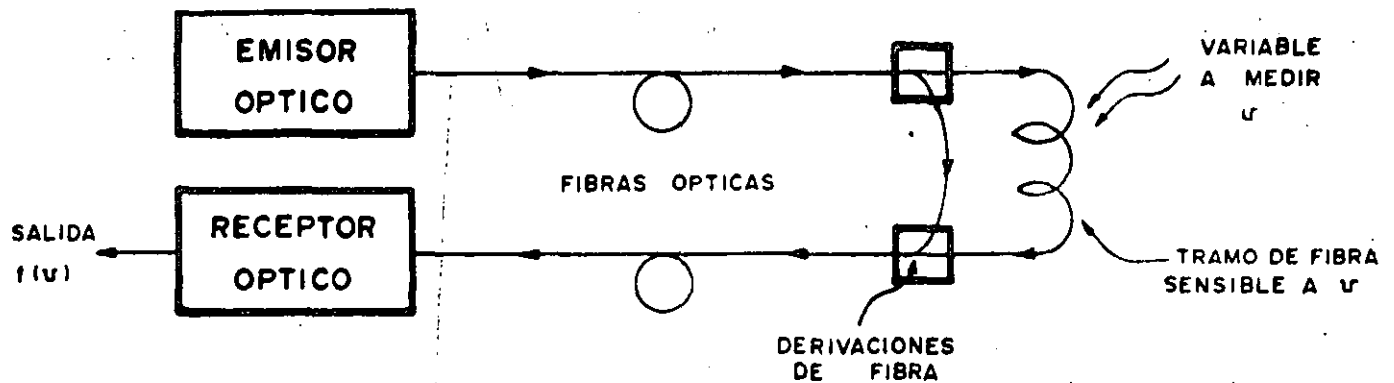


Figura 2.

Sensor de fibra óptica donde la variable a ser medida v modifica la fase de la luz en un tramo de fibra sensible.

La naturaleza unidimensional de la fibra óptica permite grandes longitudes de trayectoria de integración entre la luz y el mesurando, de modo que la acción de la variable medida es integrada a lo largo de la fibra, siguiendo la geometría deseada. Esto constituye una ventaja debido a la gran sensibilidad obtenida al integrar el efecto sobre una trayectoria larga. Además, en otros casos, la cantidad requerida es la integral.

En el primer caso se tienen, por ejemplo, los hidrófonos y los giróscopos; en el último caso, los sensores de corriente (como integral de línea del campo magnético) y de voltaje (integral de línea del campo eléctrico).

Estos sistemas presentan gran sensibilidad y rango dinámico. Sin embargo, requieren

fuentes ópticas de bajo ruido y, frecuentemente, fibras con control de polarización y con recubrimientos especiales tales como magnetostrictivo o piezoeléctrico; además, son sensibles a otras variables tales como temperatura y vibración. El procesamiento de la señal detectada es, en muchos casos, complicado (referencia 2). La figura 3 es la fotografía de un montaje experimental de un sensor interferométrico con fibra unimodal (referencia 4).

SENSORES DE VARIABLES DISTRIBUIDAS.

La determinación del valor de una variable en función de la posición a lo largo de una fibra óptica puede realizarse de manera discreta o continua. En el primer caso la medición se realiza en puntos o secciones de

la fibra; los transductores pueden estar constituidos por fibras como parte integral de la fibra principal, o por elementos externos, con las fibras únicamente como elementos de conexión.

En los sistemas distribuidos continuos, la manera habitual de identificar las diferentes posiciones a lo largo de la fibra es utilizando los diferentes tiempos de propagación de la luz desde el extremo emisor. Esto puede hacerse en el dominio del tiempo, midiendo tiempos de propagación de un pulso óptico, como se ilustra en la figura 4, o en el dominio de la frecuencia, usando técnicas de modulación de la frecuencia óptica.

Una de las técnicas utilizadas es una extensión de la reflectometría óptica en el dominio del tiempo, incluyendo el análisis de la polarización de la luz retrodifundida

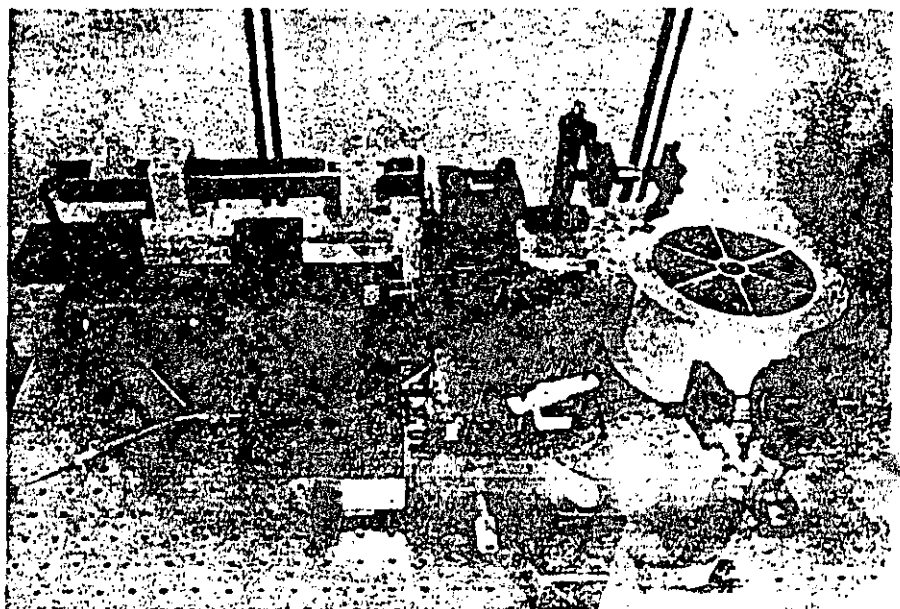


Figura 3.

Fotografía de montaje experimental de un sensor interferométrico de fibra óptica. El emisor óptico se encuentra en la parte izquierda, el receptor óptico en la parte inferior, y la fibra en el carrete del lado derecho.

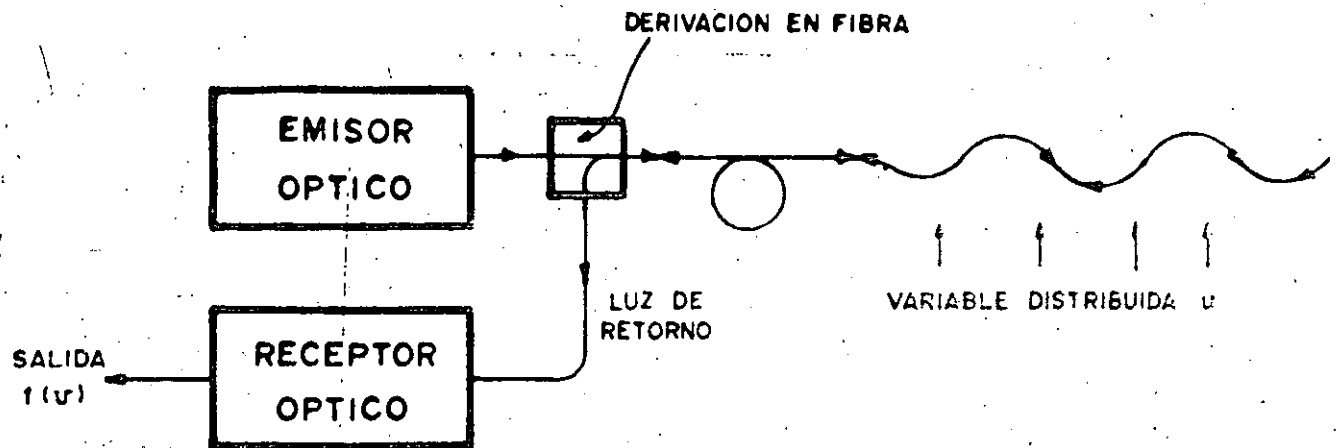


Figura 4.

Sensor de fibra óptica de variables distribuidas, donde la intensidad de la luz de retorno es función de la variable u , la que a su vez, es función de la posición a lo largo de la fibra.

(referencia 3), la resolución temporal permite determinar la distribución espacial de las propiedades de polarización de la fibra, lo que permite, a su vez, la obtención de la distribución de cualquier mesurando que modifique dichas propiedades; por ejemplo: presión, campo magnético, campo eléctrico.

Esta técnica presenta algunas desventajas: primera, el procesamiento de la señal de retrodifusión debe realizarse en el corto tiempo de respuesta requerido; segunda, las fibras ópticas utilizadas deben presentar características de polarización controladas.

Existe también una técnica de medición de distribuciones de temperatura basada en el efecto de la retrodifusión Raman en la fibra; la densidad espectral de la potencia retrodifundida presenta una estructura de bandas a longitudes de ondas de Stokes, y anti-Stokes entre otras; el cociente de las intensidades de estas dos componentes espectrales es función de la temperatura. Este efecto es aprovechado utilizando el método de reflectometría junto con filtraje espectral (referencia 5).

CONCLUSION

Los sensores de fibras ópticas ofrecen posibilidades muy interesantes en la transducción de variables físicas. Sin embargo, quedan por resolver problemas fundamentales en su operación. Actualmente, se realiza investigación en diversos aspectos: nuevos fenómenos utilizables en la medición de variables, esquemas interferométricos compensados, sensores de variables distribuidas, esquemas con multicanalización, recubrimientos en las

fibras, fibras con polarización controlada, componentes y subsistemas en óptica integrada.

A nivel industrial, actualmente se encuentran en operación sensores de tipo incoherente en el área eléctrica (referencia 6), química (7), médica (8) y navegación (9). Los de tipo interferométrico aún no se encuentran a este nivel de utilización, exceptuando algunas aplicaciones militares y en la navegación. La figura 5 presenta una tabla de algunas de las variables físicas medibles con sensores de fibra óptica.

REFERENCIAS

1. T.G. Giallorenzi, J.A. Bucaro, J.A. Dandridge, "Optical Fiber Sensor Technology" IEEE Journal of Quantum Electronics; Vol. 18, No. 4, pp. 626-633 (1982).
2. W.A. Staliard, A.R. Beaumont, R.C. Booth, "Integrated Optic Devices for Coherent Transmission". IEEE Journal of Lightwave Technology Vol. LT-4, No. 7, pp. 852-857 (1986).
3. A.J. Rogers, "Polarization OTDR: a technique for the measurements of field distributions" Applied Optics, Vol. 20, No. 6, pp. 1060-1074 (1981).
4. F.J. Mendleta, M. Santos, "Sistema electroóptico para telemetría de voltaje usando fibras ópticas". Instituto de Investigaciones Eléctricas, Pat. Pend. 1987.

5. J.P. Dakin, D.J. Pratt, "Distributed optical fiber Raman temperature sensor using a semiconductor light source and detector", Electronics Letters, Vol. 21, No. 13, pp. 569-570 (1985).
6. T. Yoshino, "Optical fiber sensors for the electrical industry" Paper 798-27, Proc. 4th. Int. Sump. Opt. Optoelectr. Appl. Sci. Eng., SPIE, the Hague, The Netherlands (1987).
7. R.T. Murray, D.E. Smith, P.G. Wright, "Fiber-Optic sensors for the chemical industry", Optics News, pp. 31-33 (1986).
8. A.M. Scheggi, "Optical fibers in medicine" Proc. 2nd. Int. Opt. Fib. Sensor Conf. pp. 93-104 VDE-Verlag GmbH, Berlin (1984).
9. T.G. Giallorenzi, J.A. Bucaro, A. Dandridge, J.H. Cole, "Optical fiber sensors challenge the competition", IEEE Spectrum, Vol. 23 No. 9 pp. 44-49 (1986).

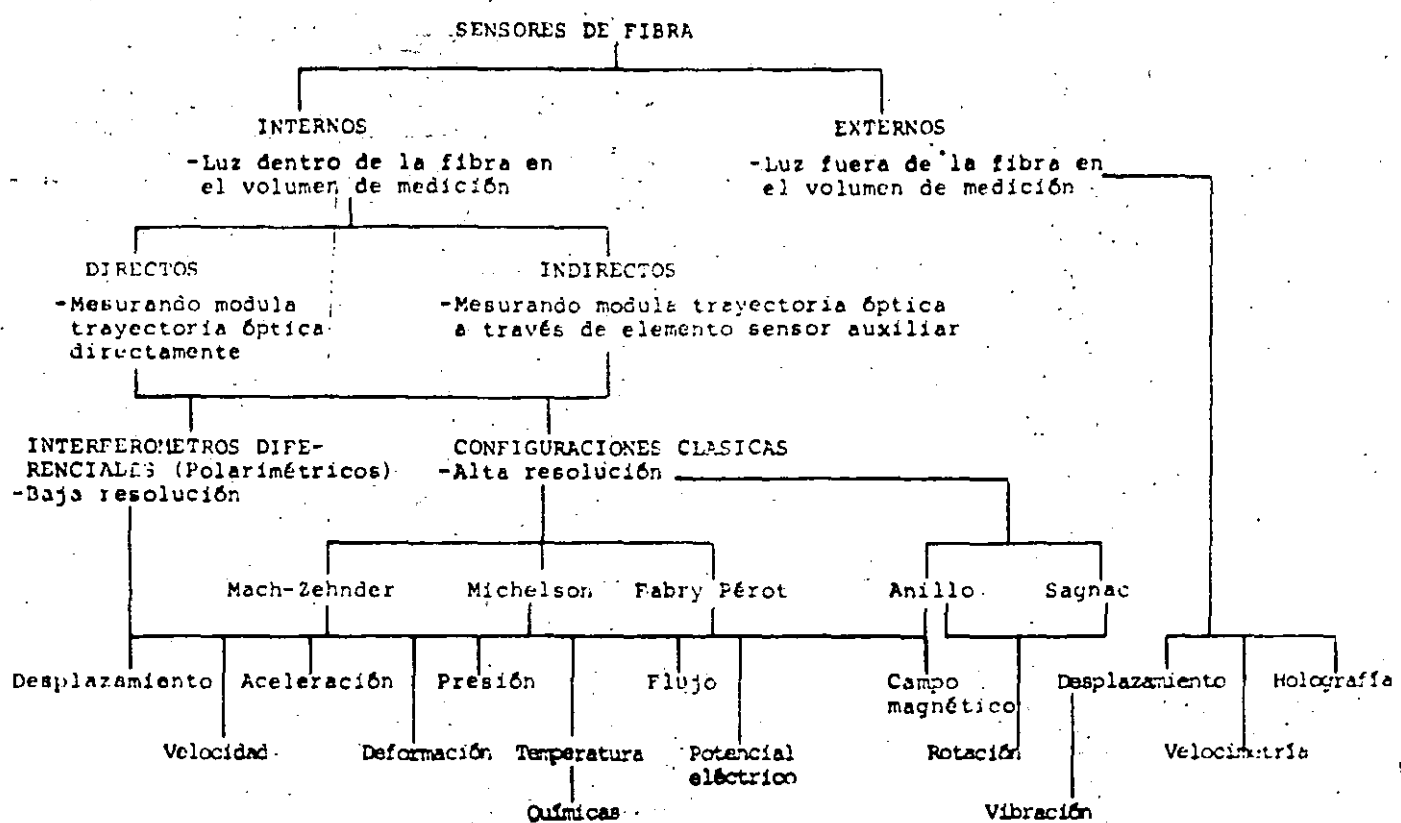


Figura 5.

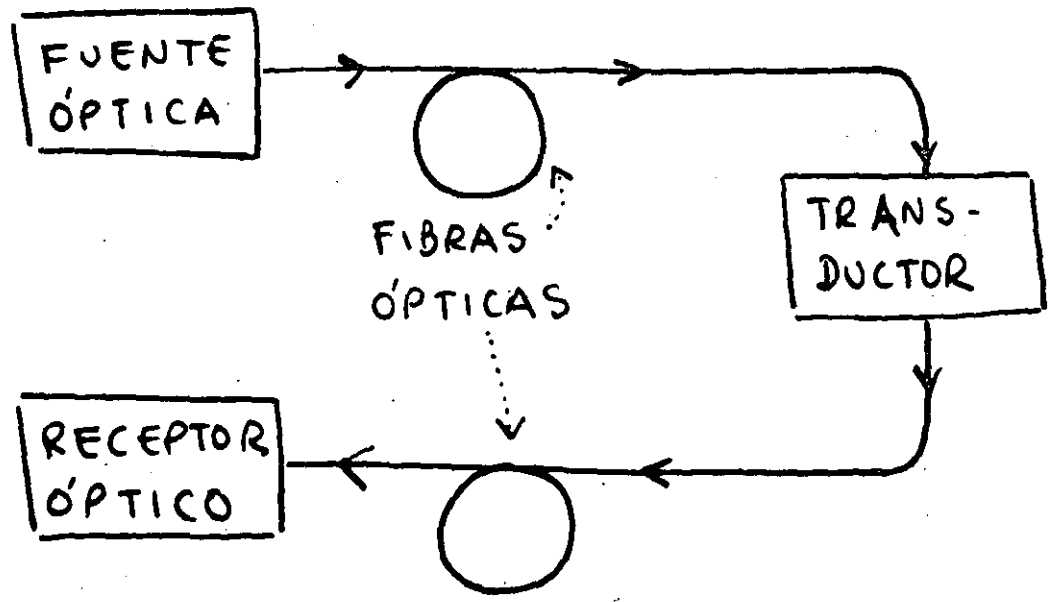
Tabla de algunas configuraciones de sensores de fibra óptica y de las variables físicas que con ellas pueden ser medidas.

Francisco J. Mendieta es egresado de la Facultad de Ingeniería de la UNAM, con doctorado en la Escuela Superior de Telecomunicaciones, Francia. Actualmente trabaja en el área de comunicaciones ópticas en el Instituto de Investigaciones Eléctricas en Cuernavaca, Mor.



SENSORES DE FIBRA ÓPTICA

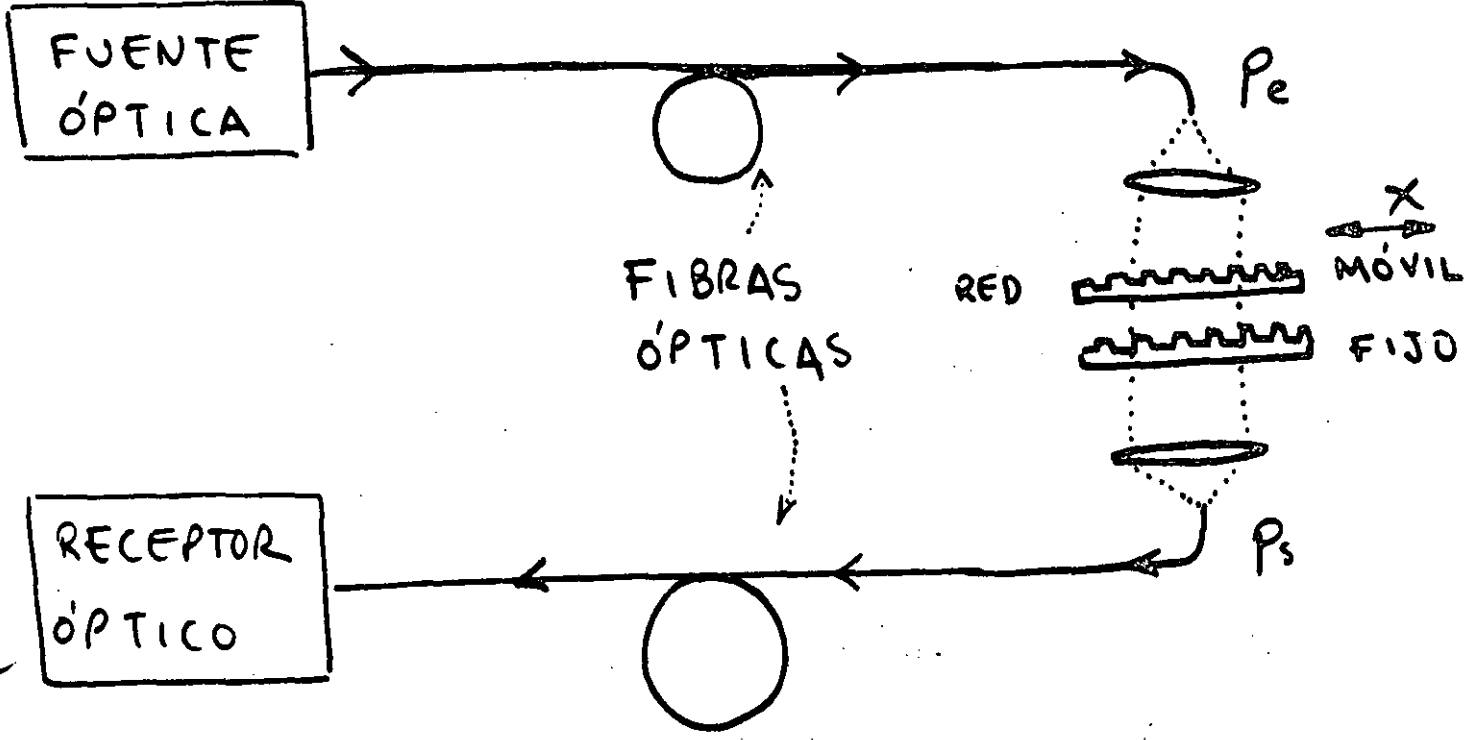
CONCEPTO BÁSICO:



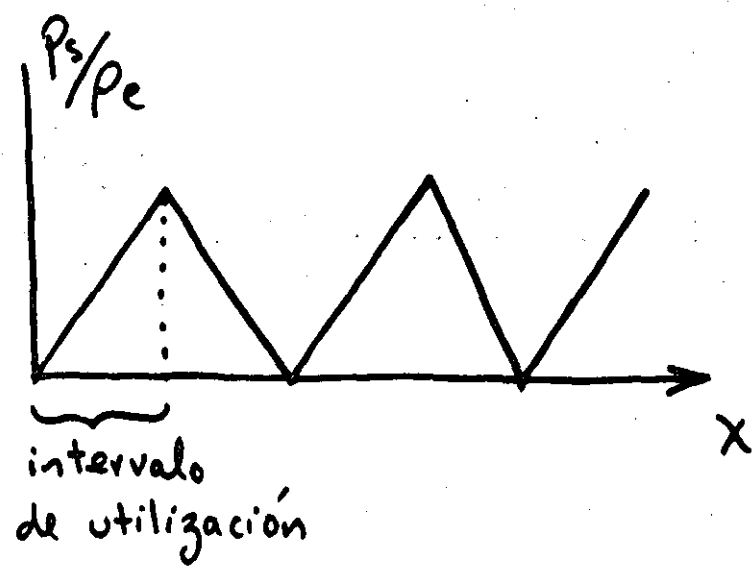
VARIABLES FÍSICAS QUE PUEDEN SER MEDIDAS:

- 1. TEMPERATURA
- 2. PRESIÓN
- 3. ACÚSTICA
- 4. ACELERACIÓN
- 5. ESFUERZO
- 6. VOLTAJE
- 7. CAMPO ELÉCTRICO
- 8. CORRIENTE
- 9. CAMPO MAGNÉTICO
- 10. DESPLAZAMIENTO
- 11. NIVEL DE FLUIDOS
- 12. PRESENCIA DE GASES
- 13. ROTACIÓN ETC.

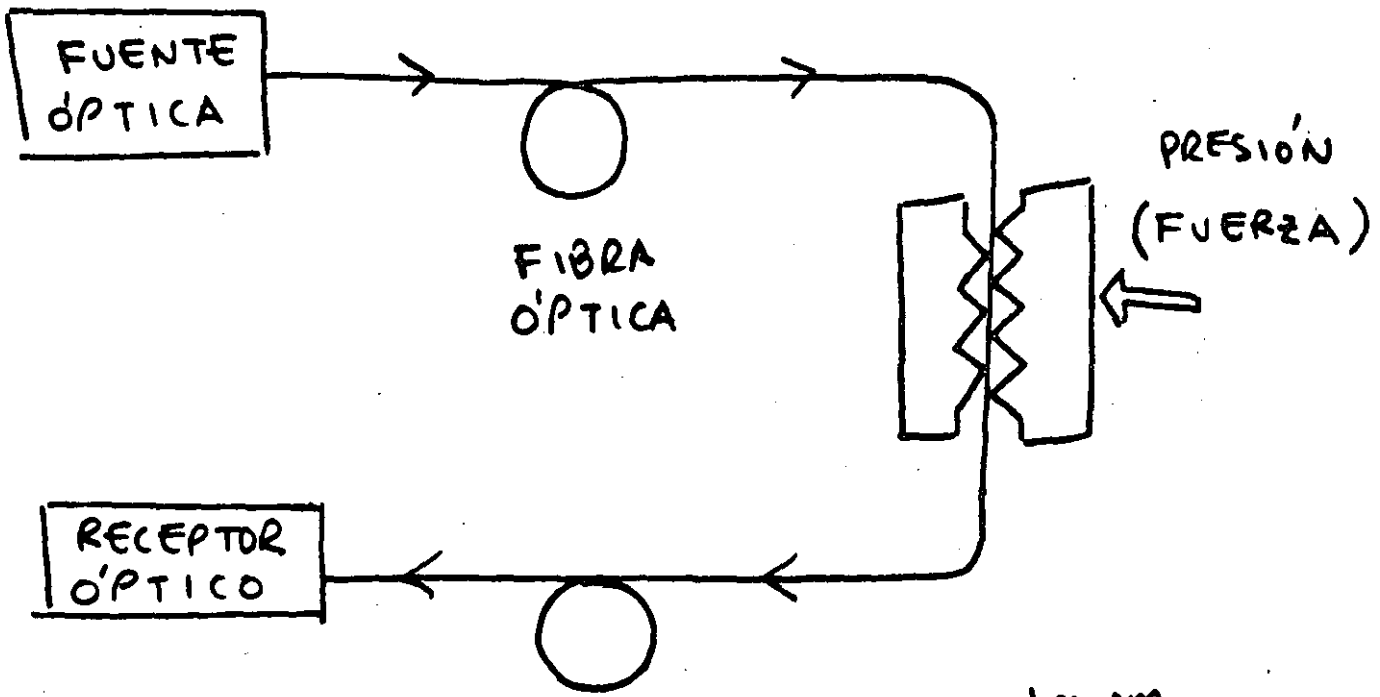
SENSOR DE DESPLAZAMIENTO



TRANSMISIÓN

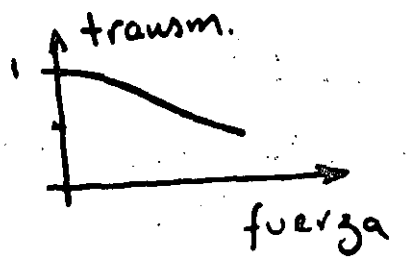


SENSOR DE PRESIÓN (Pérdidas por curvatura)



$$\Delta(\text{transmitancia}) \sim \Delta(\text{fuerza})$$

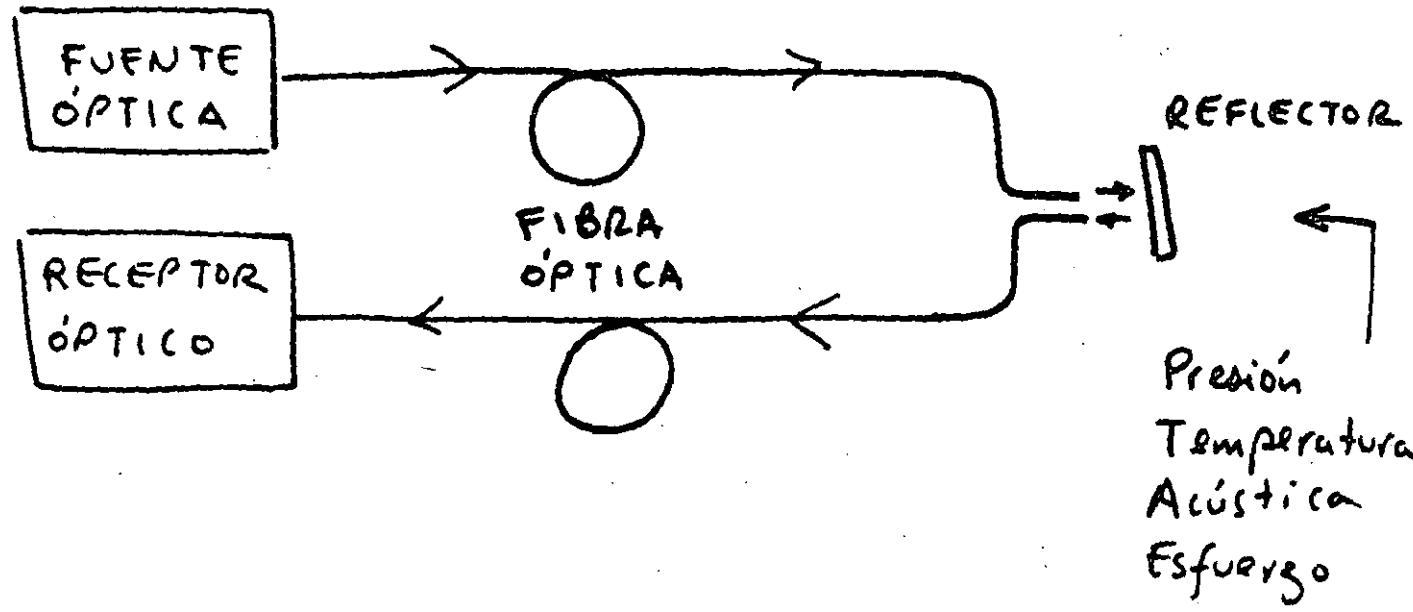
resolución : 10^{-4} Pa



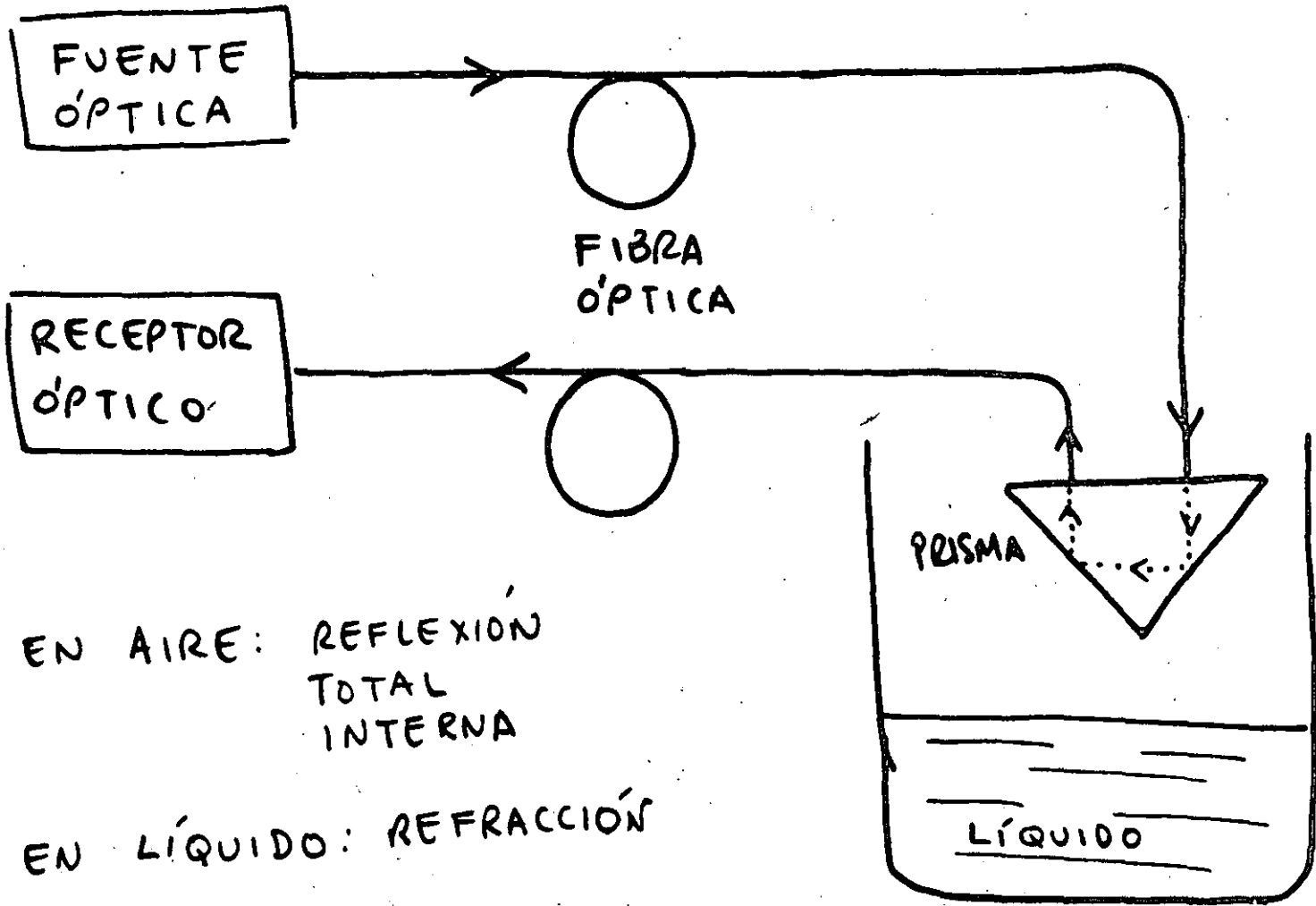
SENSOR DE
DESPLAZAMIENTO

4

Reflexión

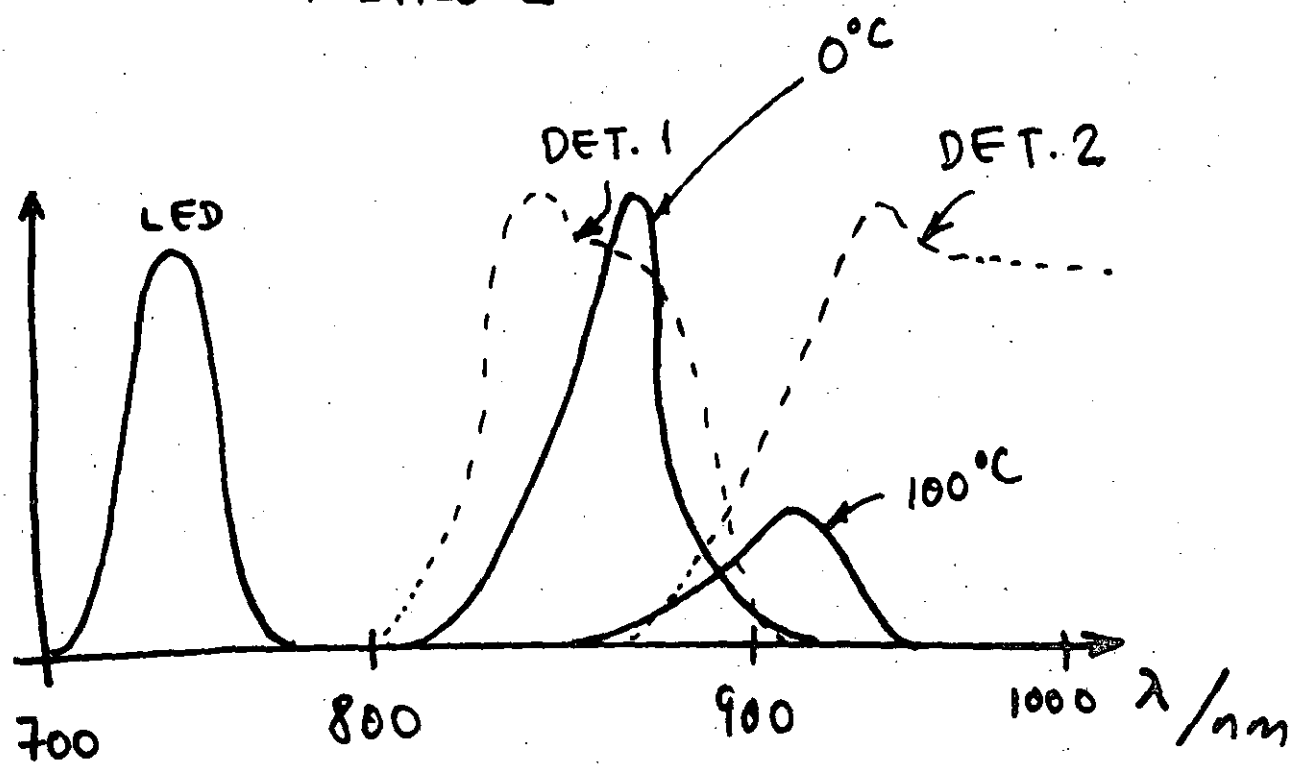
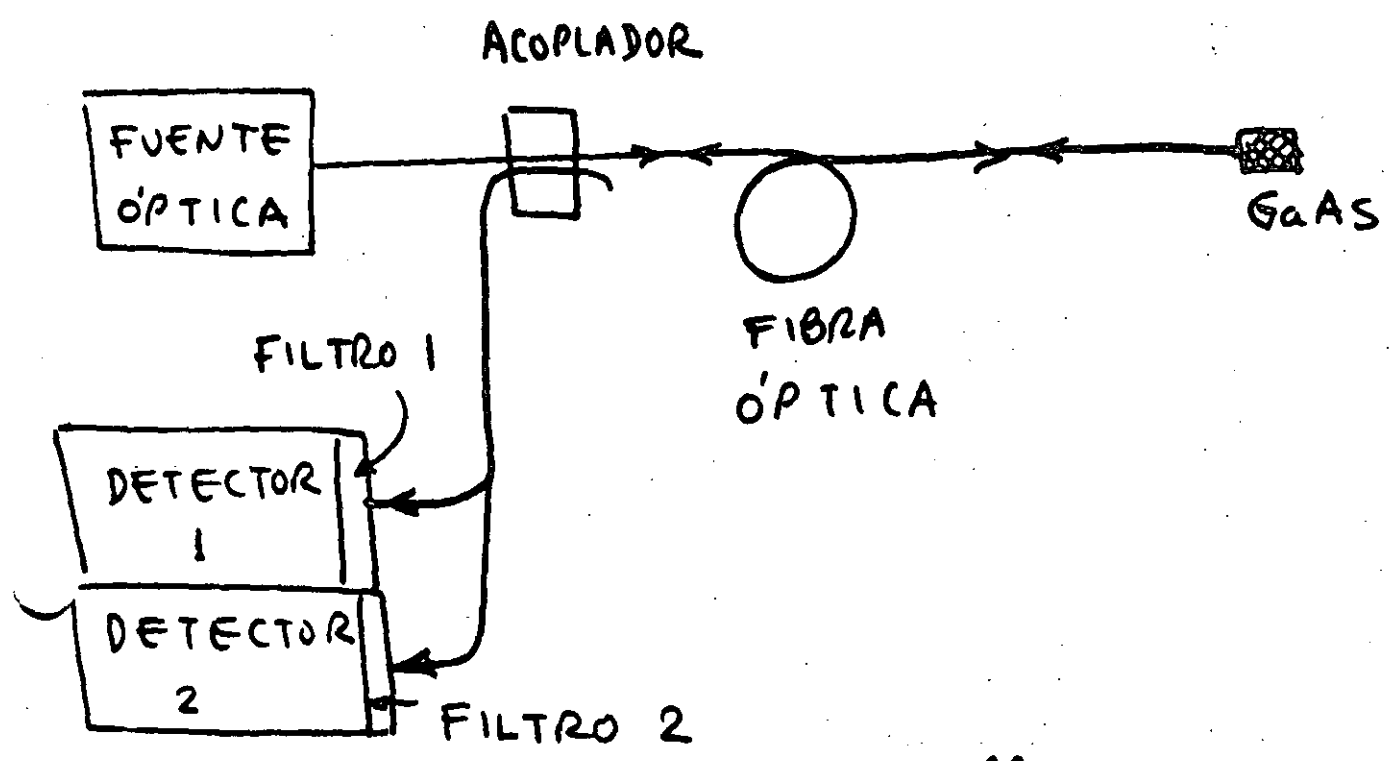


DETECTOR DE NIVEL DE LÍQUIDOS

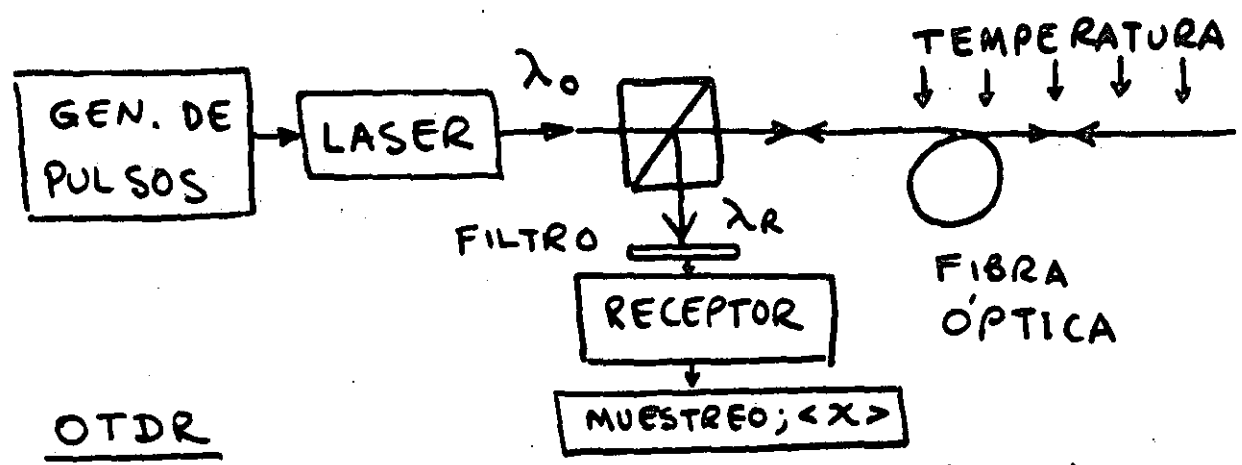


SENSOR DE TEMPERATURA ⁶

Fotoluminescencia del GaAs



SENSOR DE TEMPERATURA
DISTRIBUIDO



OTDR

RETRO DIFUSIÓN RAMAN : el coeficiente es función de T

$$\lambda_R \neq \lambda_0$$

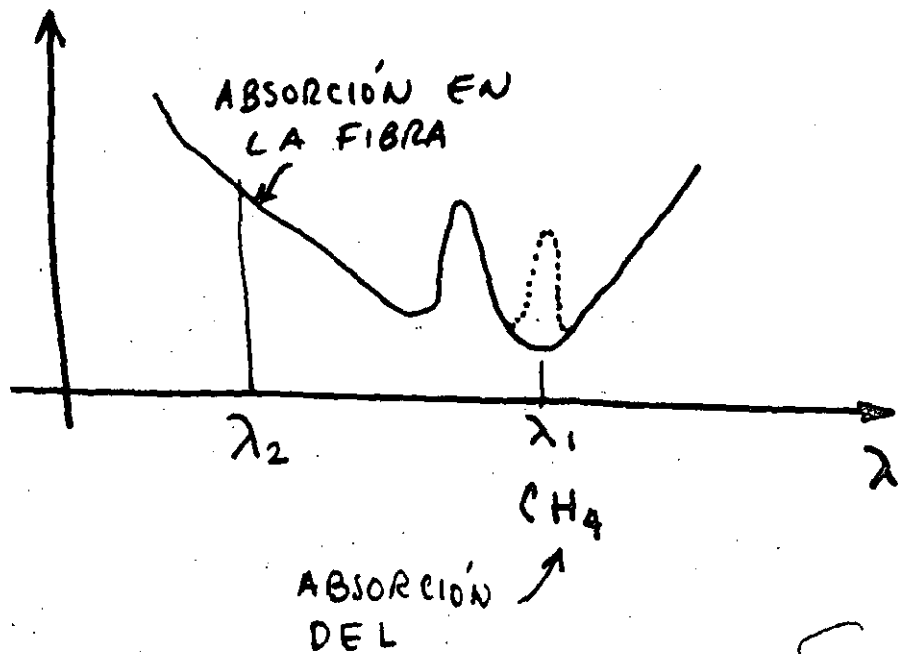
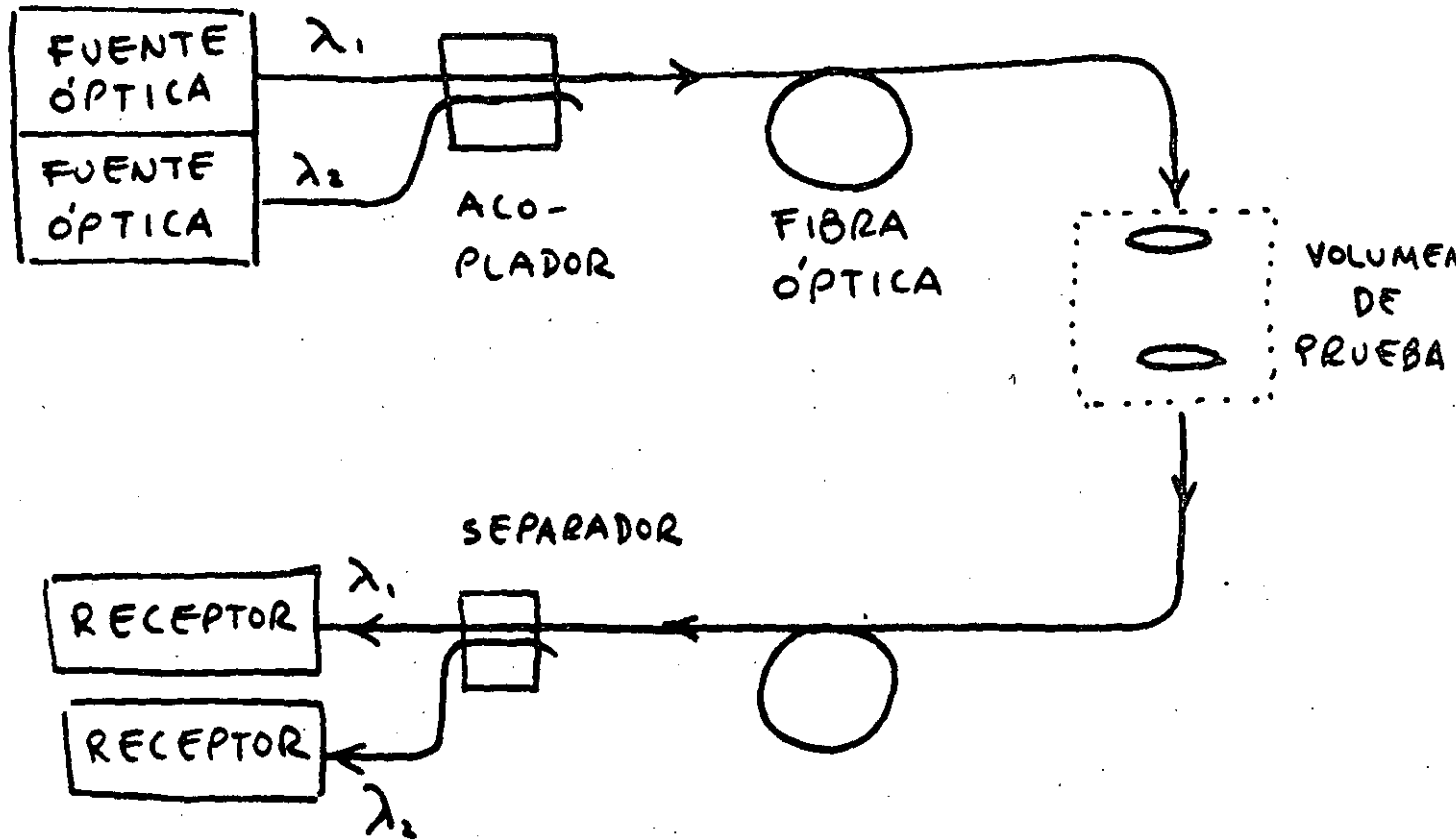


RESOLUCIÓN :
 $\approx 1^\circ\text{C}$ en 1 km

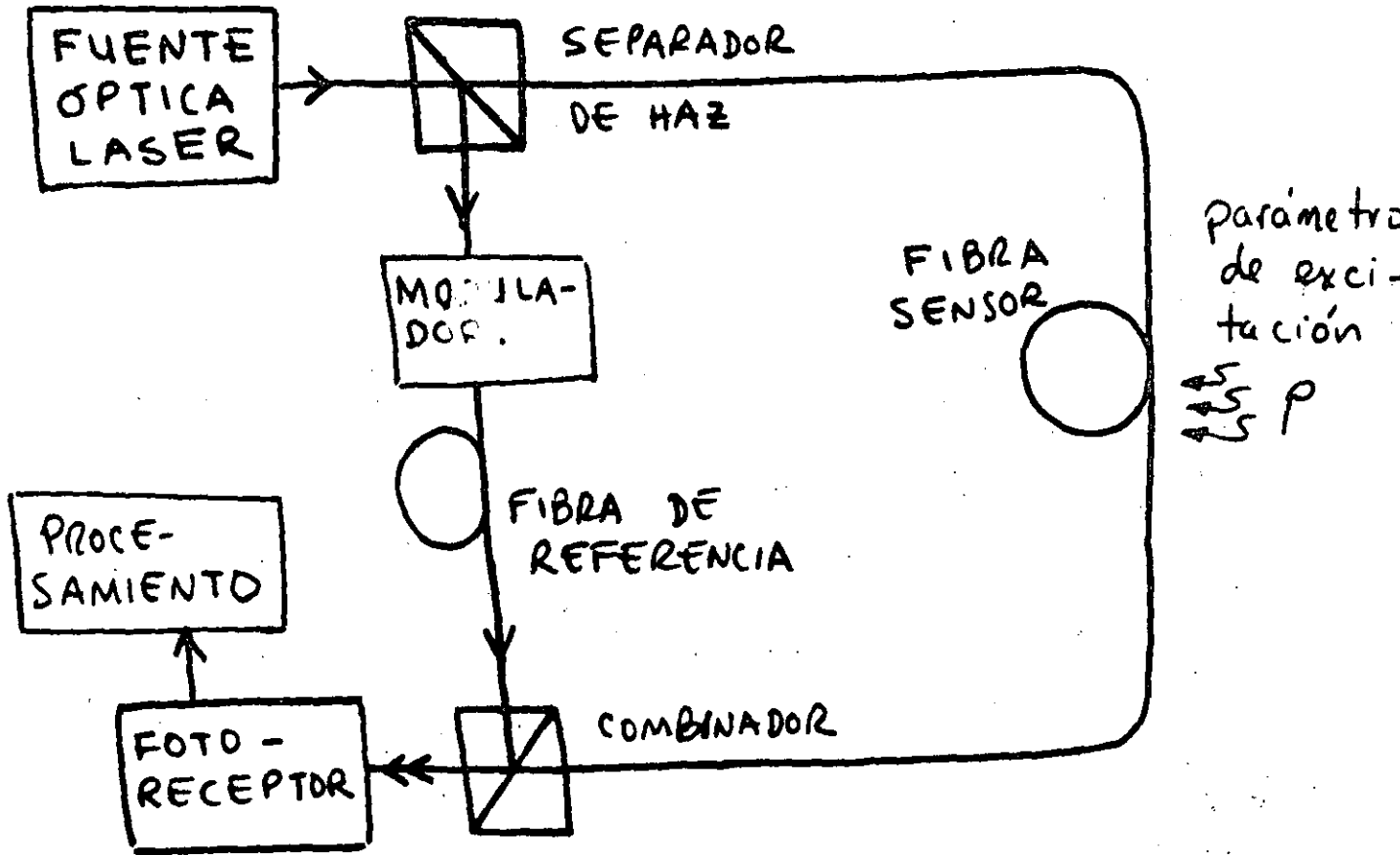
SENSOR DE PRESENCIA DE GASES

8

Línea de absorción espectral



EFFECTOS SOBRE LA FASE DE LA FIBRA . Detección coherente ⁹

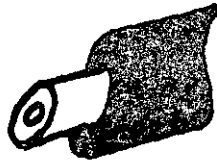


$$\Delta \phi \sim \left[\frac{dn}{dp} + \frac{n}{l} \frac{dl}{dp} \right] p l$$

índice
 longitud

RECUBRIMIENTOS DE LA FIBRA

10



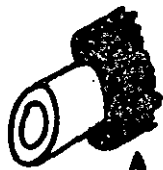
ACÚSTICA - Poliestireno
Nylon

TÉRMICA - Níquel, aluminio

MAGNÉTICA - Níquel (aleaciones)

ELEÉCTRICA - Piezoeléctrico

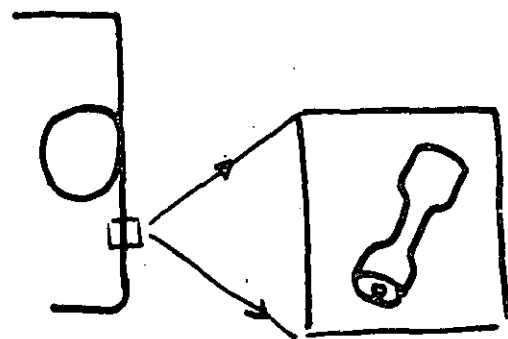
SENSOR DE
TEMPERATURA



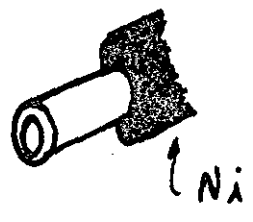
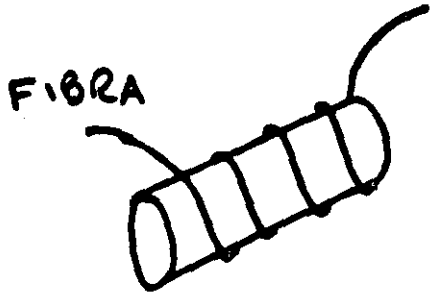
↑ Al metal

RESOLUCIÓN: $10^{-8} \text{ } ^\circ\text{C}$

SENSOR PUNTUAL



SENSOR DE CAMPO
MAGNÉTICO



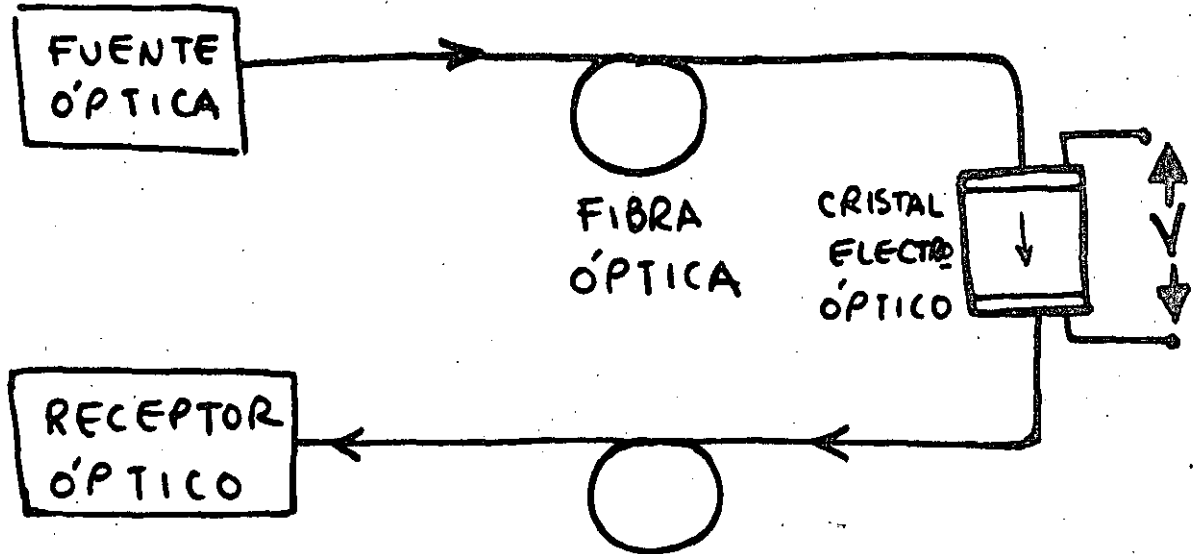
RESOLUCIÓN $\approx 10^{-12}$ GAUSS

- APLICACIONES:
- MAGNETÓMETRO
 - SENSOR DE CORRIENTE

SENSOR DE VOLTAJE.

13

Efecto Pockels

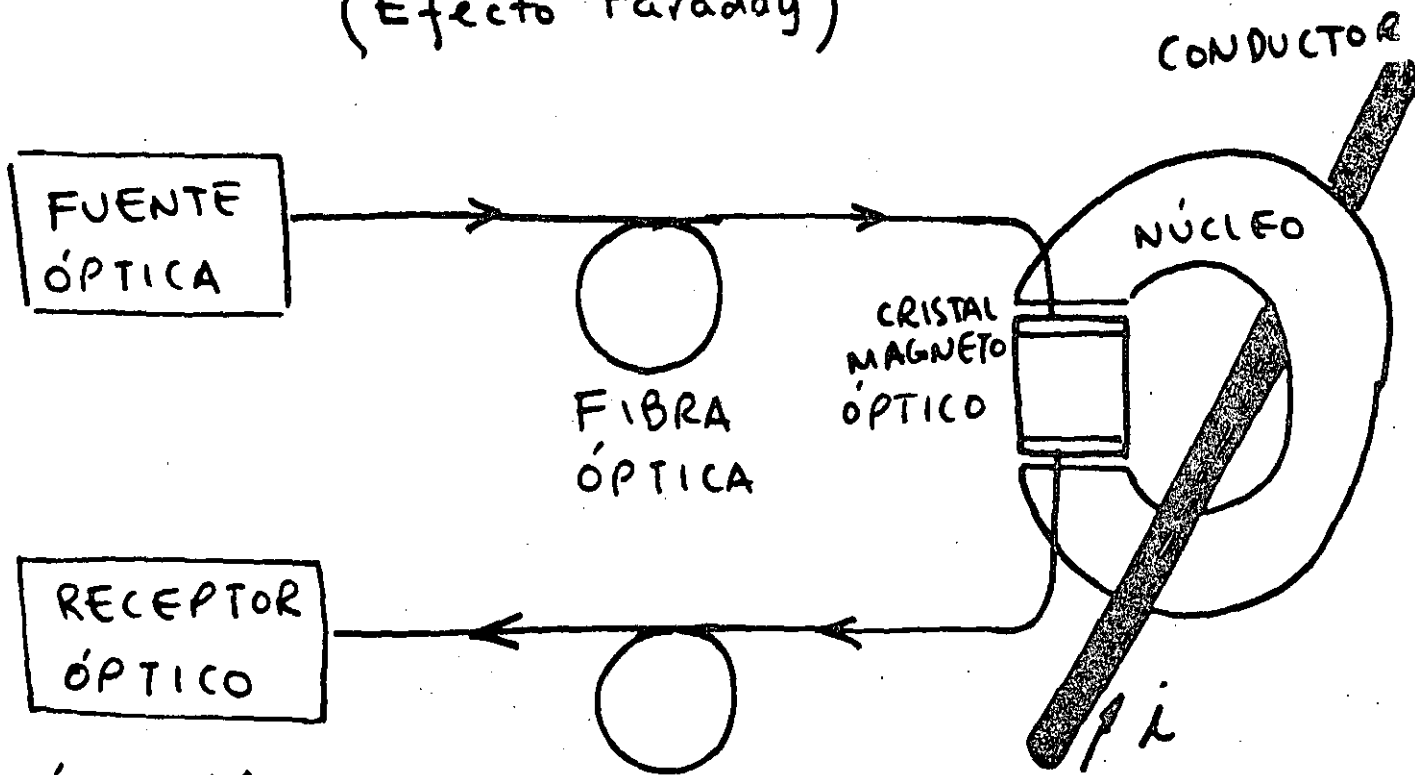


ERROR \approx 1%
COMERCIAL

SENSOR DE CORRIENTE

14

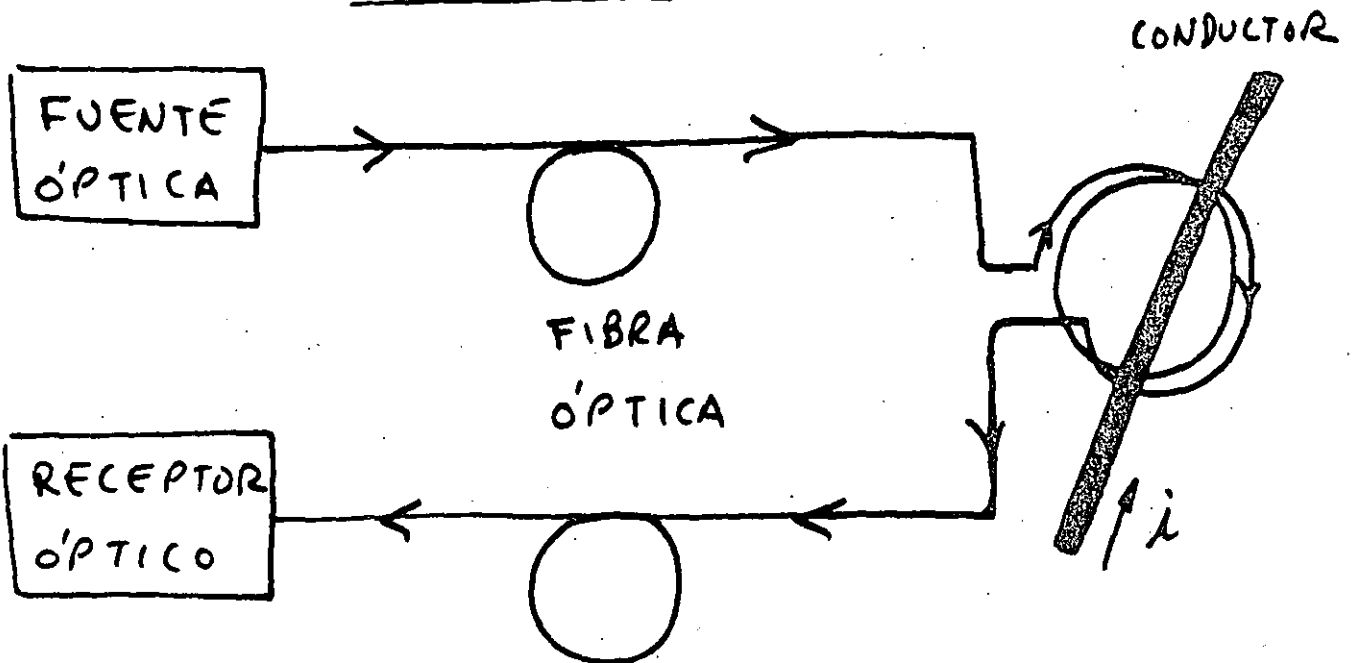
(Efecto Faraday)



ROTACIÓN DE LA POLARIZACIÓN $\alpha = \nu L H$

ERROR $\approx 1\%$ \uparrow
COMERCIAL

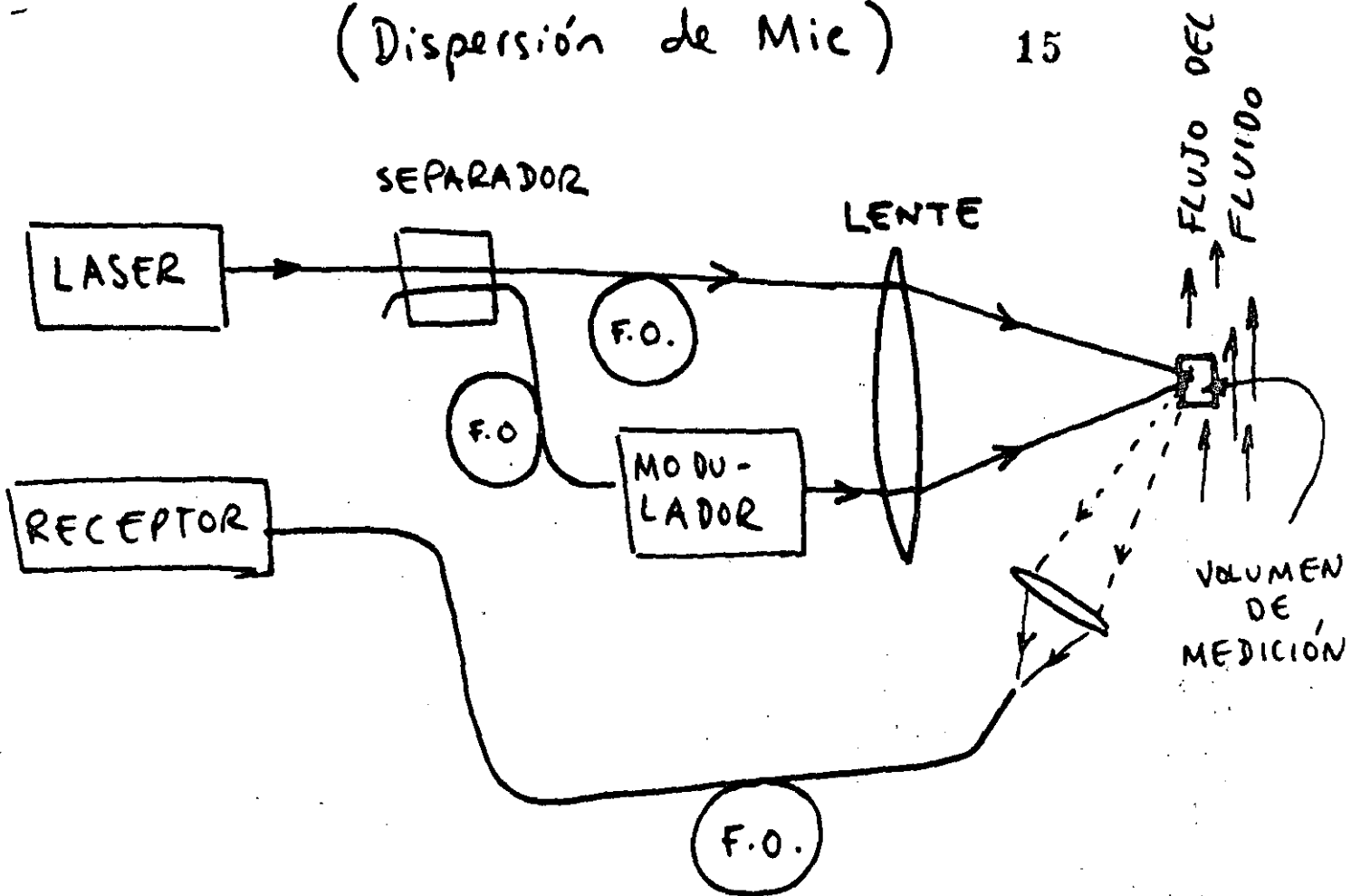
TODO FIBRA:



VELOCIMETRÍA DOPPLER

(Dispersión de Mie)

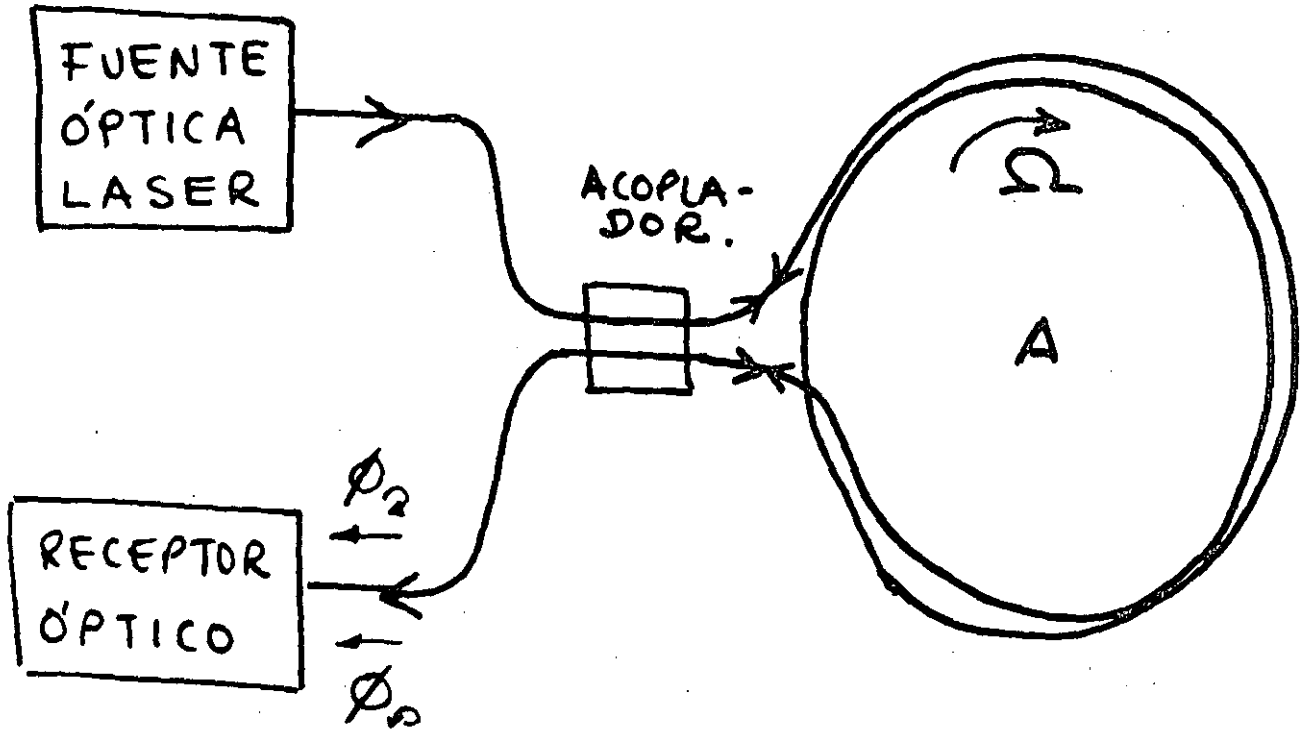
15



SENSOR DE ROTACIÓN.

EFFECTO SAGNAC.

16



$$\Delta\phi = \phi_2 - \phi_1 \propto NA\Omega$$

RESOLUCIÓN : 10^{-6} grados/hora

para 1 km, 10 cm radio, 2 mW

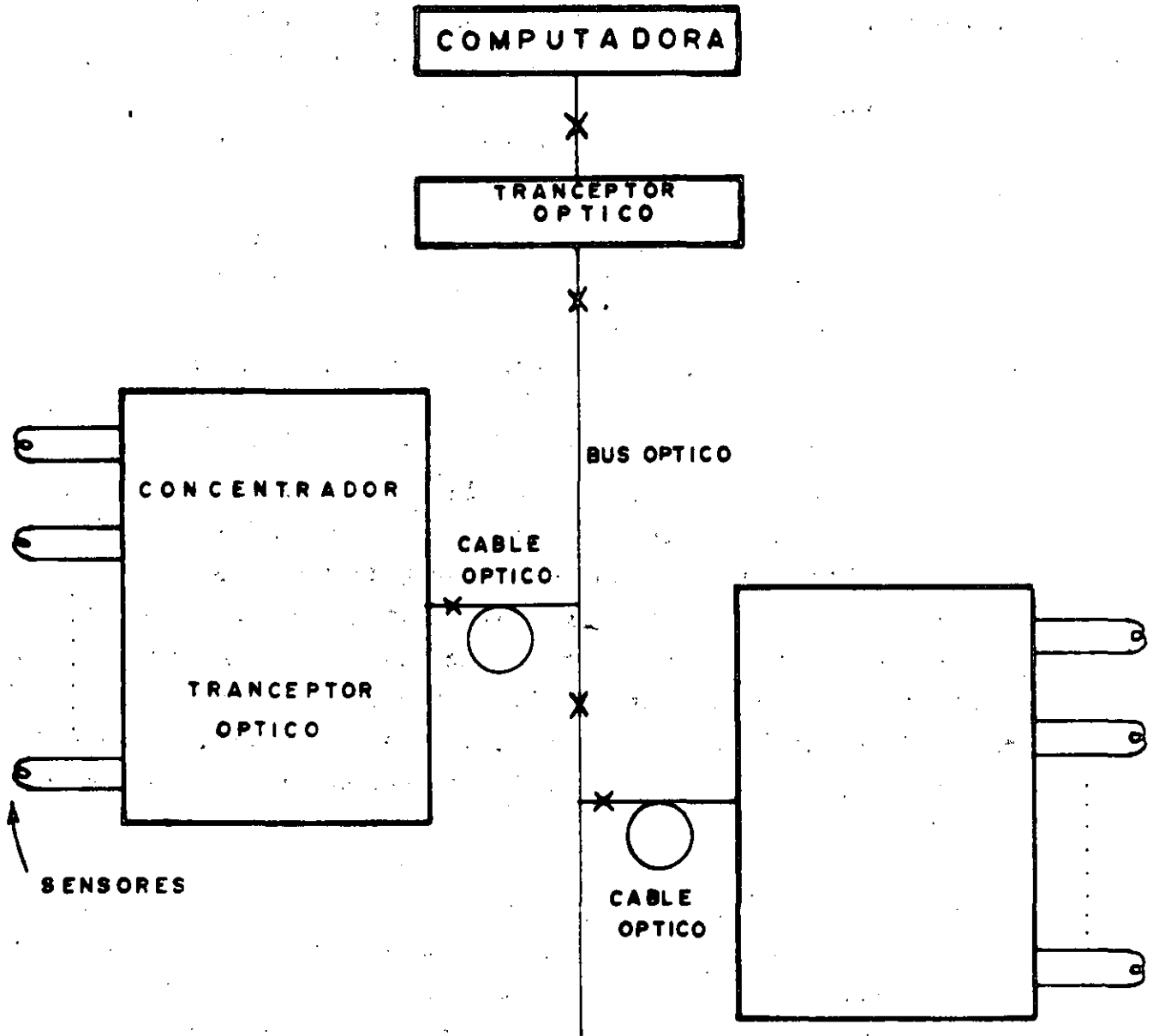
	1980	1986	1990	1995
SENSORES	527	995	1790	3300
Porcentaje de sensores de fibra óptica	0.87	3.02	6.98	12.58
SENSORES DE FIBRA OPTICA	5	30	125	415
Presión	-	0.5	8	35
Temperatura	2	9	40	135
Nivel	1	3	15	45
Flujo	-	0.5	2	10
Posición	1	8	25	90
Propiedades de materiales	1	9	35	100

Ventas de sensores (millones de dólares E.U.A.)

Fuente: Fiberoptic Product News, Marzo, 1987.

MESURANDO	TIPO DE SENSOR	RANGO DINAMICO	PRECISION	ESTADO ACTUAL
Temperatura	A	300-2000°C	$\pm 1^\circ\text{C}$	Adecuado en laboratorio para medios hostiles y uso médico. Alto costo para los últimos dos.
	C	0-100°C	$\pm 0.001^\circ\text{C}$	
	A	-50°C - 150°C	$\pm 0.2^\circ\text{C}$	
Presión	A	0 - 35 M Pa	$\pm 0.5\%$	Generalmente prototipos de laboratorio, usado en estudios clínicos. Miniaturizado.
Desplazamiento	A	0 - 40°	$\pm 0.04^\circ$	Pruebas ambientales en proceso. Producción y empaquetado para aumentar confiabilidad.
		0 - 15 cm	$\pm 0.003\text{cm}$	
Aceleración (Vibración)	A	0.01-32 g	$\pm 0.1\%$	Probado en campo en algunas aplicaciones.
	C	10^{-6} - 10g	$\pm 1\%$	
PH	A	6-8 7-12	± 0.02	Usado con animales. Responde en 3-300s. ϕ del sensor 0.5-4 mm. Potencial en pruebas clínicas invasivas
Flujo	C	0.5 - 20 m/s	$\pm 1\%$	Ideal en lugares inaccesibles u hostiles. Mínima perturbación. ϕ del sensor 100 μm para uso médico
	A	Varios entre 10^{-1} - 10^5 m/s		
Nivel líquidos enc. -ap. cort.	A	Determinado por # de sens.	$\pm 0.05 \text{ mm}$	Usado con telemetría de fibra para fugas de aceite en tuberías (km). Operado con radar óptico.
	A	algunos m	$\pm 1 \text{ mm}$	
Presión sonora	C	3-170dB		Sensibilidad a T: 5% de 0 a 35°C. Probados en océano. Varias configuraciones.
Campo magnético	C	$0.1 - 10^3 \text{ nT}$	$\pm 1\%$	Probados en campo. En desarrollo uno con 10^{-11} T de sensibilidad. Estabilidad: 100 nT durante 13 h
Velocidad angular	D	10^{-3} o/h 10^{-2} o/h	$\pm 0.1\%$	Probada para control de antenas. Fuerte potencial a bajo costo (\$500 (EUA)/eje). Desarrollo para incrementar estabilidad (10^{-2} o/h) rango dinámico y linealidad (10 ppm).
Concentración de contaminantes	A	15-1000ppm	$\pm 5\%$	Instalados en 1000 barcos. Sensor multi- λ para identificación en desarrollo.

Tipo de sensor: A= modulación de intensidad externa a la fibra
 B= modulación de intensidad interna
 C= modulación de fase en dos fibras
 D= modulación de fase en una fibra.



SENSOR DE VOLTAJE BASADO EN EL EFECTO POCKELS.

Medición Tradicional de Voltaje.

En plantas eléctricas, las mediciones de voltaje y corriente se requieren para controlar, supervisar y registrar la generación, transmisión, distribución y venta de energía; lo que implica la necesidad de técnicas de medición seguras, confiables y económicamente adecuadas.

La mayor parte de las mediciones se basan en la utilización de transformadores de voltaje (TV) y de corriente (TC). Esta tecnología se ha desarrollado durante 75 años, aproximadamente, y alcanza hoy un nivel adecuado para la tarea requerida.

Sin embargo, a medida que los sistemas de potencia se extienden y se interconectan de manera compleja y que los voltajes se incrementan, esta tecnología convencional empieza a presentar limitaciones, dada la necesidad de más exactitud bajo diferentes condiciones de operación y de un mayor número de puntos de medición. En las industrias eléctricas del mundo, esto ha motivado la búsqueda de tecnologías alternativas para la medición, esto, combinado con el acelerado desarrollo del campo de las fibras ópticas ha enfocado la atención sobre los sensores ópticos aplicados a esta función.

El campo de los sensores ópticos presenta gran interés dadas las características de las fibras, los emisores, los detectores y los transductores ópticos relacionados con el aislamiento eléctrico, la inmunidad a interferencias, la velocidad de respuesta, el intervalo dinámico, el tamaño y peso reducidos. Se han investigado y desarrollado sensores ópticos para la transducción de variables físicas en el área de mecánica, médica, navegación, varios de los cuales han alcanzado etapas industrial y comercial.

Nosotros nos enfocaremos en el funcionamiento del sensor de voltaje que hace uso del efecto-electroóptico en cristales.

El diagrama a bloques del sensor desarrollado es el siguiente:
Fig. 1.

Los lentes (Fig. 2), al inicio y al final del sensor se utilizan para colimar el haz de luz (y enfocarlo) que sale de la fibra depolarizado.

POLARIZACION.

La luz (Fig. 3) como una onda electromagnética se caracteriza por una combinación de campos eléctrico y magnético, que varían en el tiempo y se propagan a través del espacio. Los campos eléctrico y magnético vibran perpendiculares uno con respecto al otro y perpendicularmente a la dirección de propagación. Si el vector de campo eléctrico de una onda electromagnética que se propaga en el espacio libre vibra en un plano específico, se dice que la onda está polarizada en el plano. Pero si el haz luz comprende muchas ondas individuales y en general los planos de vibración de sus campos eléctricos son aleatoriamente orientados, se dice que esta luz es depolarizada.

BIRREFRINGENCIA (FIG. 4).

Muchos cristales son eléctricamente anisotrópicos, es decir sus propiedades ópticas no son las mismas en todas las direcciones de una muestra dada; la anisotropía está poco relacionada con la estructura del enrejado cristalino. Esto significa que la polarización P producida por un campo eléctrico E no se puede representar por un simple escalar múltiplo del campo aplicado, sino que varía de manera que depende de la orientación del campo aplicado con respecto al enrejado cristalino. Una consecuencia de esto es que la rapidez de propagación de un haz de luz en tal cristal, depende de

la dirección de propagación y polarización de la luz. En otras palabras, el índice de refracción varía con la dirección del cristal. De esto podemos concluir que hay dos posibles valores de velocidad de fase para una dirección dada de propagación. Este tipo de cristales son llamados doblemente refractivos o birrefringentes.

EL FENOMENO ELECTROOPTICO (FIG. 5)

Pero nuestro cristal no presenta este fenómeno de manera natural, así que pasaremos a definir el efecto electroóptico. Este efecto también llamado efecto pockels o efecto lineal enuncia que "Cuando se aplica un campo eléctrico a ciertos materiales se induce un cambio de índice de refracción Δn que es directamente proporcional al campo eléctrico aplicado".

El cambio en el índice, como función del campo eléctrico puede ser representado por la ecuación: $\Delta n = r \epsilon$ donde r se une a la llamada coeficiente lineal Electro-óptico y ϵ es el campo eléctrico aplicado.

El resultado de este efecto lineal es introducir nuevos ejes ópticos a los ejes naturales del cristal. En el efecto Pockels las direcciones privilegiadas son perpendiculares al campo eléctrico aplicado. Así un cristal electro-óptico exhibirá birrefringencia en el plano (X Y), si el campo eléctrico se aplica en la dirección Z.

La luz emergente será luz polarizada elípticamente. Como ya se dijo la luz polarizada en el plano o linealmente polarizada es aquella en el que todo el tren de ondas que comprene el haz tienen su vector de campo eléctrico situado en el mismo plano. Para fines prácticos un haz puede considerarse como dos ondas linealmente polarizadas con sus planos de polarización perpendiculares uno a otro y están fuera de fase.

LUZ ELIPTICA (FIG. 6)

Consideremos ahora el caso especial donde las amplitudes de las ondas son diferentes y tienen una diferencia de fase de $\pi/2$. Si estas ondas se propagan en dirección Z podemos escribir las componentes de campo eléctrico como $E_x = iE_0 \cos \Psi$ y $E_y = j E'_0 \sin \Psi$.

El campo eléctrico total es la suma de los dos componentes:

$$E = E_x + E_y \quad \text{y,} \quad \Psi = Kz - \omega t$$

donde K es la constante de propagación en dirección z , ω es la frecuencia angular y t es el tiempo. Por lo tanto:

$$E = i E_0 \cos (Kz - \omega t) + j E'_0 \sin (Kz - \omega t).$$

La resultante de esta última ecuación puede ser interpretada como una onda individual, en la cual el vector de campo eléctrico en un punto dado en el espacio, difieren en amplitud y rotan con una frecuencia angular ω , tal onda se dice que es elípticamente polarizada.

LA PLACA DE RETARDO (FIG. 7)

Los retardadores son un tipo de elemento óptico que se utiliza para cambiar el estado de polarización de la luz incidente sobre él. Uno de los dos estados coherentes de la luz es retrasado en fase, de alguna manera, con respecto al otro. La luz que emerge del retardador tiene una diferencia de fase relativa diferente a la que tenía inicialmente y, por lo tanto un estado de polarización diferente. Como sabemos cuando un haz de luz monocromático incide sobre un cristal uniaxial generalmente dividido en dos emergiendo como un haz ordinario y otro extraordinario. Después de atravesar el retardador de espesor de la onda electromagnética será la superposición de las ondas C y O , con una diferencia de fase $\Delta\Psi$ la cual:

$$\Delta\psi = \frac{2\pi}{\lambda_0} d (|N_o - N_e|)$$

La lámina de $1/4$ de longitud de onda es aquella que introduce un retardo de $\pi/2$ entre las componentes o y e. Este tipo de placas de método se fabrican de mica, cuarzo y plástico polimérico.

FIGURA 1

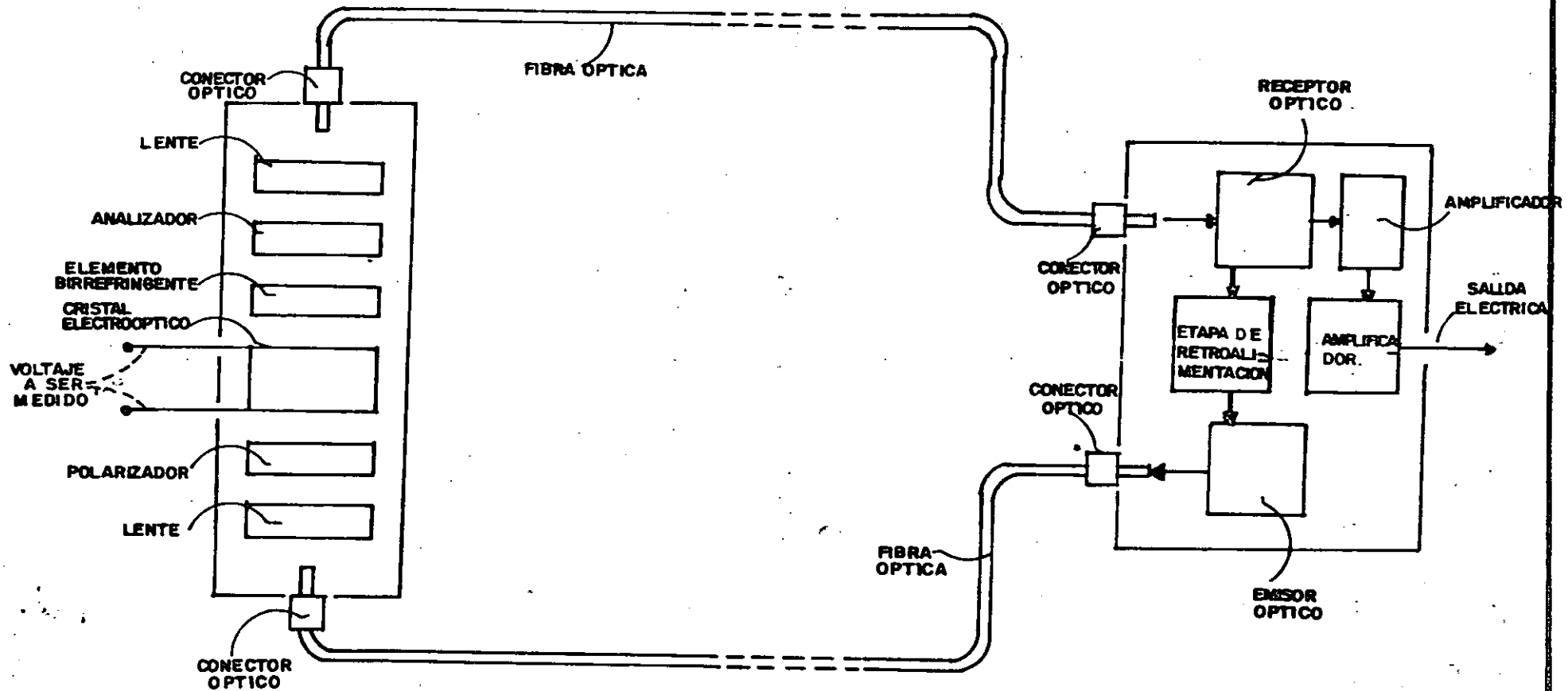


FIG. 4.1. DIAGRAMA A BLOQUES DEL SENSOR DE VOLTAJE.

25

DESCRIPCION DEL SENSOR DE VOLTAJE.

La figura 4.1 muestra el diagrama a bloques del sensor de voltaje. Un diodo emisor de luz infrarroja de alta irradiancia operando en $0.880 \mu\text{m}$ y un fotodiodo tipo PIN se utilizan como fuente de luz y detector, respectivamente.

Con la utilización de un amplificador de bajo ruido integrado el diseño del receptor se facilitó en gran manera.

La confiabilidad de los leds ha sido demostrada por su utilización en muchos sistemas de comunicación por fibra óptica. El fotodiodo convierte la señal óptica a una señal eléctrica idéntica.

Al aplicar un voltaje al cristal modulador, la luz que atraviesa el cristal sigue las variaciones de dicho voltaje, lo que se traduce en una señal de c.a. montada en un nivel de c.d. Así la transmitancia está dada por la ecuación 2.32:

$$I = \frac{I_0}{2} \left(1 + \text{Sen } \pi \frac{V}{V_0} \right)$$

donde I es la intensidad de la señal modulada (a la salida del esquema polarimétrico), I_0 es la intensidad de luz que entra al sensor, V es el voltaje aplicado y V_0 es el voltaje necesario para transmisión máxima.

La señal óptica de c.d. está dada por:

$$P_{cd} = \frac{1}{2} I_0$$

mientras que la señal de c.a. es:

$$P_{ca} = \frac{1}{2} I_0 \text{ Sen } \pi \frac{V}{V_0}$$

Detectando la señal óptica de c.a. que va 'montada' en la señal de c.d., podemos obtener el voltaje aplicado al cristal.

Se utiliza una fibra óptica que tiene $50 \mu\text{m}$ de diámetro en el núcleo, $125 \mu\text{m}$ de diámetro del revestimiento y 0.28 de apertura numérica.

La potencia acoplada en el sistema es $251 \mu\text{w}$, y la potencia óptica promedio recibida es de $15.8 \mu\text{w}$; de éste modo, las pérdidas de inserción son 12dB. Algunas de las pérdidas en el sistema son inevitables, como por ejemplo, las debidas a la presencia en el esquema polarimétrico del polarizador y de la placa de retardo que provocan pérdidas de 6dB; las demás pérdidas se deben a el resto de los componentes ópticos y a desalineamientos en el esquema.

La figura 4.2 muestra el arreglo del modulador electroóptico, el cuál consiste de un polarizador, el cristal KD^*P , una placa de retardo de $\lambda/4$, un analizador (en cuadratura con el polarizador) y dos lentes. La dirección del campo eléctrico aplicado al cristal es la misma que tiene el haz de luz (en dirección de z). La luz que sale de la fibra óptica es colimada por el primer lente y polarizada linealmente por el polarizador. En presencia del campo eléctrico aplicado, la luz linealmente polarizada es cambiada a luz elípticamente polarizada a su paso por el cristal electroóptico. Esta luz con polarización elíptica pasa por la placa de retardo y por último, es introducida nuevamente a la fibra por el segundo lente; de modo que la luz está ahora modulada electroópticamente. El índice de modulación es equivalente al voltaje de corriente alterna aplicado

al cristal. Esto es; el voltaje aplicado al sensor puede ser medido detectando el índice de modulación de la señal óptica. El índice de modulación (m) es la relación entre la potencia de la señal de corriente alterna dividida sobre la potencia de la señal de corriente directa:

$$m = \frac{P_{ca}}{P_{cd}}$$

4.1

En ambos lados del cristal K^*DP se deposita por evaporación una película conductora semitransparente de óxido de Indio y el cable es colocado en contacto con dicha capa.

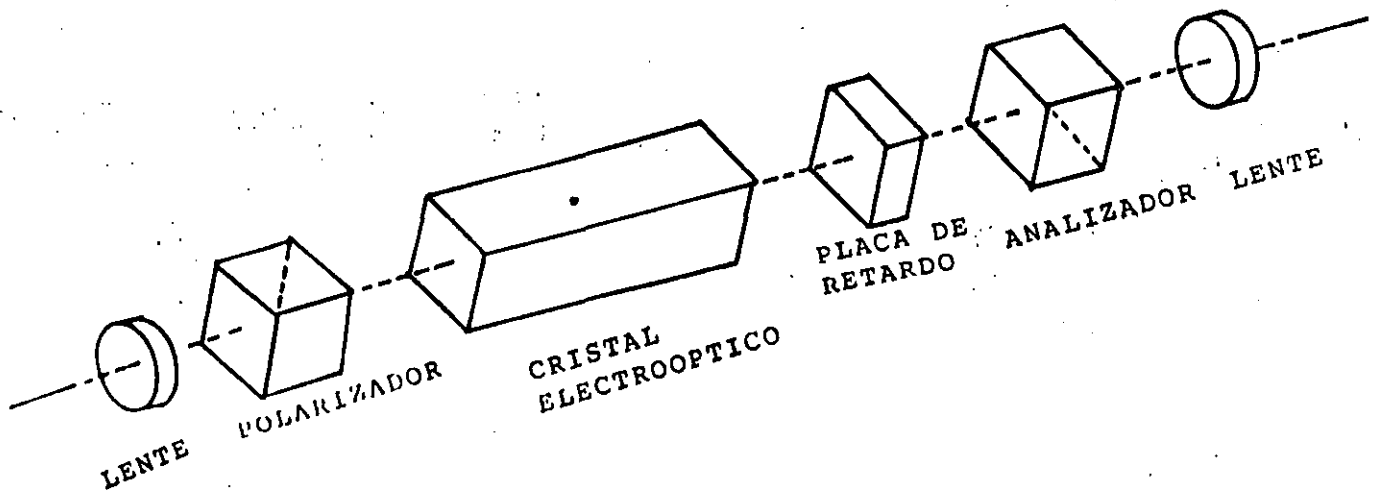


fig. 4.2 Los componentes del modulador electroóptico.

El tamaño del esquema polarimétrico mostrado en la figura 4.2 es de 20 x 18 x 5.5 cm, debido a que las bases donde se colocaron los componentes ópticos son bastante voluminosas, por ser componentes para laboratorio. (las bases lo mismo que los conectores de las fibras, deben ser de preferencia de plástico para conservar el alto aislamiento del sensor). El montaje experimental se realizó sobre una mesa óptica 'Melles Griot'.

4.2 FUNCION DE TRANSFERENCIA DEL ESQUEMA POLARIMETRICO.

En la mayoría de los casos, un sensor se utiliza para determinar el valor instantáneo de una variable (voltaje, corriente, presión, etc.), por ello, la función de transferencia deseable es una función lineal:

$$R(x) = Kx \quad 4.2$$

donde:

x es la variable a medir.

R(x) es la salida del sensor y,

K es una constante.

En muchos casos, especialmente en la medición de variables de doble polaridad, la naturaleza anti-simétrica de la forma de onda es importante. Desafortunadamente, en el campo de la óptica, raramente es posible obtener funciones lineales. [1] En todos los casos, la salida de un sensor óptico está relacionada a la variable a medir por una función de la forma:

$$R(x) = A \operatorname{Sen}^2 \left[\theta + \frac{x}{x_0} \right] \quad 4.2$$

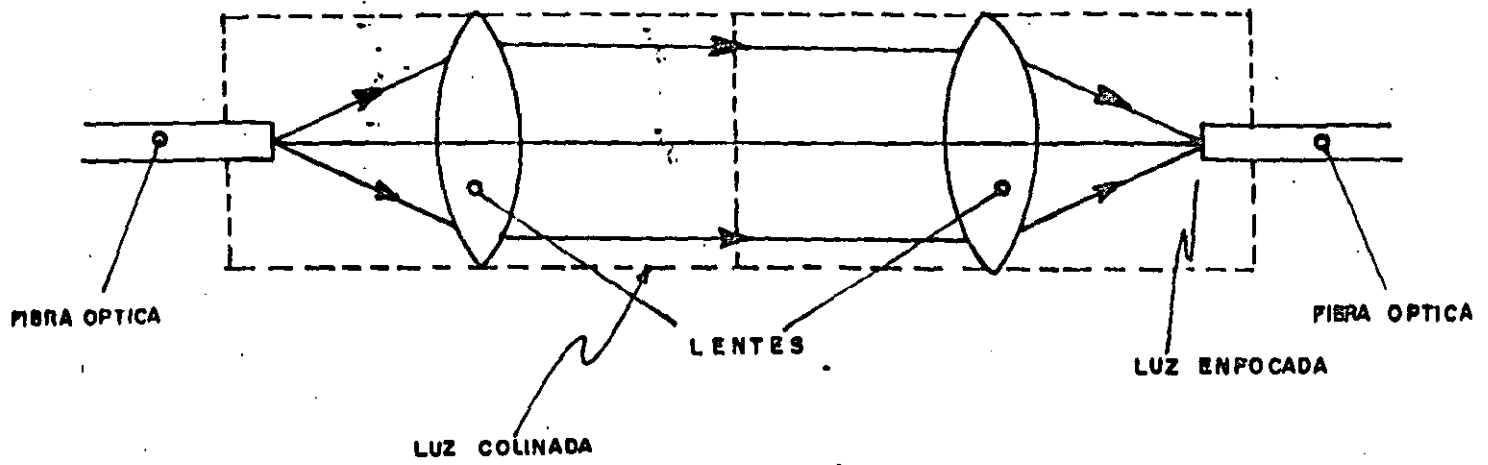


FIG. 2 ARREGLO DE LENTES.

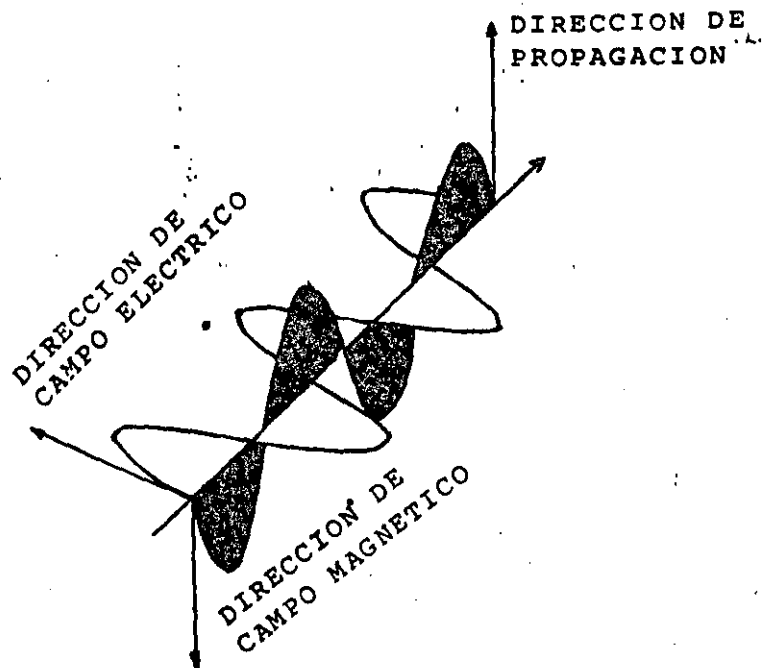


FIG. 3 UNA ONDA ELECTROMAGNETICA.

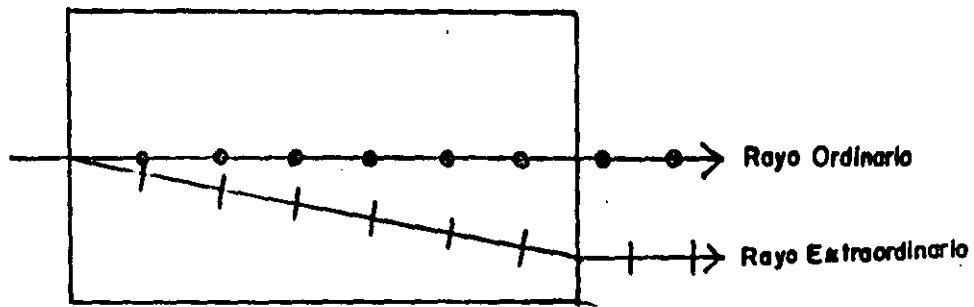


FIG. 4 CRISTAL EXHIBIENDO BIRREFRINGENCIA.

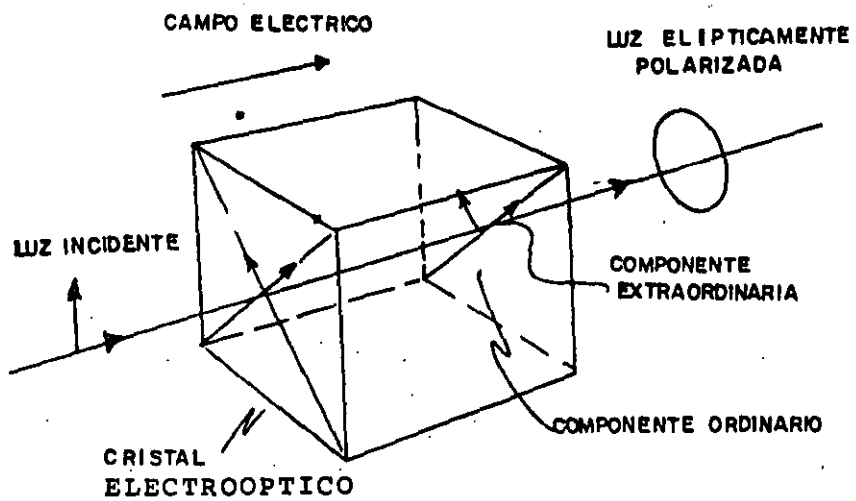


FIG. 5 EL FENOMENO ELECTROOPTICO.

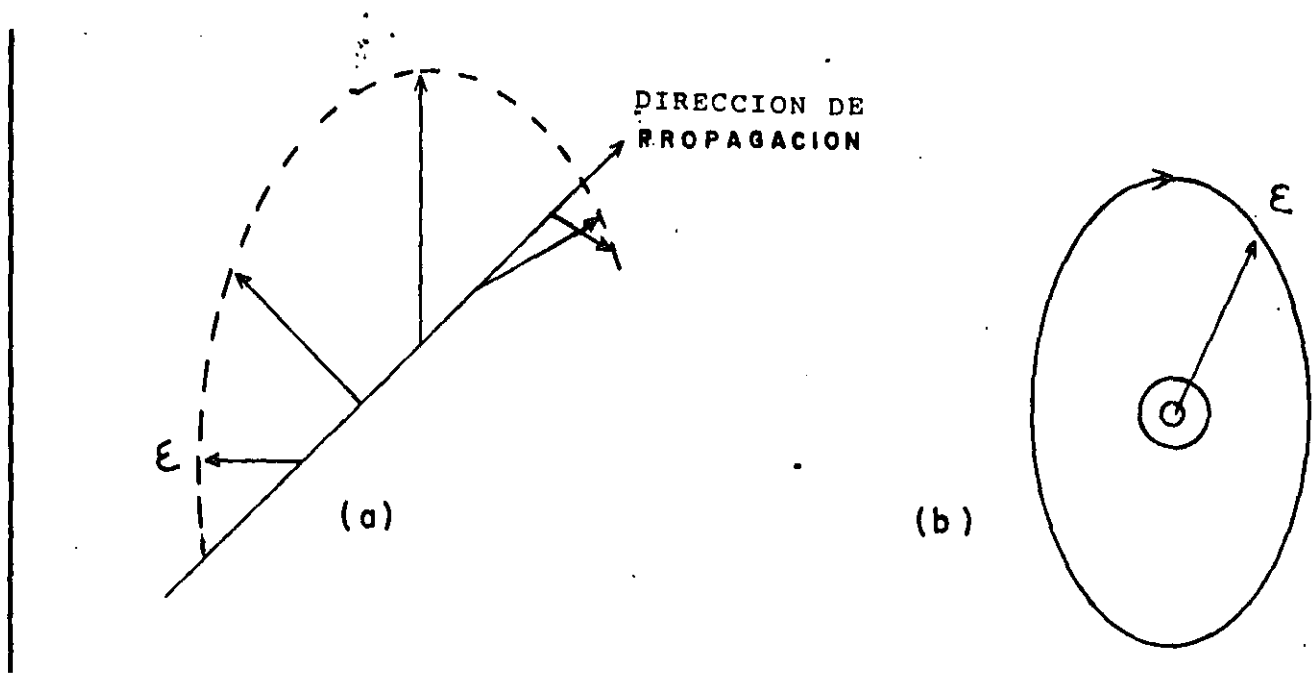


FIG. 6 LUZ ELIPTICAMENTE POLARIZADA.
 a) EN UN PUNTO EN EL TIEMPO.
 b) EN UN LUGAR EN EL ESPACIO.

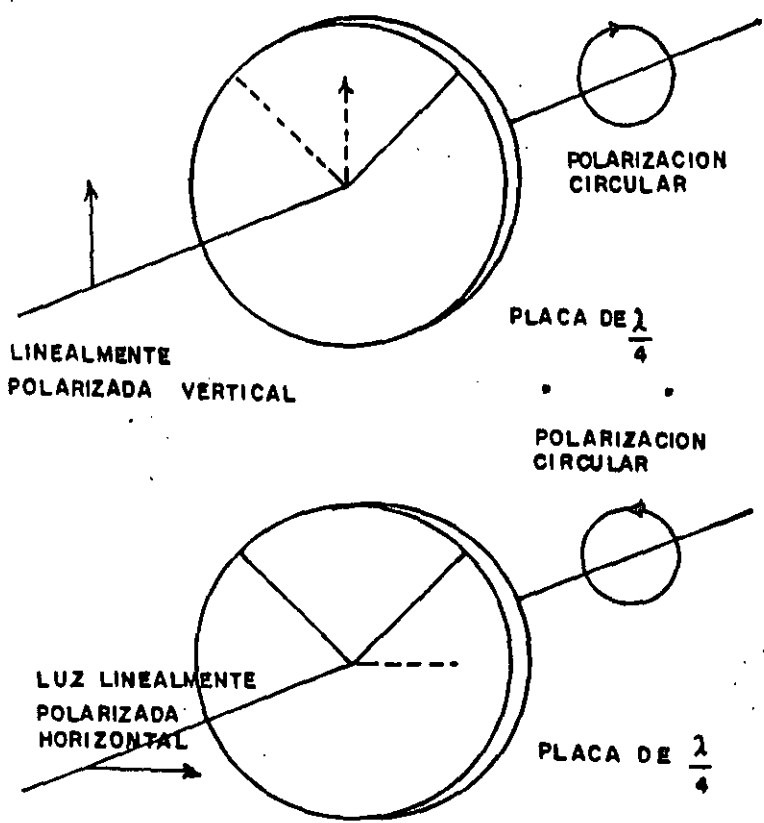


FIG. 7 PLACA DE UN CUARTO DE LONGITUD DE ONDA.

UTILIZACION DE FIBRAS OPTICAS EN LA MEDICION
DE VOLTAJE Y CORRIENTE.

R E S U M E N

Este trabajo se inicia con una revisión breve de las técnicas utilizadas en la medición de voltaje y corriente en plantas eléctricas, exponiendo sus principales limitaciones. A continuación se presentan los métodos ópticos de transducción de las variables eléctricas mencionadas, indicando sus ventajas así como las dificultades en su realización. Finalmente, se describen las actividades que actualmente se desarrollan en ^{Mexico} en este campo.

1. MEDICIONES DE VOLTAJE Y CORRIENTE EN PLANTAS ELECTRICAS

En plantas eléctricas, las mediciones de voltaje y corriente se requieren para el control, supervisión y registro en la generación, transmisión, distribución y venta de la energía; esto implica la necesidad de técnicas de medición seguras, confiables y económicamente adecuadas.

La mayoría de las mediciones eléctricas en sistemas de potencia se basan en la utilización de transformadores de voltaje (T.V.) y transformadores de corriente (T.C.). Esta tecnología se ha venido desarrollando y mejorando desde hace aproximadamente 75 años, alcanzando un nivel adecuado para la tarea requerida.

Sin embargo, en la medida que los sistemas de potencia se extienden y se interconectan de manera compleja y que los voltajes de operación se incrementan, esta tecnología convencional empieza a presentar limitaciones, dada la necesidad de exactitud superior bajo diferentes condiciones de operación y de un mayor número de puntos de medición.

En las industrias eléctricas del mundo, esta situación ha generado la búsqueda de tecnologías alternativas para la medición; esto, combinado con el desarrollo acelerado del campo de las fibras ópticas, ha enfocado la atención sobre los sensores ópticos aplicados a esta función.

2. TRANSFORMADORES DE VOLTAJE Y CORRIENTE

Para la medición de tensión se utilizan transformadores de voltaje con una relación de transformación adecuada,

la que debe afectarse por factores de corrección en amplitud y fase. Se conectan en paralelo con la línea y, dado que la tensión no varía en general grandemente, operan en un punto fijo de la curva de magnetización; además, el secundario se conecta a una alta impedancia, por lo que su corriente es muy pequeña. Por esto, el transformador no es substancialmente afectado por la corriente de línea.

Contrariamente, el transformador de corriente se conecta en serie con la línea, la que puede variar desde casi cero hasta muchas veces su valor nominal, esto implica que el transformador opera en un amplio rango de excitación magnética, y el dispositivo no exhibe linealidad en todo el intervalo, a menos que se utilicen diseños especiales o más de un transformador; ambas alternativas son imprácticas y económicamente insatisfactorias, sobre todo a muy altos voltajes.

En la tabla 1 se ilustra la exactitud en la medición para T.V. y T.C. típicos {1,2}.

Las características de los T.C. pueden ser mejoradas usando devanados y/o núcleos múltiples, junto con nuevos materiales, pero esta solución es de costo elevado. Además la instalación, calibración y verificación exigen un alto grado de cuidado.

3. PROBLEMAS CON LA TECNOLOGIA DE TRANSFORMADORES CONVENCIONALES

Aún en su estado último de desarrollo, esta tecnología presenta limitaciones importantes, por ejemplo:

- a) Riesgos de incendio o explosión. En el transformador, ambos devanados deben estar aislados respecto a tierra, esto implica una estructura masiva en aceite. Altas corrientes durante falla (en el sistema de potencia o en el mismo transformador) pueden causar incendio e incluso explosión, lo que implica peligro y alto costo por interrupción del sistema. b) Costo de transformadores de alto voltaje. El costo de un T.C. se incrementa (más que linealmente) con el voltaje primario, debido a la cantidad de aislamiento requerido. En T.V., el incremento crece por debajo de la linealidad, usando diseños en cascada. c) Rango dinámico. El rango dinámico de varios órdenes de magnitud requerido entre la mínima corriente de registro y las más altas corrientes de falla requiere de un T.C. especial altamente costoso o de dos T.C. separados, esta última solución es también costosa e impráctica. d) Sistemas SCADA. Los sistemas SCADA se utilizan para el control automatizado en tiempo real para optimizar el funcionamiento del sistema de potencia. Esta técnica exige la colocación de un número superior de T.V. y T.C. en diferentes puntos, con su costo asociado.

4. SENSORES OPTICOS

El desarrollo acelerado de la tecnología de las fibras ópticas en las telecomunicaciones ha generado un campo paralelo de investigación y desarrollo: los sensores ópticos. Este campo presenta gran interés dadas las características de las fibras, emisores, detectores y transductores ópticos relacionados con el aislamiento dieléctrico, inmunidad a interferencias, velocidad de respuesta, rango dinámico, tamaño y peso reducidos, simple interconexión con sistemas de adquisición de datos o de telemetría, etc. Se han inves-

tigado y desarrollado sensores ópticos para la transducción de variables físicas en el área mecánica, química, médica, navegación, laboratorios, etc., varios de ellos han alcanzado la etapa industrial y comercial. {3, 21, 22} (figura 1).

El desarrollo de sensores ópticos para la medición de las variables encontradas en sistemas eléctricos de potencia presenta dificultades específicas; en efecto, desde hace dos décadas diversas instituciones de investigación han desarrollado transductores ópticos para la medición de altas corrientes y voltajes. Algunas industrias en Estados Unidos, Japón y Europa han instalado prototipos de sensores de este tipo en operación real y experimental. Sin embargo, aún no han aparecido productos comerciales de alta calidad con esta tecnología. La tabla 2 agrupa a los sistemas existentes actualmente. {4,5}

La utilización más simple (y menos revolucionaria) de la óptica consiste en reemplazar el cable del transformador al instrumento de registro por una fibra. Este equipo (optoelectrónico en la tabla 2), presenta alta inmunidad a interferencias y un buen aislamiento; sin embargo requiere de un transmisor y un receptor optoelectrónicos. Sistemas de este tipo se han desarrollado a partir de los inicios de los años 1970; son comerciales y ampliamente utilizados actualmente. {6}

Los sensores de tipo óptico (tabla 2) conservan el enlace de fibra óptica, añadiendo el transductor óptico. Los sensores ópticos más comunes en desarrollo actual son los dispositivos electroópticos (que trabajan basados en el efecto Pockels) y magnetoópticos (en los que el efecto Faraday es la base de su funcionamiento), para la medi-

ción de voltaje y corriente respectivamente. {7} En ambos casos la transducción se basa en la detección de la variación del plano de polarización de la luz que se propaga en el dispositivo, por acción de un campo eléctrico (función del voltaje a ser medido) o de un campo (que depende la corriente a ser sensada) como se ilustra en la figura 2 {8}. Se ha evaluado una diversidad de configuraciones optogeométricas a modo de cumplir las condiciones de exactitud, confiabilidad, mantenimiento, simplicidad, etc. {9}

5. INTERES DE ESTA TECNOLOGIA EN MEXICO

En los países desarrollados, uno de los principales problemas del uso de sensores ópticos es la interconexión de éstos con los sistemas convencionales instalados. En México, sin embargo, se instalan frecuentemente plantas nuevas y esta tecnología puede aplicarse directamente, donde se justifique su introducción.

Además, en la Comisión Federal de Electricidad ya existe experiencia en la operación de equipos optoelectrónicos para medición y control, por lo que la introducción de esta tecnología deberá ser fácilmente aceptada {10}.

Por otra parte, institutos de investigación en óptica en México desarrollan algunos de los componentes integrantes de este tipo de sensores {11}.

También, en México ya se producen equipos optoelectrónicos con tecnología nacional y se aplican en diversas industrias e instituciones. La industria que fabrica estos equipos es susceptible de recibir la tecnología de este proyecto {12}.

7

Cables de fibra óptica son también producidos en México.

EN MÉXICO

6. ACTIVIDADES EN ESTE CAMPO

En el departamento de Comunicaciones se realiza investigación aplicada y desarrollo en el campo de fibras ópticas {13}. Las áreas de actividad son: sistemas de fibra óptica para transmisión digital multicanal gran distancia {14}, sistemas de fibra óptica para transmisión analógica corta distancia {12}, sistemas de telemetría por fibra óptica para plantas de alto voltaje {15}, caracterización de sistemas optoelectrónicos {16}

En lo referente a sensores ópticos de variables eléctricas, actualmente se tiene un proyecto en desarrollo sobre transductores de voltaje basados en materiales electroópticos {19,20} , y sobre sensores de corriente a partir de materiales magnetoópticos {17 y 18} (figura 3).

El objetivo consiste en la obtención de sensores con las características adecuadas de sensibilidad, rango dinámico, respuesta en frecuencia y linealidad, además de cumplir condiciones de robustez, reproducibilidad, funcionamiento en condiciones ambientales adversas y costo adecuado, susceptible de ser transferido a una industria.

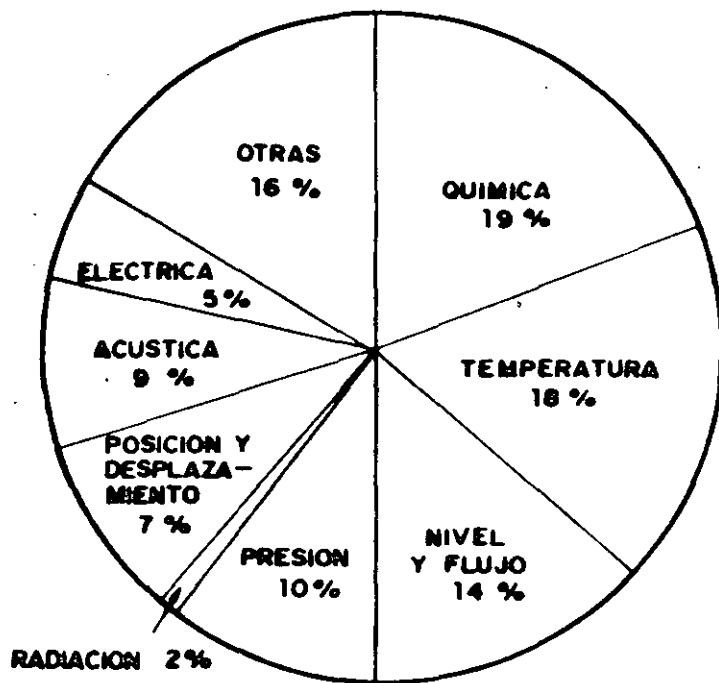
CONCLUSION

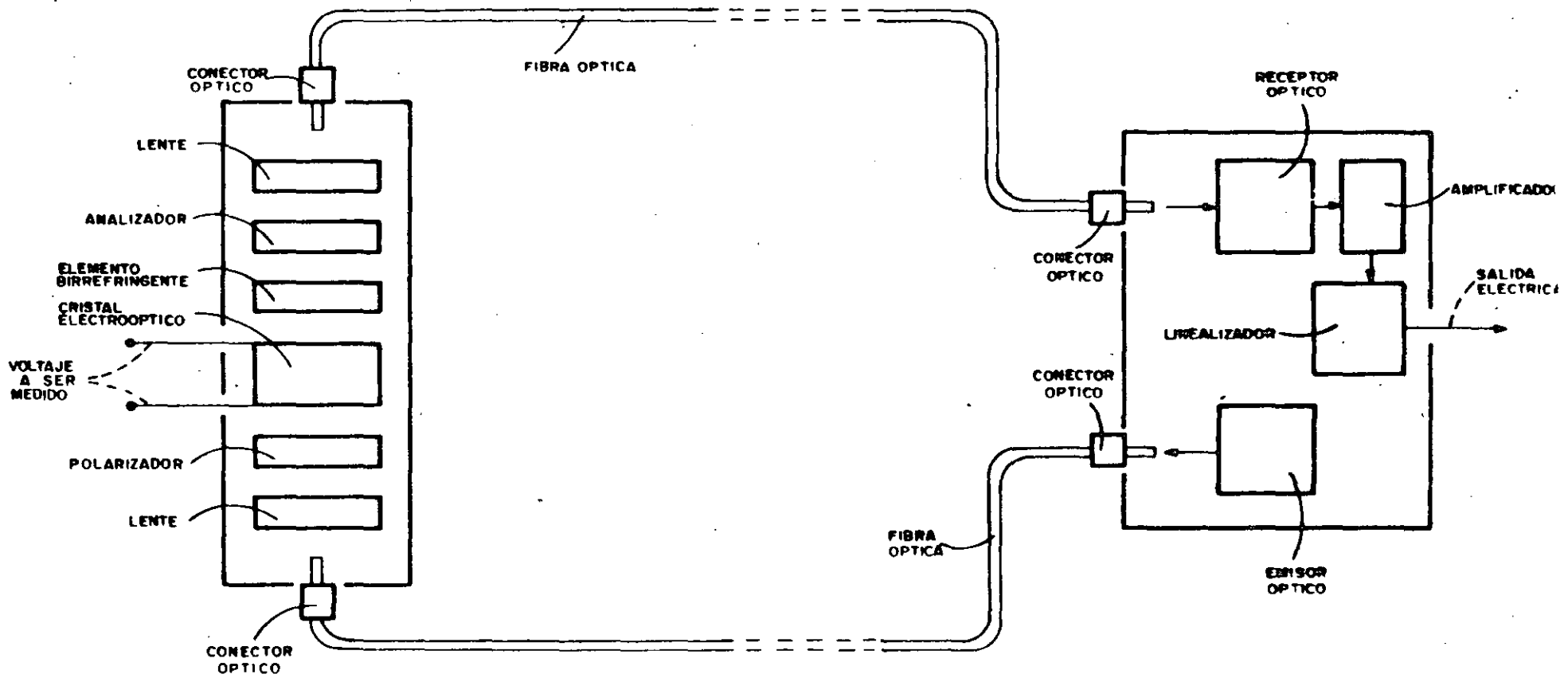
El campo de los sensores ópticos presenta gran interés en lo referente a la investigación, desarrollo experimental, desarrollo industrial y aplicaciones. En efecto, comprende actividades multidisciplinarias involucrando conceptos de comunicaciones, electrónica, óptica, procesamiento, etc... que conducen al diseño y desarrollo de equipos para instrumentación en plantas eléctricas, susceptibles de ser transferidos a la industria.

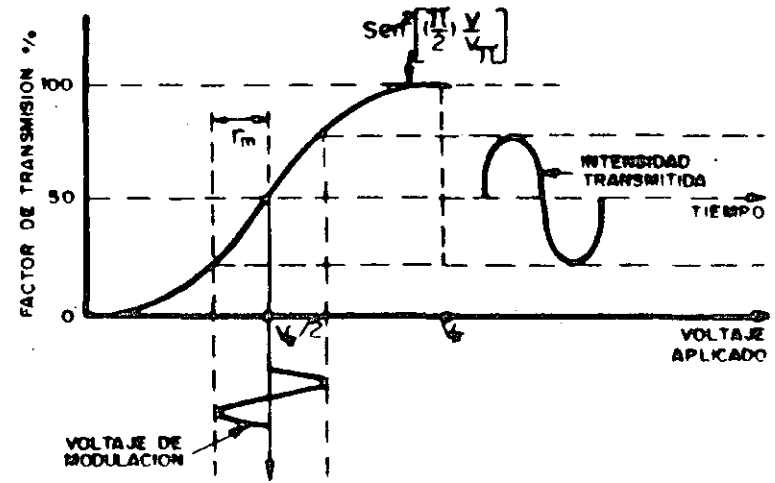
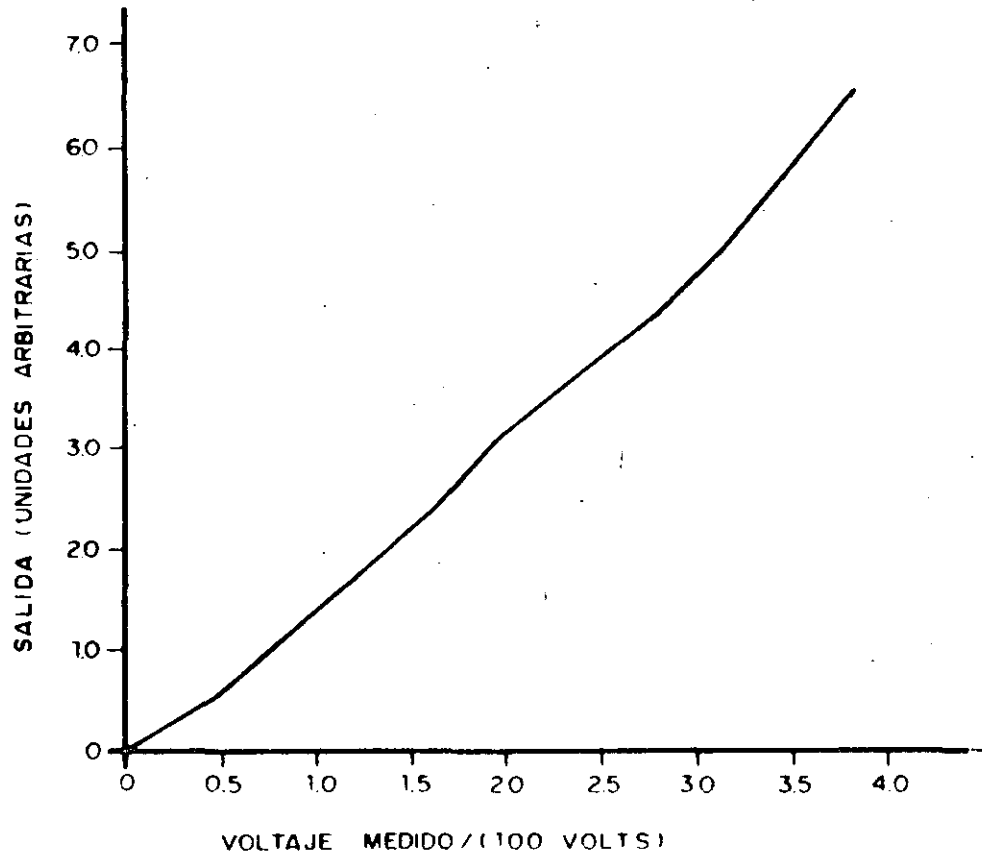
R E F E R E N C I A S

1. "Standard Requirements for Instrument Transformers", Norma ANSI/IEEE C 57.18 - 1978 U.S.A.
2. "Nominal System Voltage Levels". Norma ANSI C. 84-1-1982 U.S.A.
3. Ver por ejemplo: Technical Digest, SPIE Topical Meeting 798. Fiber Optic Sensors II, The Hague, Netherlands (April 1987)
4. J. Blahna et al., "Fiber Optics, technology and applications in power industry", Electra, CIGRE, No. 107 (July 1986).
5. A.R. Johnston et al. "Power system applications of fiber optic sensors", Jet Propulsion Laboratory, Publication 86-22, Pasadena, CA (June 1986).
6. Ver por ejemplo: D. Erickson, "The use of fiber optics for communications, measurement and control within high voltage substation" IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems", Vol. PAS-99, No. 3, pp. 1057-1063. (May/June 1980).
7. Technical Digest, Workshop on the role of optical sensors in power systems current and voltage measurements, National Bureau of Standards, Gaithersburg MD. (Sept. 1987).
8. T. Mitsui et al., "Development of fiber optic voltage sensors and magnetic field sensors", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. PWRD-2, No. 1, pp. 87-93 (Jan. 1987).
9. National Bureau of Standards, "Optical Power Line Voltage and Current Measurement Systems". Vol. 1: "Limits to the precision of electrooptic and magneto-optic sensors". Vol. II: "Assessment of future optical measurements of voltage and current in electric power systems". Electric Power Research Institute, Report EPRI EL-5431 (September 1987).
10. "Sistemi in fibra ottica per misure in laboratori alta tensione e grande potenza: progetto, costruzione, controlli e applicazioni". Corso de aggiornamento per tecnici della Comisión Federal de Electricidad (México) CESI Report, Milano, 1984.
11. A. Cornejo Rodríguez. "Twenty years of optic in Mexico", Optics News, Vol. 12 No. 6, p. 14-17 (June 1986).
12. F.J. Mendieta, et al. "Desarrollo de una línea de equipos optoelectrónicos para la industria". Boletín I.I.E., Vol. 10, No. 4, pp. 155-158, (Julio-Agosto 1986).

13. F.J. Mendieta, "Actividades de Investigación y desarrollo en fibras ópticas en México", Memorias, II Conferencia Internacional de Ingeniería y Tecnología, AMIME, México (Dic. 1986).
14. D. Pineda, F.J. Mendieta, J. Tovar. "Fiber Optic Applications in electrical Utilities: Communications Applications" IEEE-PSCC-PES Report 84 TH 0119-8-PWR (1984).
15. F.J. Mendieta et al., "Fiber Optic links for telemetry and control in electric power laboratories", IASTED Int. Conf. Power High Tech'88 Phoenix U.S.A. (March 1988).
16. F.J. Mendieta, D. Pineda. "Medición de la función de transferencia de fibra óptica multimodal: método en el dominio del tiempo", Memoria Técnica Mexican 85, p.p. 365-367 Monterrey (Octubre 1985).
17. F.J. Mendieta, "Fibras ópticas: aplicaciones en instrumentación". Reporte Técnico, Contacto, CANIECE, Vol. 1, No. 3 (Ago-Sept 1987).
18. F.J. Mendieta, "Sensores de fibra óptica" Memoria técnica Taller Nacional de Optica, Tonant zintla, Pue. (1987).
19. F.J. Mendieta, M. Santos, "Transductor electroóptico de voltaje: experimento preliminar", Informe interno, proyecto 2112, Instituto de Investigaciones Eléctricas, Cuernavaca, (1987).
20. F.J. Mendieta, M. Santos, "Sistema electroóptico para telemetría de voltaje usando fibras ópticas", I.I.E. Pat. Pend. (1987).
21. P. McGeehin, "Optical sensors: developing the technology and the market", Electronics and Power, IEE, pp. 535-538 (July 1986).
22. P. Semple, "Marketing report: fiberoptic sensors", Fiber-optic Products News pp. 33-35 (March 1987).

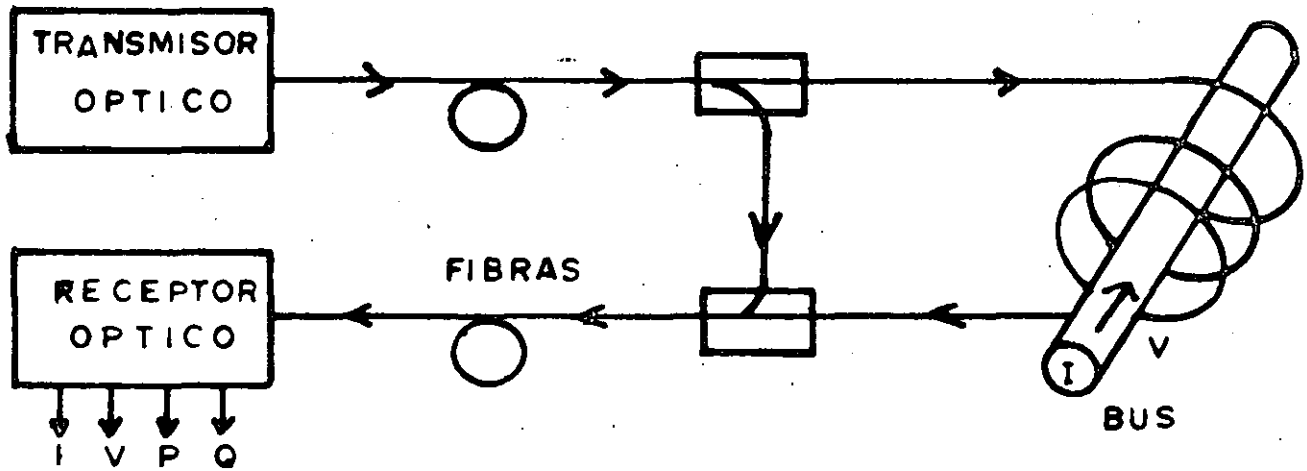
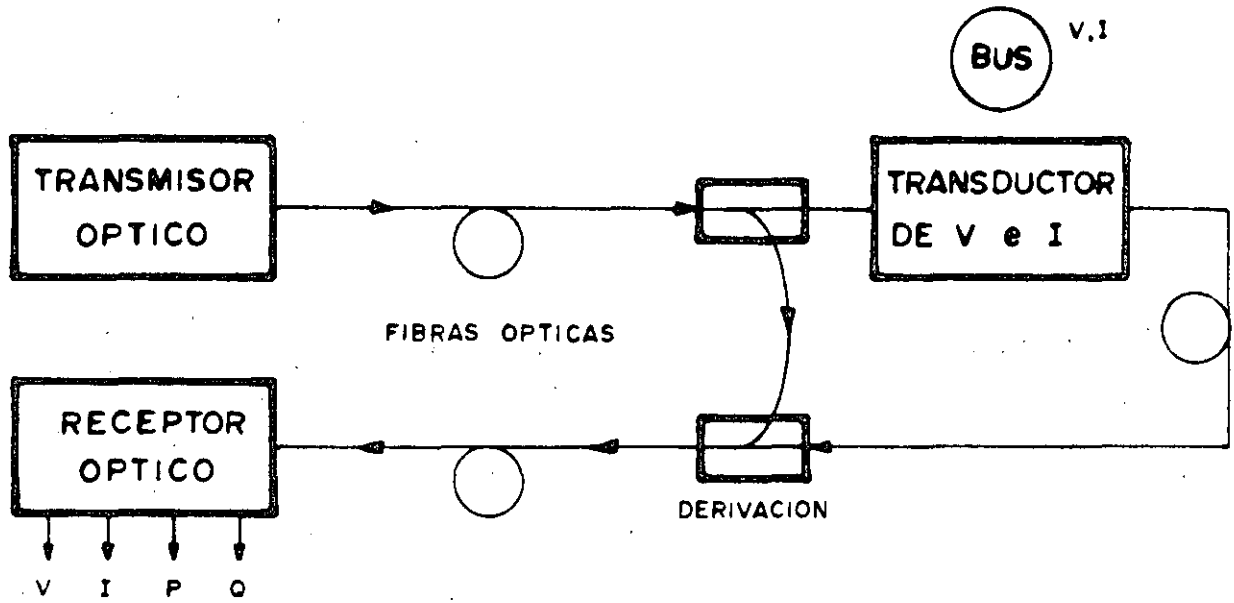






12A

MEDICIÓN DE V E I REALIZADAS POR SENSORES ÓPTICOS





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

CURSOS ABIERTOS

" TELECOMUNICACIONES VIA FIBRAS OPTICAS "

24 SUBSISTEMAS OPTICO-MICROONDAS

DR. JAVIER GONZALEZ VILLARRUEL

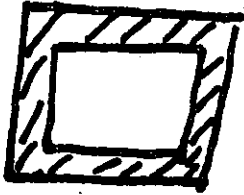
MAYO 1992

Circuitos microondas aplicados a
las telecomunicaciones por
fibra óptica.

Javier GONZÁLEZ V.

- Introducción
- Banda de frecuencias μO
- Herramientas de análisis de los circuitos de alta frecuencia
- circuitos microondas de propósito general.
- aplicaciones μO por fibra óptica.
- proyecto de desarrollo e investigación μO en el I. I. E.

Clasificación de las guías de onda.



a) guía rectangular
1-100 GHz



b) guía circular
1 a 20 GHz



c) guía coaxial
DC - 60 GHz



d) guía bifilar
D.C. - 1 GHz



e) guía circular dieléctrica
230 THz a 750 THz



f) guía microcinta
microstrip
D.C. - 30 GHz

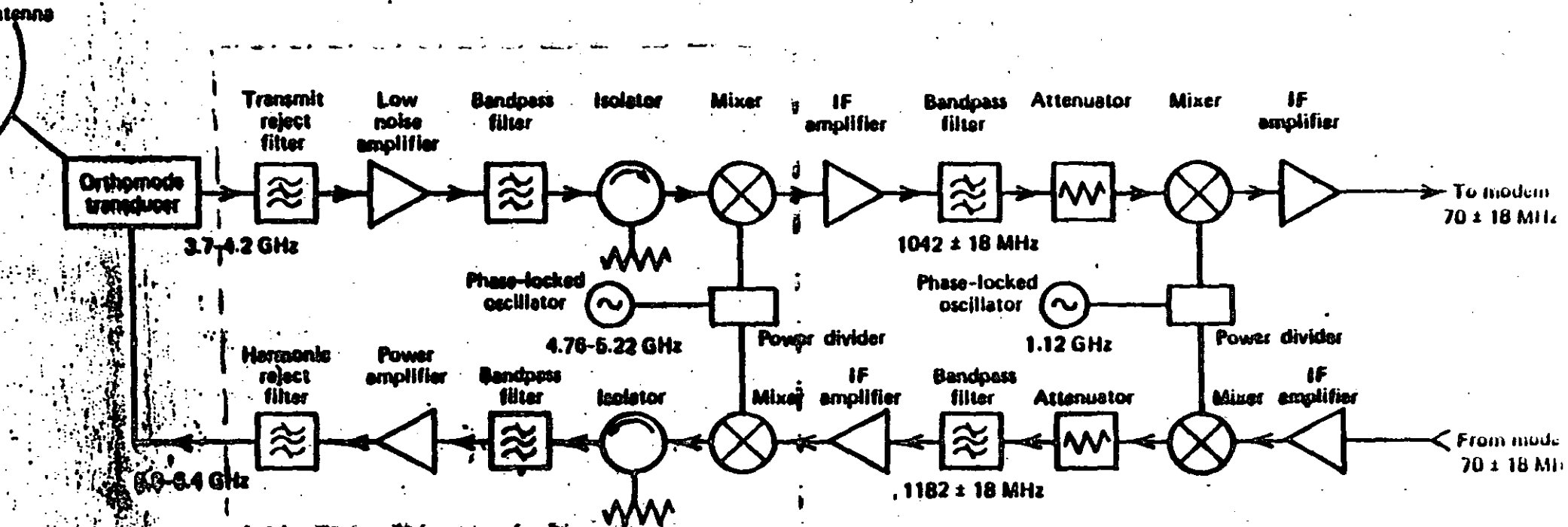
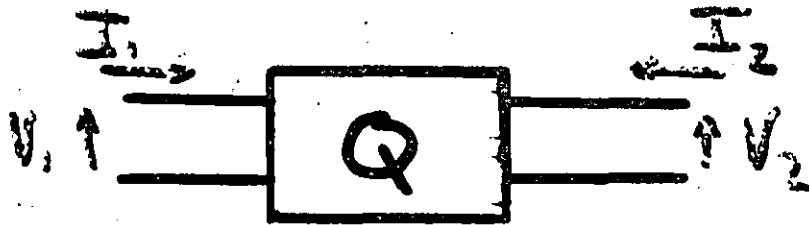


Fig. 1. Block diagram of a C-band earth terminal.

R.F.

Microondas ~ 300 MHz - 40 GHz

Representación de quadripolos lineales microondas.



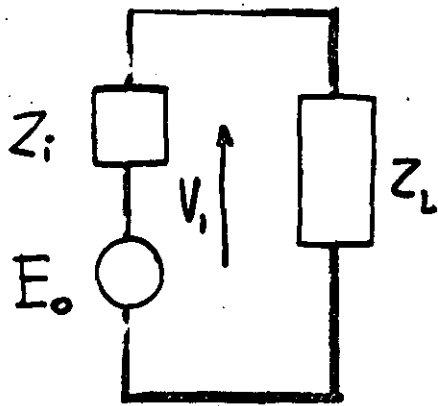
elementos localizados. Matrices Y, Z, H, G
ejemplo:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}$$

- elementos repartidos, circuitos pasivos microondas y mediciones superiores a 1 GHz. Las nociones de tensión y corriente dejan de ser válidas.

$[S]$ matrices de repartición
scattering

Ondas de KUROKAWA



potencia \$P_L\$ activa disipada en \$Z_L\$

$$P_L = \operatorname{Re}(V_L I_L^*) = \operatorname{Re}(Z_L) |I_L|^2$$

desarrollando

$$P_L = \frac{|E_0|^2}{4R_i + \frac{(R_L - R_i)^2}{R_L} + \frac{(X_L + X_i)^2}{R_L}}$$

Condición para la máxima potencia disipada por \$Z_L\$

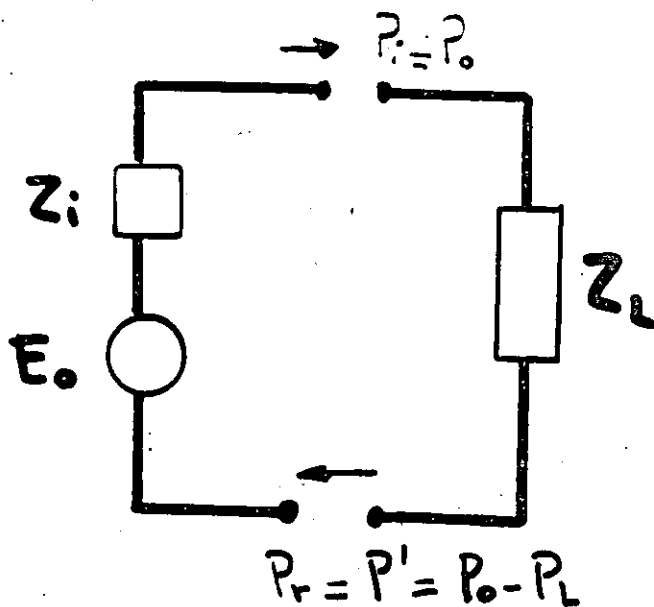
$$Z_L = Z_i^* \quad R_L = R_i \quad \text{y} \quad X_L = -X_i$$

$$P_0 = \frac{|E_0|^2}{4R_i}$$

Potencia activa disponible en la carga.

Diferencia entre la potencia máxima \$P_0\$ y la potencia disipada por la carga \$P_L\$.

$$P' = P_0 - P_L = \frac{(V_i + Z_i I_i)(V_i + Z_i I_i)^*}{4R_i} - \operatorname{Re}(V_L I_L^*)$$



P_o potencia incidente
 P' potencia reflejada

Las ondas KUROKAWA están definidas por los parámetros a_i y b_i tales que:

$$|a_i|^2 = P_o \quad |b_i|^2 = P'$$

a_i y b_i ondas complejas

estas ondas se definen en función de $V_e I$ de la forma siguiente:

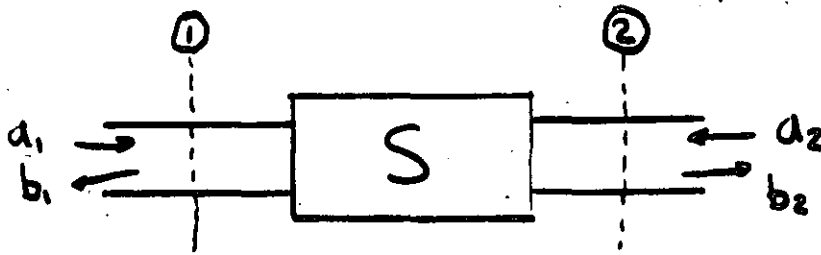
$$a_i = \frac{V_i + Z_i I_i}{2\sqrt{R_o}}$$

$$b_i = \frac{V_i - Z_i^* I_i}{2\sqrt{R_o}}$$

$$P_L = |a_i|^2 - |b_i|^2$$

potencia disipada por la carga.

Matriz [S]



$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

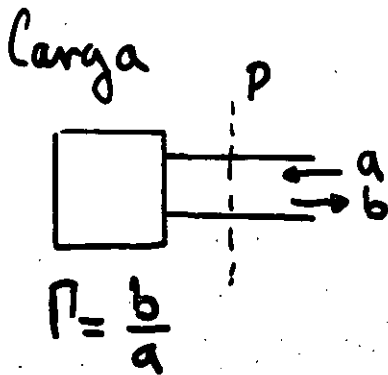
$S_{ii} = \frac{b_i}{a_i} \Big|_{a_j=0}$ Coeficiente de reflexión del acceso ① cuando $a_j=0$

$S_{ij} = \frac{b_i}{a_j} \Big|_{a_i=0}$ Coeficiente de transmisión de j hacia i con $a_i=0$

$$[Z] = \left[[I] + [S] \right] \left[[I] - [S] \right]^{-1}$$

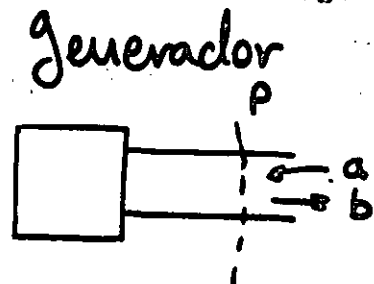
$Z_{ij} = \frac{Z_{i,j}}{Z_0}$ impedancias normalizadas

Z_0 impedancia característica de los cables



$$Z = \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma}$$

$$\Gamma = \frac{Z-1}{Z+1}$$



$$b = b_g + \Gamma_g a$$

b_g contribución intrínseca del generador.

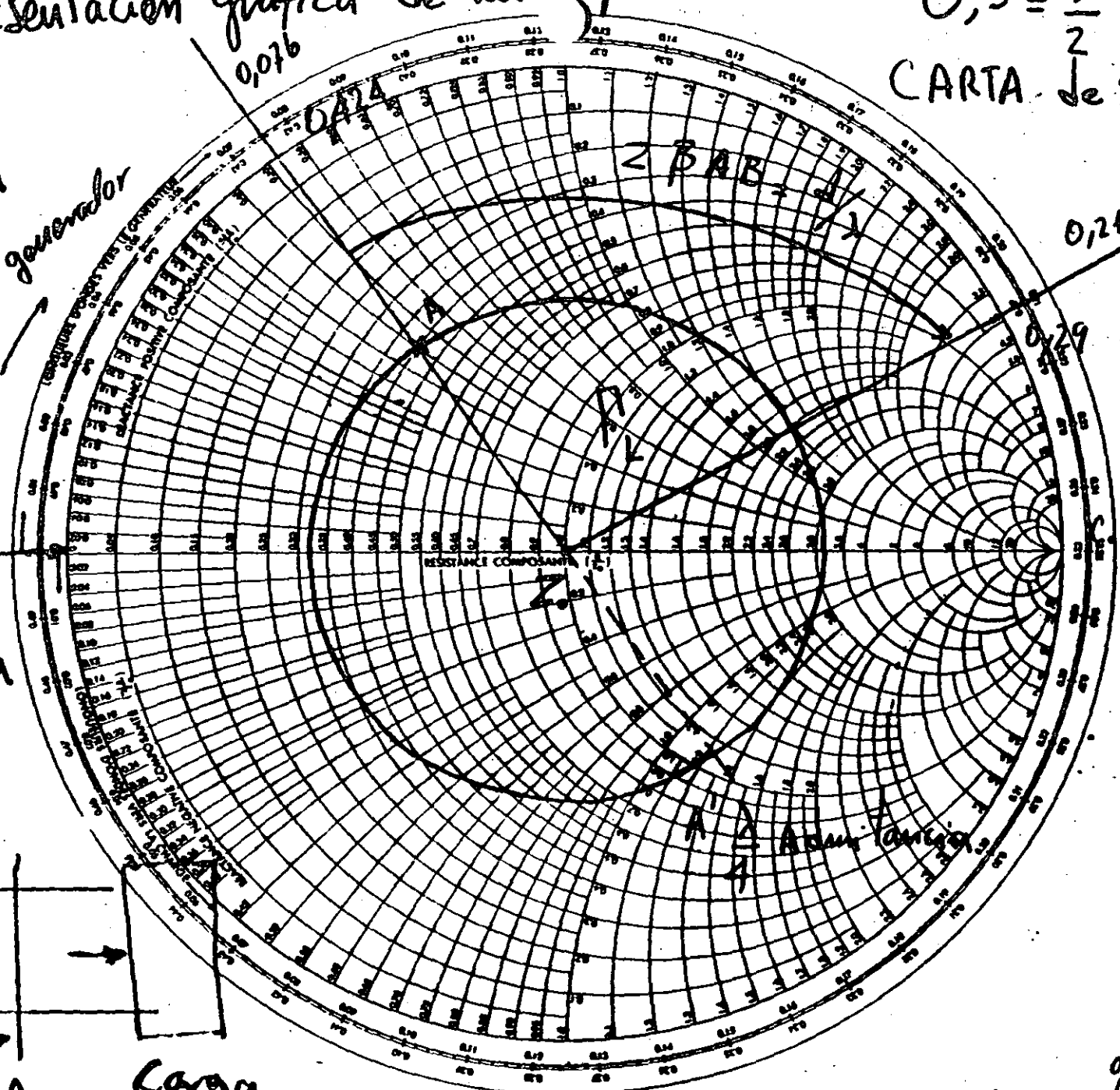
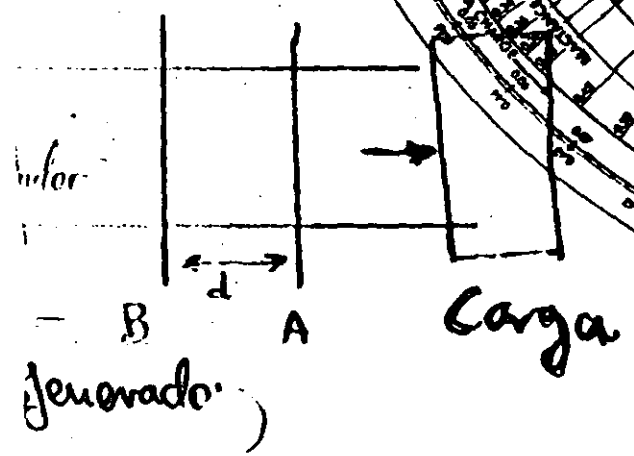
Presentación gráfica de las impedancias

$0,5 = \frac{\lambda}{2}$ u vuelta

CARTA de SMITH

Inductiva
hacia el generador

Corto Circuito
Capacitiva
línea



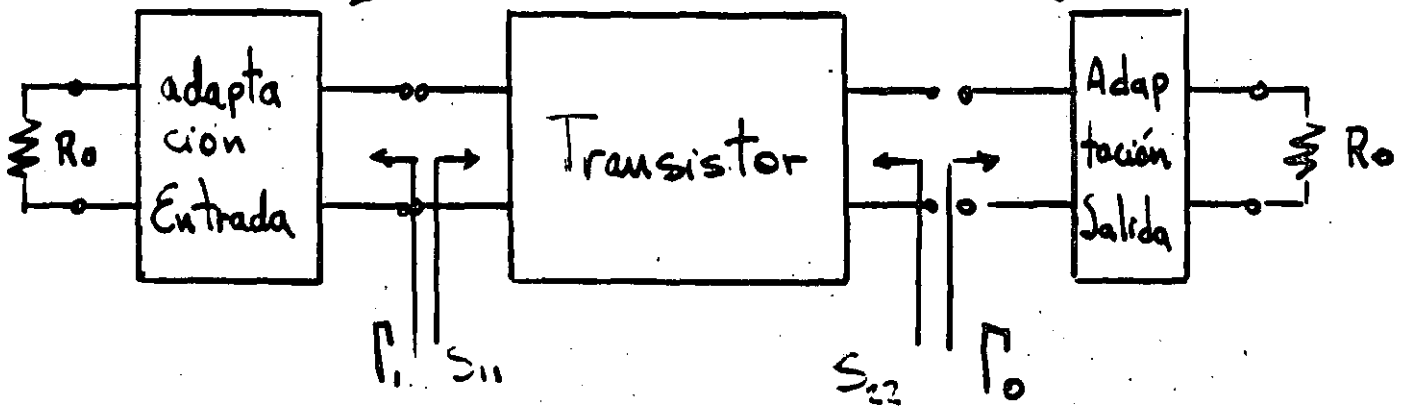
ABIERTO

$AB = 0,139 \lambda$

gradación ext

Estabilidad de un quadripolo.

en microondas p. de adaptación.



- incondicionalmente estable
si $|S_{11}| < 1$ y $|S_{22}| < 1$ tal que $|\Gamma_{e1}|$ y $|\Gamma_{e2}| < 1$
para toda Γ_i y Γ_o , el quadripolo es incond. estable.

factor de estabilidad de Linvilf

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2 |S_{12} S_{21}|} > 1$$

y

$$|\Delta| = |S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21}| < 1$$

• estabilidad condicionada

si $K < 1$ el quadripolo es potencialmente inestable.

conjunto de puntos Γ_1 y Γ_0 que generan

$$|\Gamma_{e_1}| \text{ y } |\Gamma_{e_2}| > 1$$

$$\Gamma_{e_1} = \frac{S_{11} - \Delta \Gamma_0}{1 - S_{22} \Gamma_0}$$

$$\Gamma_{e_2} = \frac{S_{22} - \Delta \Gamma_1}{1 - S_{11} \Gamma_1}$$

en este caso es necesario las curvas de los valores de Γ_1 y Γ_0 que limitan las zonas de estabilidad y e inestabilidad.

Circuitos:

ENTRADA

SALIDA

Centro

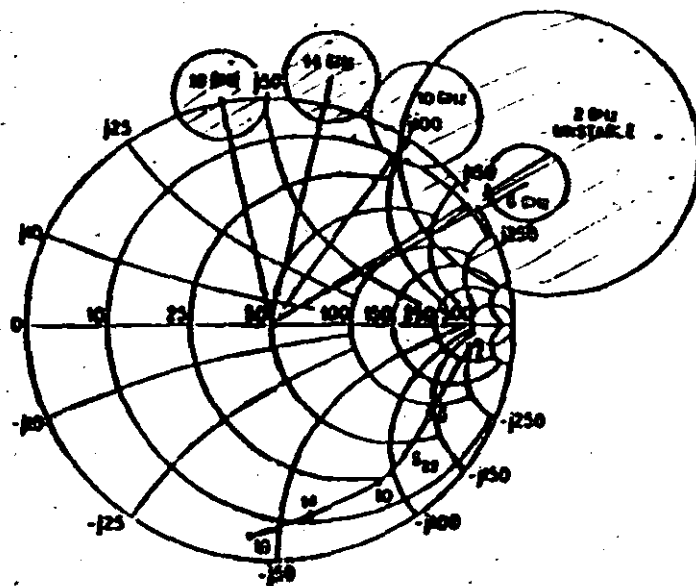
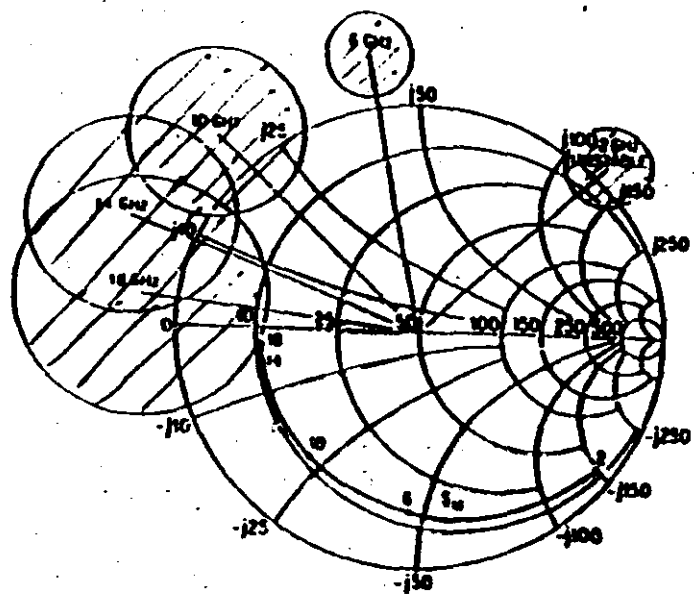
$$C_S = \frac{S_{22} \Delta^* - S_{11}}{|\Delta|^2 - |S_{11}|^2}$$


$$C_L = \frac{S_{11} \Delta^* - S_{22}}{|\Delta|^2 - |S_{22}|^2}$$

radio

$$r_S = \left| \frac{S_{12} S_{21}}{|\Delta|^2 - |S_{11}|^2} \right|$$

$$r_L = \left| \frac{S_{12} S_{21}}{|\Delta|^2 - |S_{22}|^2} \right|$$




 investigación
 para las diferentes frecuencias
 a la extracción y la selección.

Diferentes ganancias de los quadripolos microondas.



Calculo de la ganancia en potencia del quadripolo cuando la entrada y la salida estan cerradas por las impedancias del generador y de la carga.

ganancia «transdici que» :

$$G_T = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_s|^2) (1 - |\Gamma_L|^2)}{|(1 - S_{11}\Gamma_s)(1 - S_{22}\Gamma_L) - S_{12}S_{21}\Gamma_s\Gamma_L|^2}$$

máxima ganancia $\Gamma_L = S_{22}^*$ y $\Gamma_s = S_{11}^*$

solo si $k > 1$ $\Delta < 1$

$$G_{max} = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| (k + \sqrt{k^2 - 1}) \quad \text{si } B_1 < 0$$

$$G_{max} = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| (k - \sqrt{k^2 - 1}) \quad \text{si } B_1 > 0$$

donde:

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2$$

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$

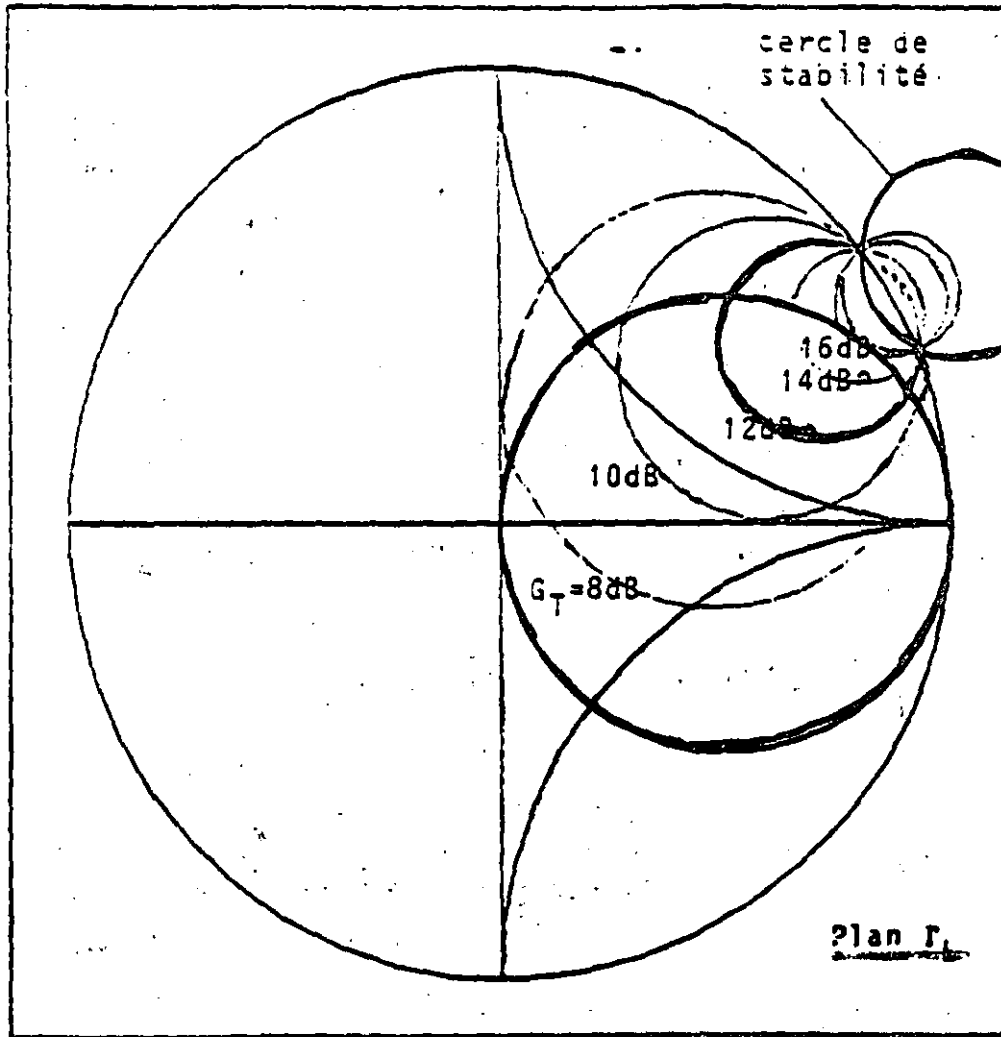
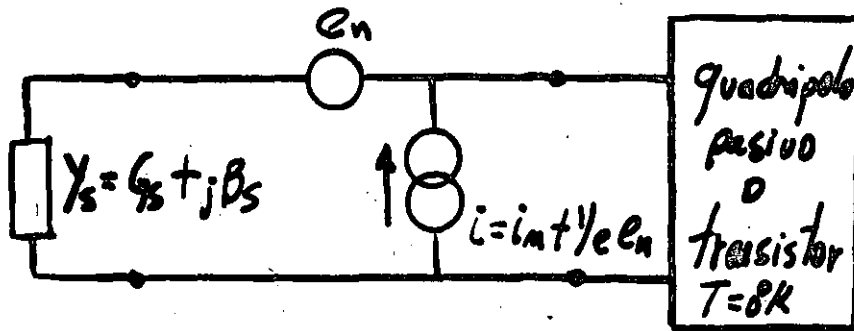


FIGURE 15b

Amplificadores a bajo Ruido.



Quadripolo no ruidoso.

e_n = ruido térmico

i_m = ruido térmico y ruido shot

$$i_{ms}^2 = 4KT G_n B, \quad e_n^2 = 4KTR_n B, \quad i_s^2 = 4KT G_s B$$

Nyquist

el factor de ruido se expresa de la forma:

$$F = F_m + (R_n / G_s) [(G_s - g_m)^2 + (B_s - B_{m1})^2]$$

cc. de un circuito para

donde

F_m : factor de ruido mínimo. etc.

$G_m + j B_m$: admitancia de fuente para obtener F_m .

R_n : resistencia equivalente de ruido.

$$g_m = (G_c^2 + G_m / R_n)^{1/2}; \quad B_{m1} = B_c$$

$$F_m = 1 + 2 R_n [(G_c^2 + G_m / R_n)^{1/2} + G_c]$$

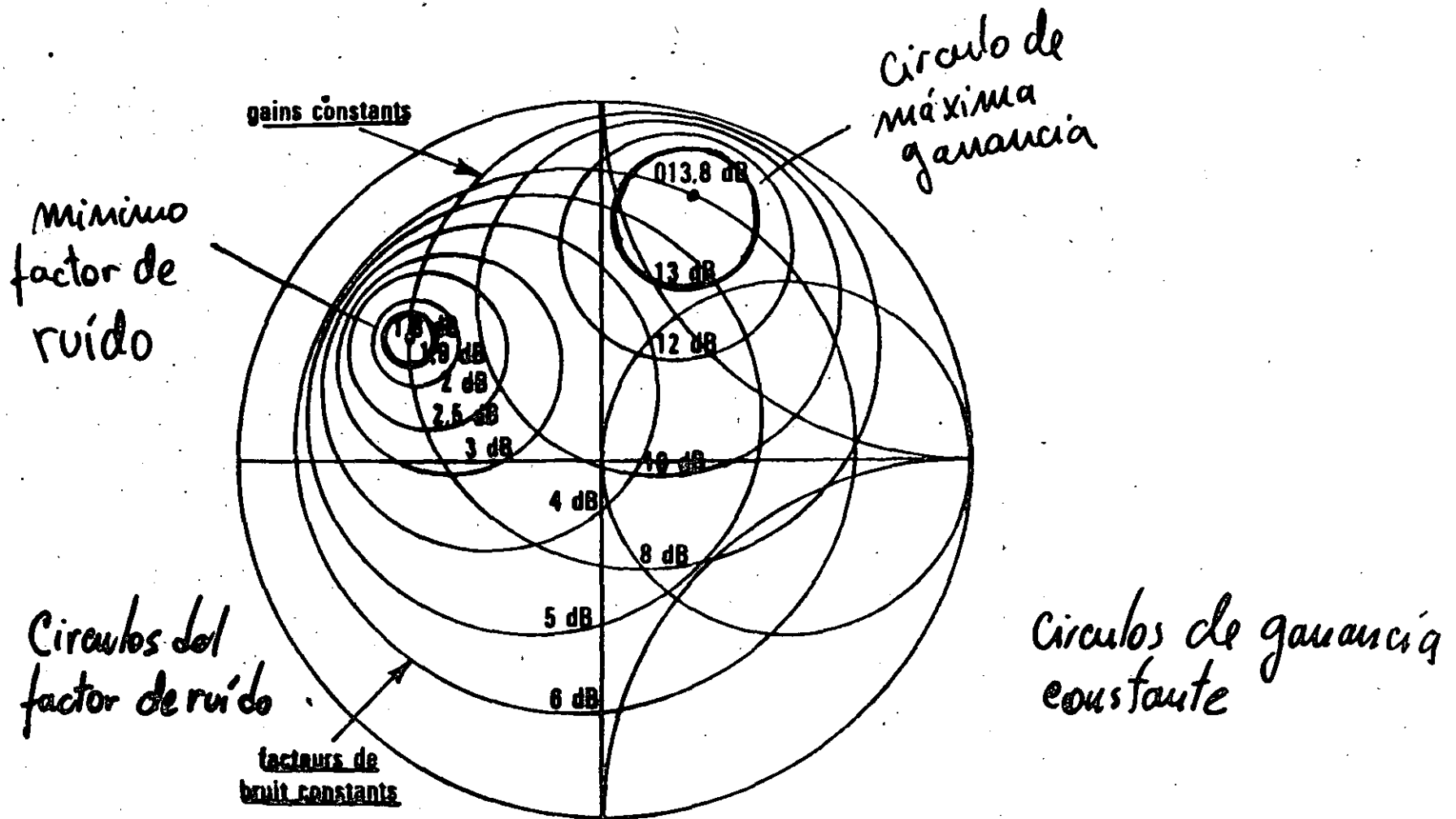
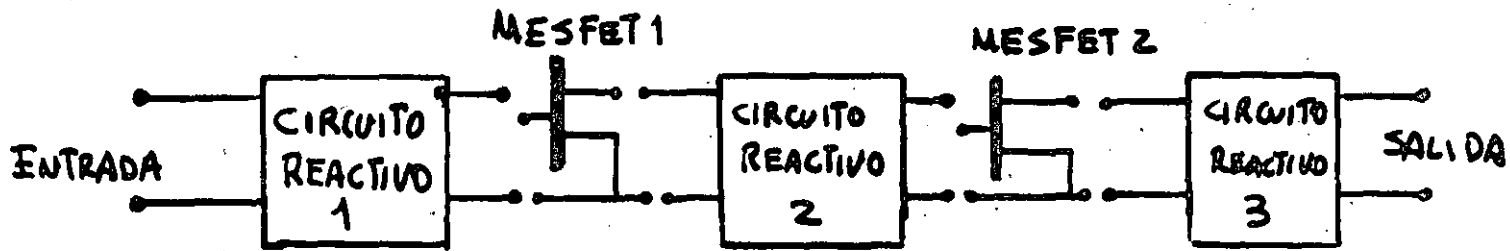


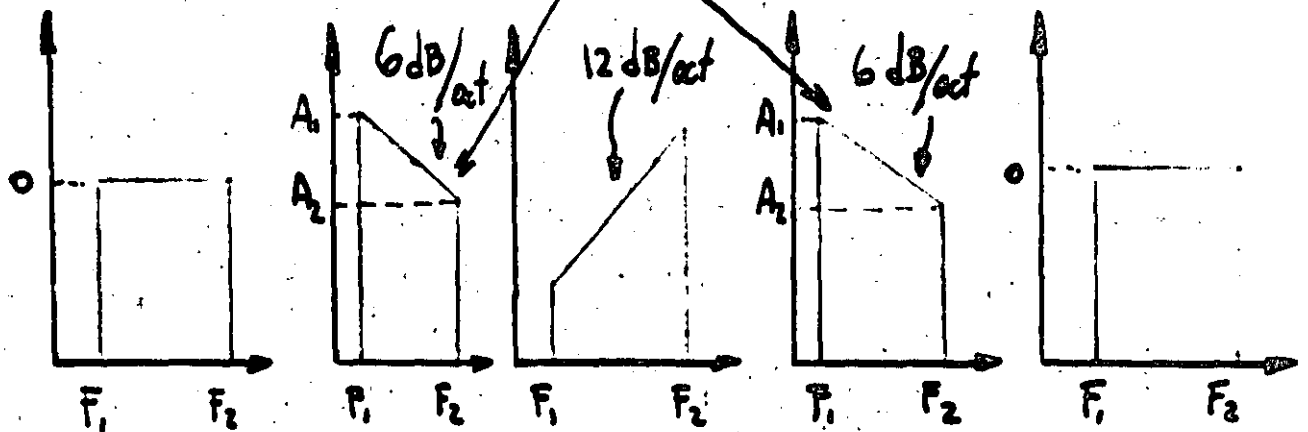
FIG. 5.92. — Cercles à gain constant et à facteur de bruit constant :

$$\begin{aligned}
 F &= 10 \text{ GHz}; \Gamma_{in} = 0,62 \angle 147^\circ; S_{11} = 0,73 \angle -62^\circ; S_{22} = 0,87 \angle -21^\circ; \\
 S_{21} &= 1,6 \angle 130^\circ; S_{12} = 0,02 \angle 55^\circ.
 \end{aligned}$$

Banda Ancha



Pendientes de los MESFETs



por medio de la inserción de circuitos activos entre etapas solo es posible la adaptación hasta una octava.

Otros circuitos banda ancha:

- adaptación resistiva.
- adaptación activa (tecnología monolítica).
- amplificadores distribuidos.

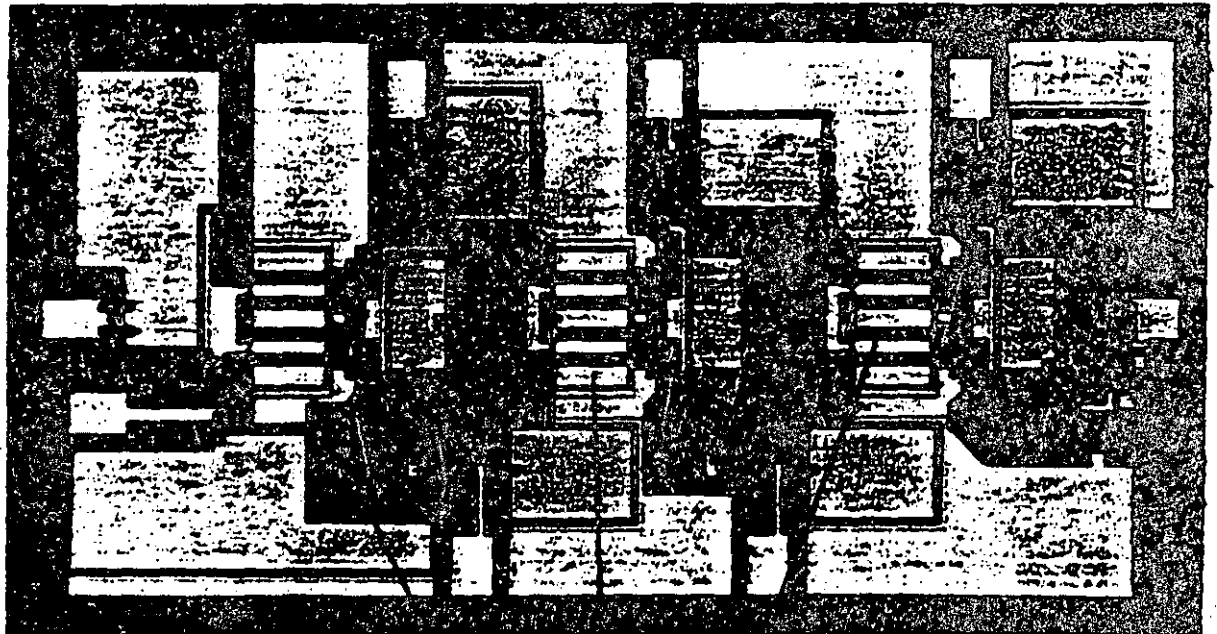
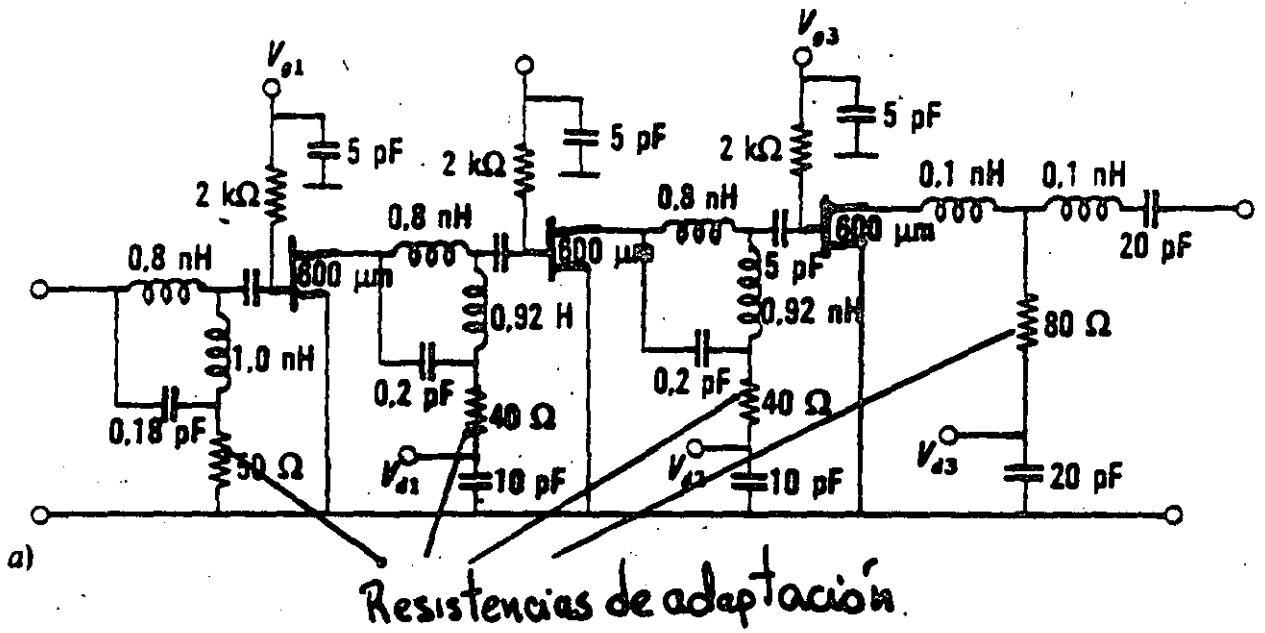
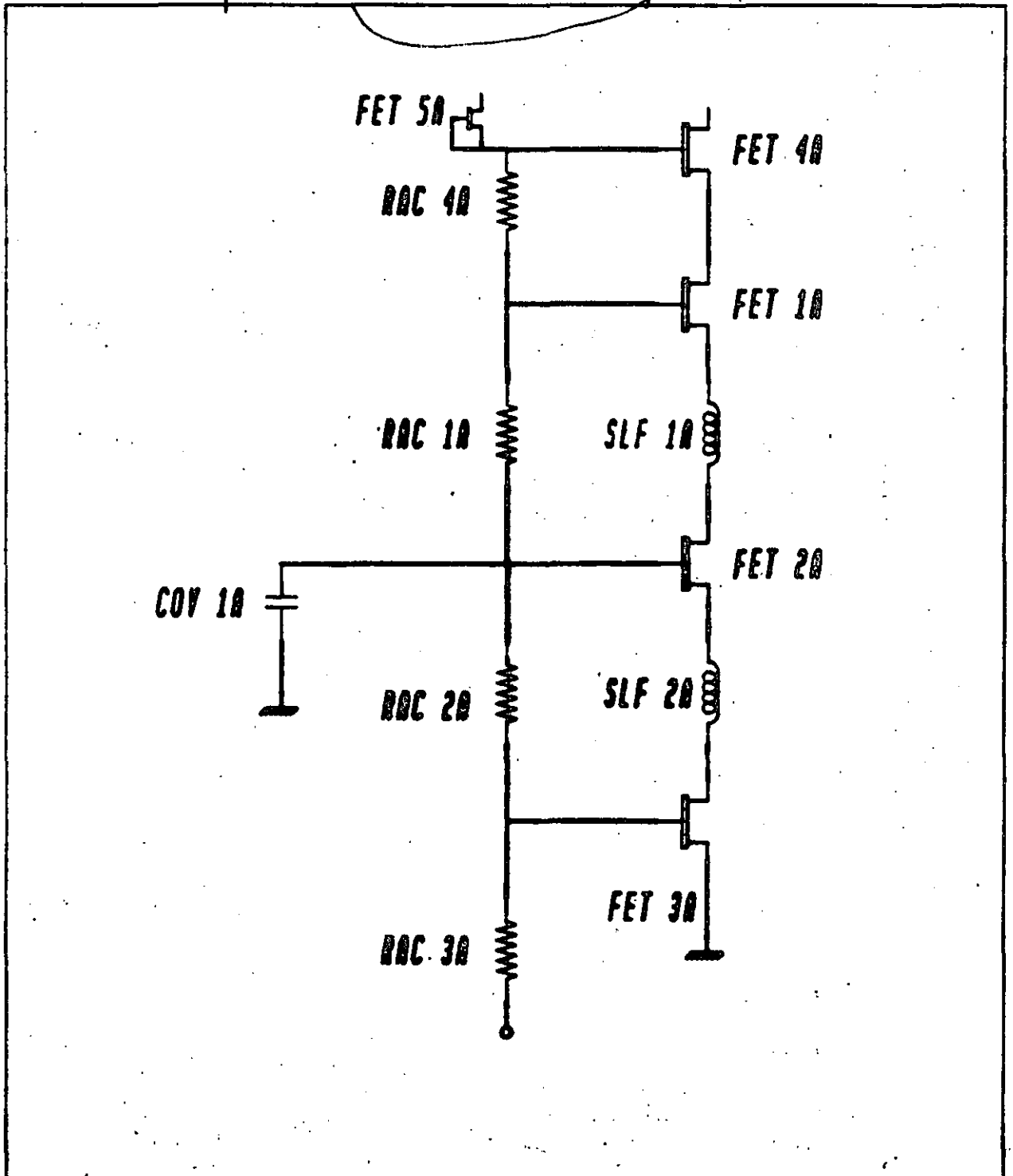


FIG. 5.115. — Amplificateur monolithique à accord résistif à large bande (0,5 à 7 GHz).
 a) Schéma de l'amplificateur.
 b) Photographie du circuit.

transistores
MESFET

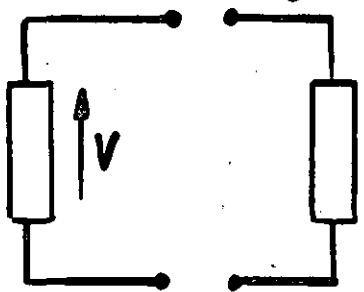
ADAPTATION A L'ENTREE

adaptación banda ancha activa

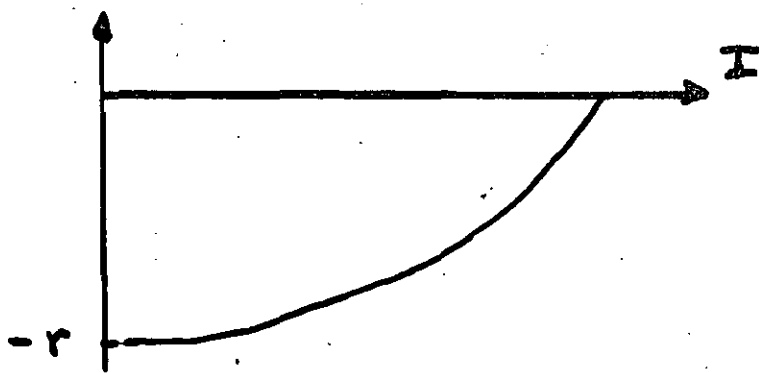


Osciladores.

$$Z_d = R_d + jX_d$$



$$Z_c = R_c + jX_c$$



Variación típica de la resistencia negativa $R_d(I)$

• inicio
Condiciones de oscilación.

- $Re(Z_d) < 0$

diodo Gunn, Impedant
o transistor.

- $R_d > R_c$

Condición de oscilación
permanente

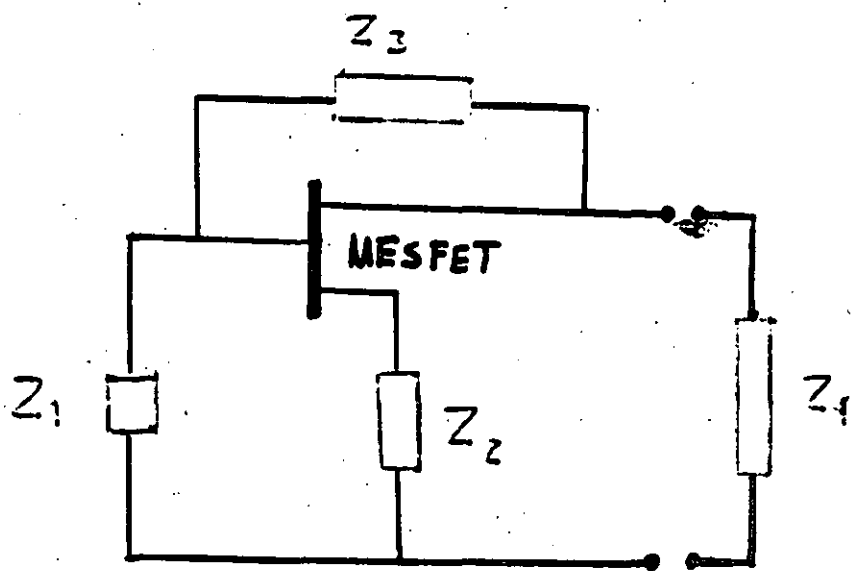
$$R_d + R_c = 0$$

$$X_d + X_c = 0$$

$$Z_4 = R$$

Si $Z_1 = L\omega$ y $Z_2 = \frac{1}{\omega C}$

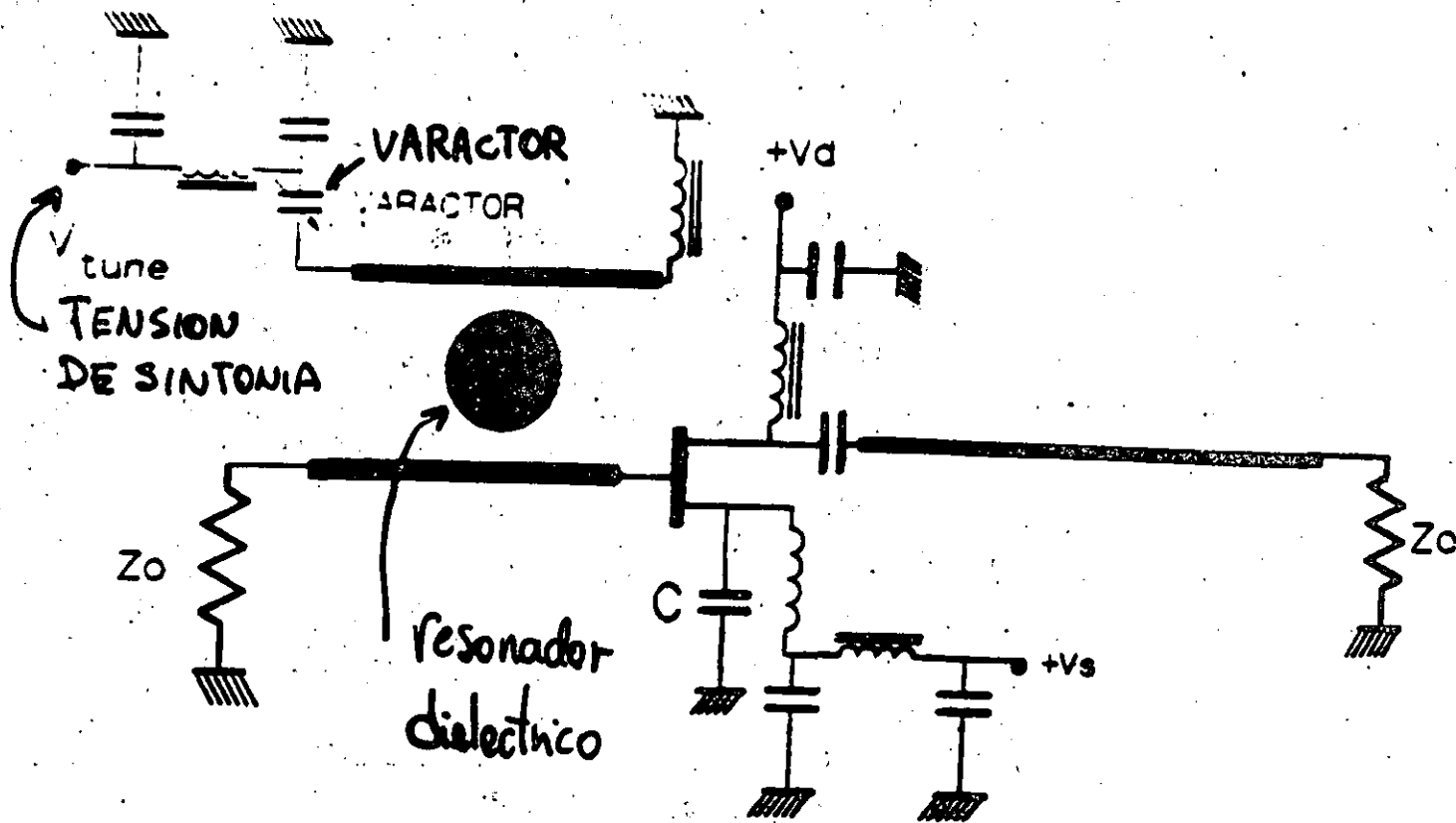
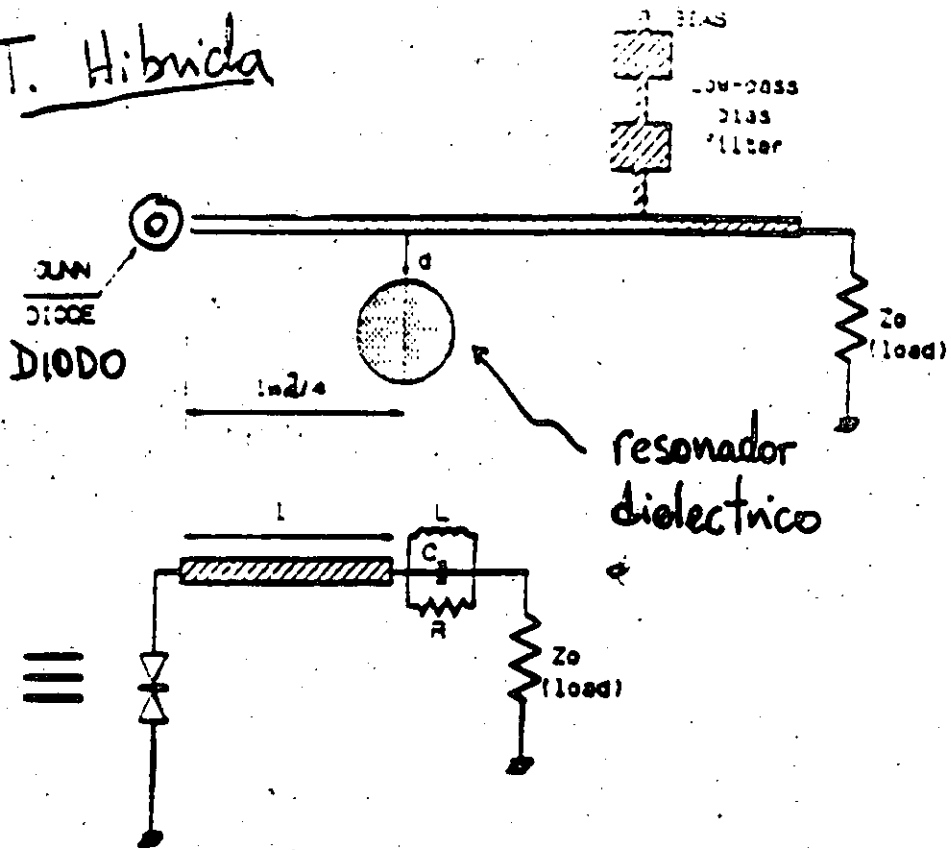
$$R_{osc} = \frac{-g_m}{C_d \omega^2 (C_g + C_2 - 4C_1 C_2)}$$



$$\omega_0 = \frac{C_d + C_g + C_2}{L_1 C_g (C_2 + C_d)}$$

monolítico.

T. Híbrida



Oscilador MONOLITICO

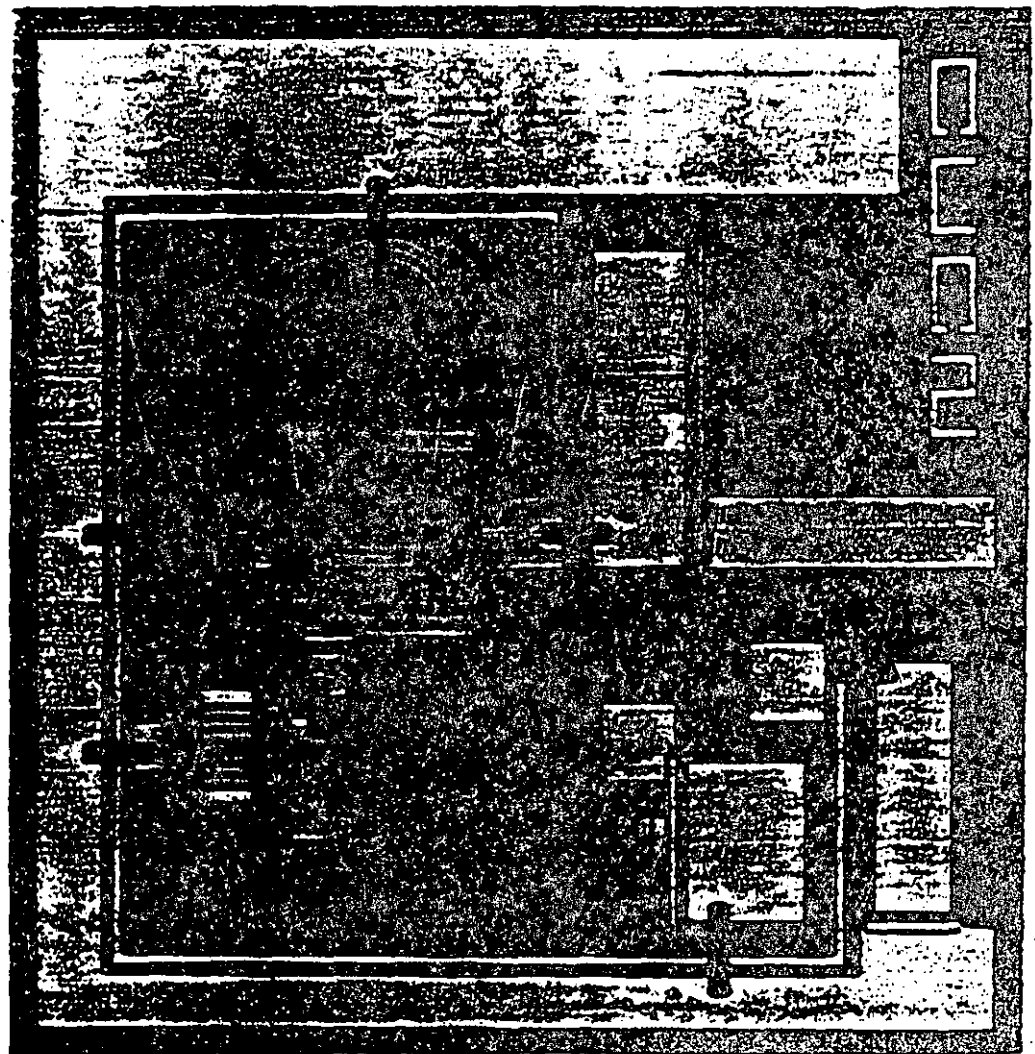
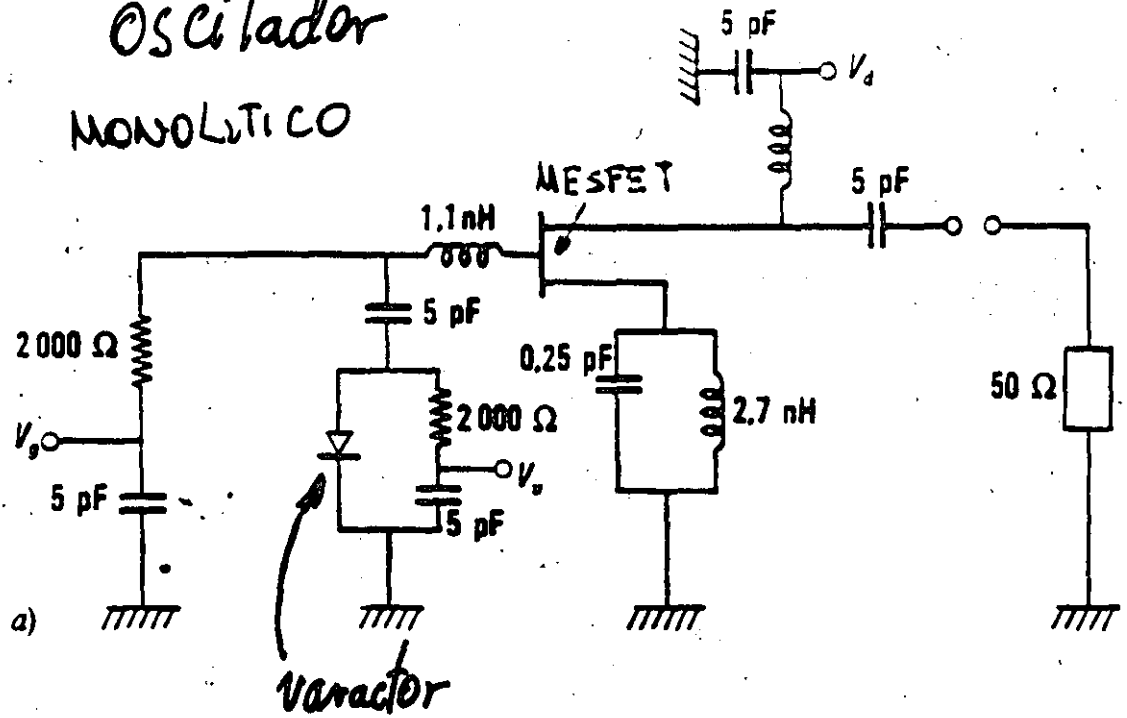
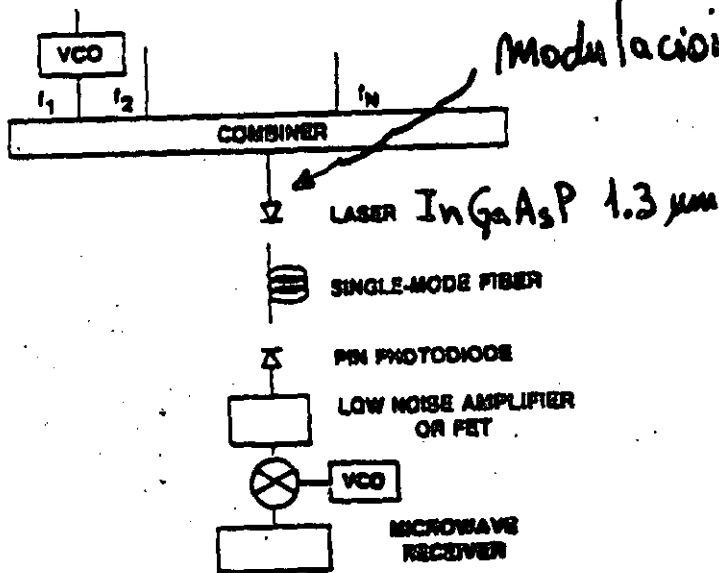


FIG. 5.121. — Oscillateur accordable à varactor dans la grille.
a) Schéma de principe.

Aplicaciones microondas en fibras ópticas.

DIGITAL OR ANALOG VIDEO



Modulación de la intensidad.

120 canales FM
video 30 MHz
(2.7-7.5 GHz)

20 canales digitales
de video 100 mb/s
FSK
(2-6 GHz)

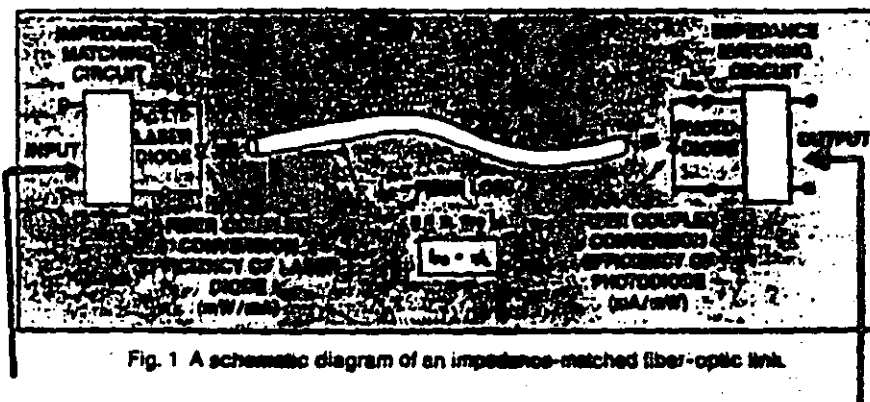
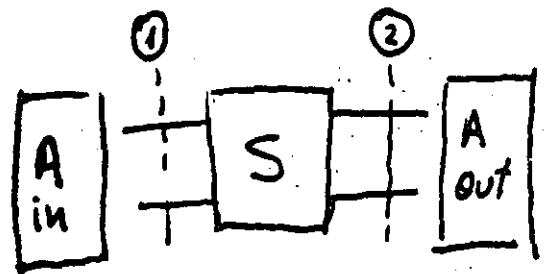


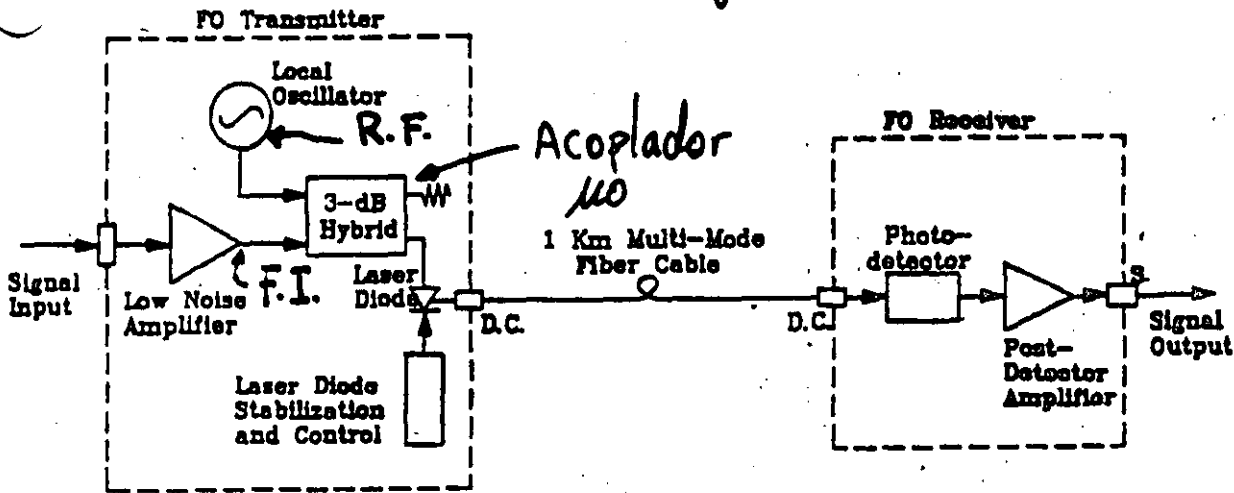
Fig. 1 A schematic diagram of an impedance-matched fiber-optic link.



S₁₁

S₂₂

Lazo de fibra óptica heterodicho



D.C. : Demountable Connector
 M : Multimode Fiber pigtail
 S : SMA Connector

aplicaciones a larga y a corta distancia.

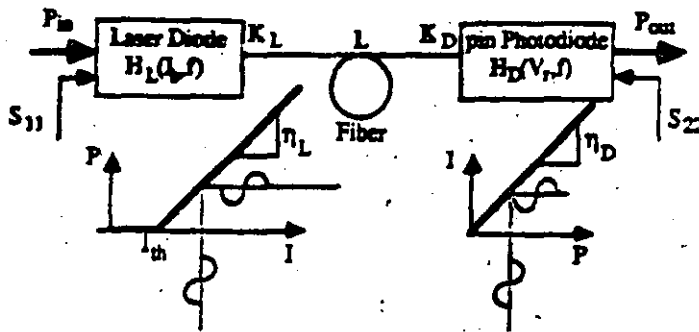


Fig. 1. A simplified direct-modulation intensity detection fiberoptic communications link.

F.O. a índice gradual
 4 GHz Km

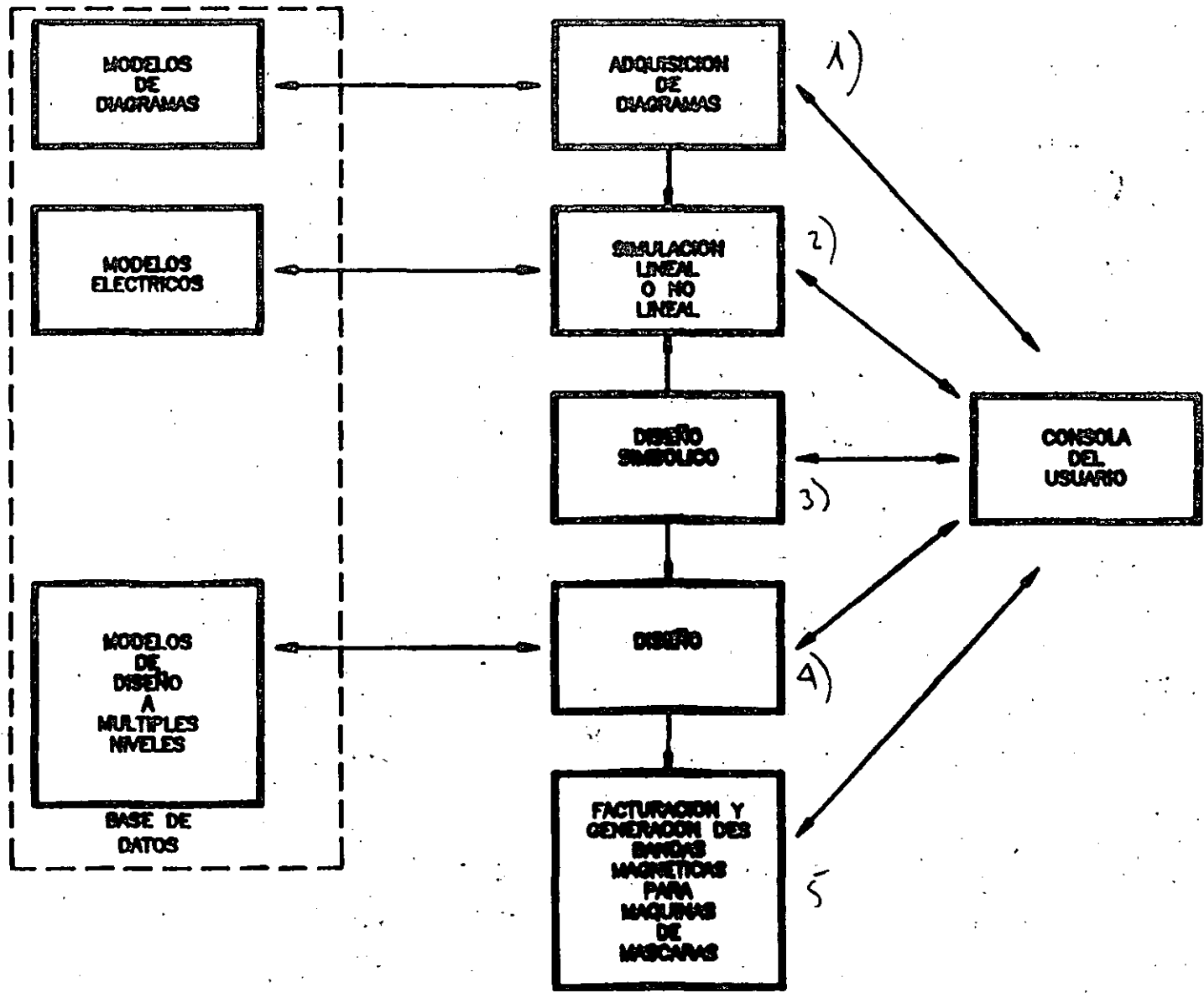
~ 100m para un ancho de banda significativo

The gain of such a fiberoptic link as a function of the system parameters is shown as:

$$G = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{1}{4} (\eta_L K_L L \eta_D K_D)^2 |H_L(I_b, \Omega)|^2 (1 - |S_{11}|^2) (1 - |S_{22}|^2) |H_D(f, V_r)|^2 \frac{Re(Z_D)}{Re(Z_L)}$$

G es negativo (perdidas)

con un buen acoplamiento de S₁₁ y S₂₂ se pueden reducir las pérdidas.

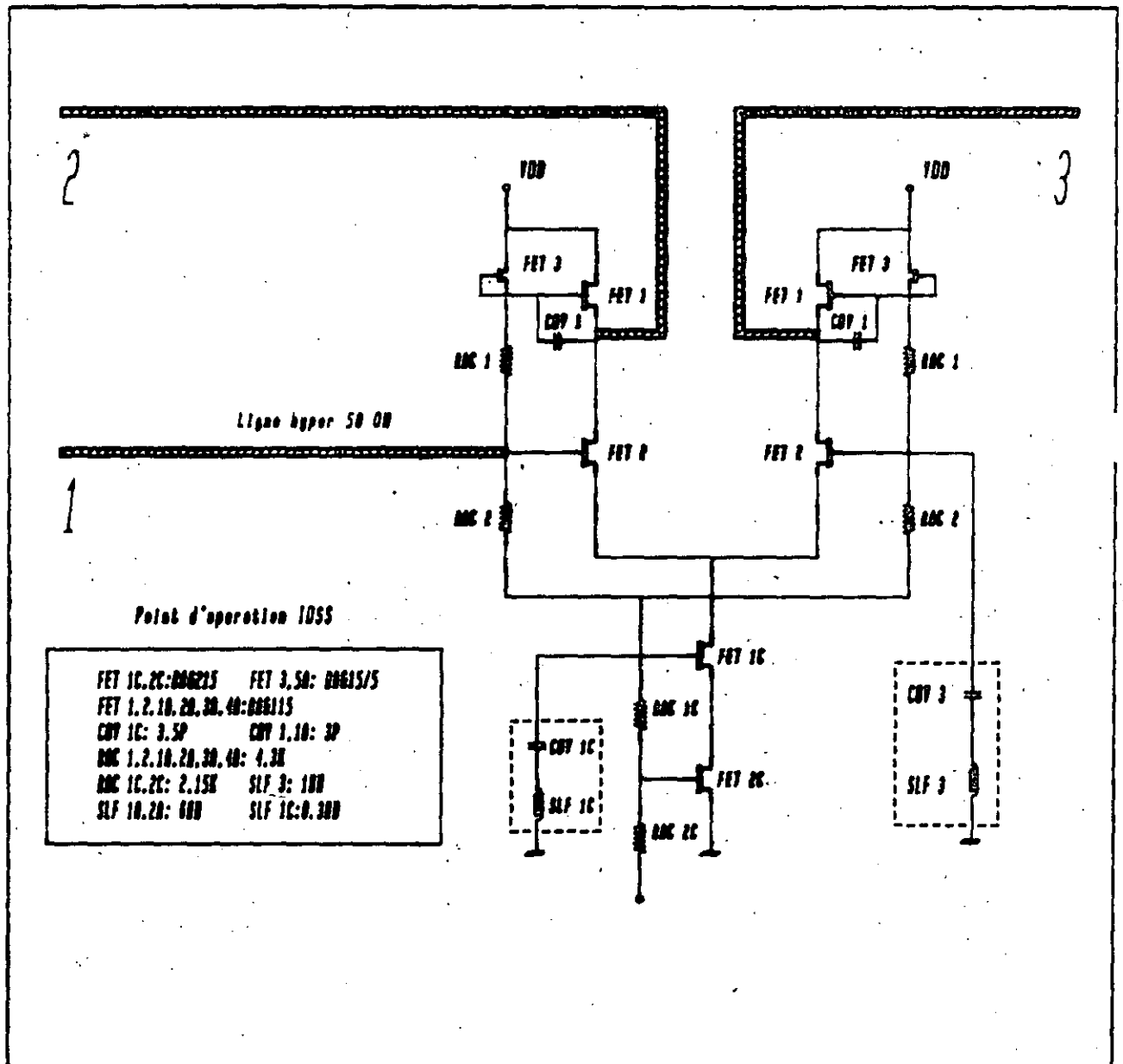


CAC = CONCEPCION CON AYUDA DE LA COMPUTADORA.

FIG. 3.1.5.-DIAGRAMA A BLOQUES DE UN PUESTO DE TRABAJO PARA LA 'CAC'.

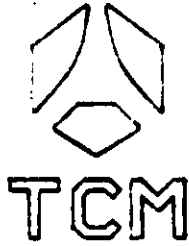
Acoplador activo 180° sobre As G_g

COUPLEUR 180 DEGRES

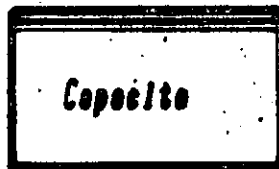
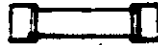


- 1) adquisición del diagrama
- 2) Simulación.

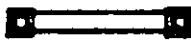
ELEMENTS MONOLITHIQUES



R. metallique



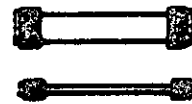
Pont



Mosse



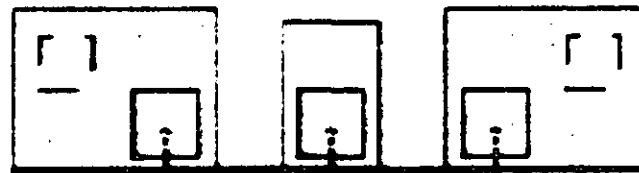
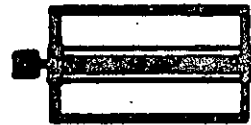
R. active



Inductance



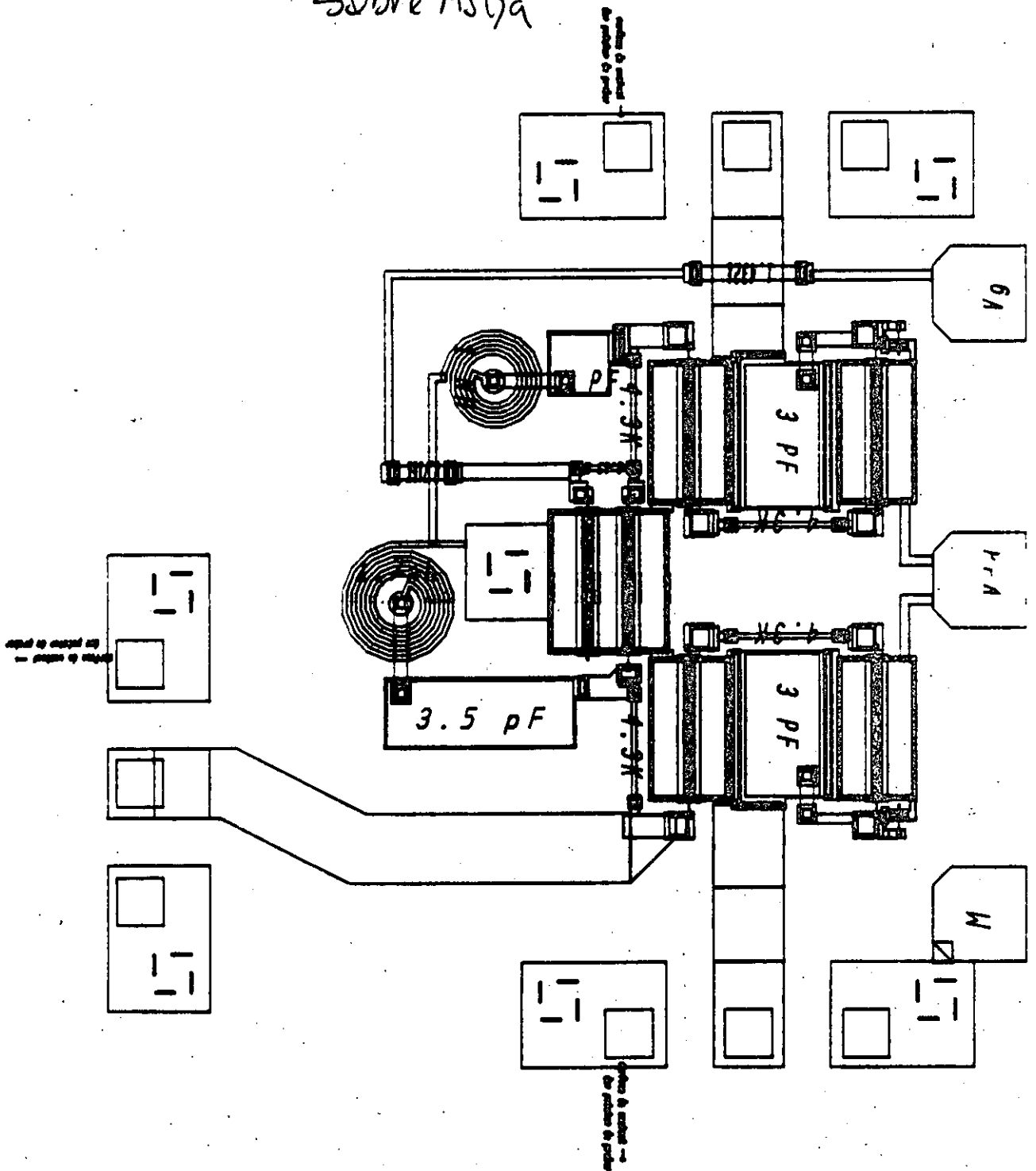
MESFET



Chemin de Bonaparte
carreaux de montage des patentes de premier ordre

3) Diseño a partir de los elementos monolíticos

Circuito monolítico microondas $\sim 1 \text{ mm}^2$ sobre AsGa



4) Diseño

en part. Lors de la métallisation, les parois deviennent conductrices permettant ainsi d'établir des contacts avec la métallisation de la face supérieure.

La figure 3-7 montre un schéma qui résume ces étapes technologiques.

Etapes de la technologie monolithique

microondes

5) Factorización de las diferentes etapas.

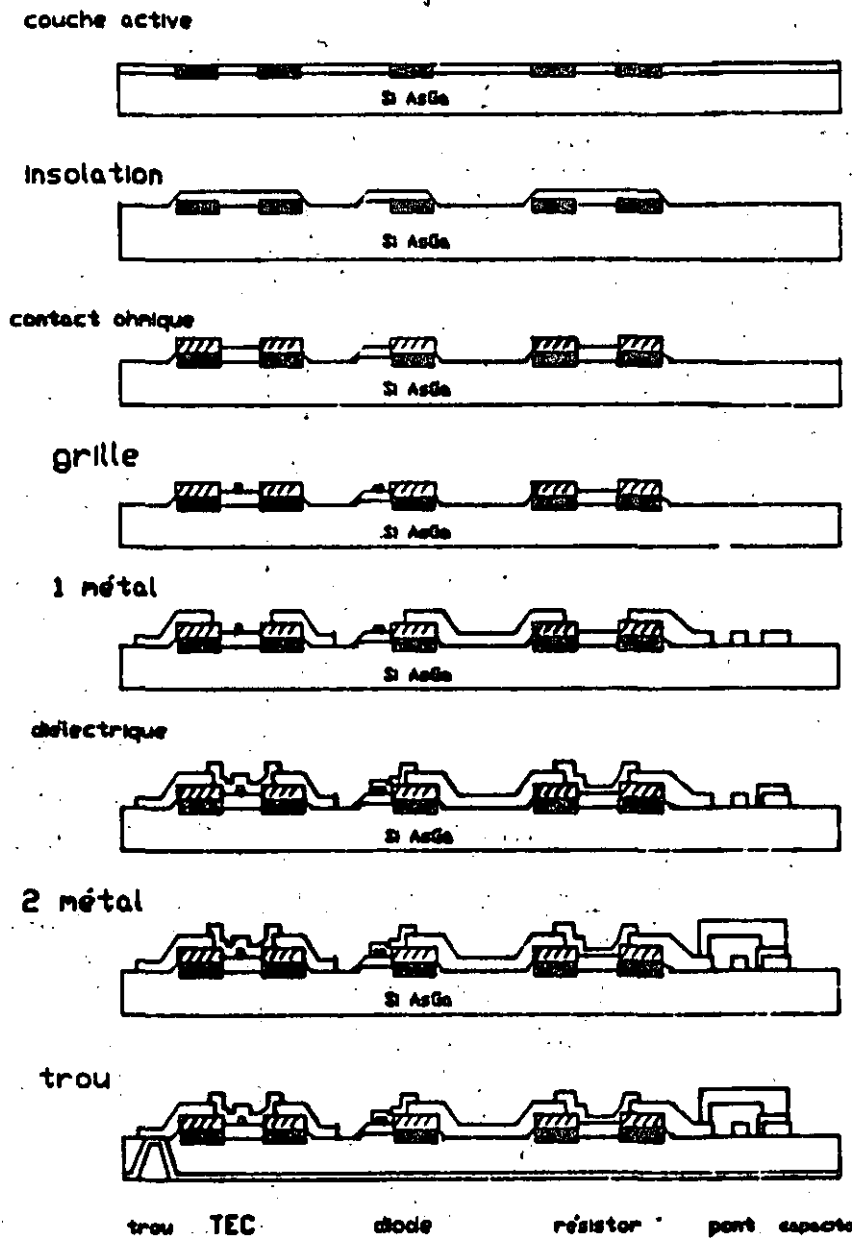


Fig. 3-7 Etapes de la technologie monolithique microondes.

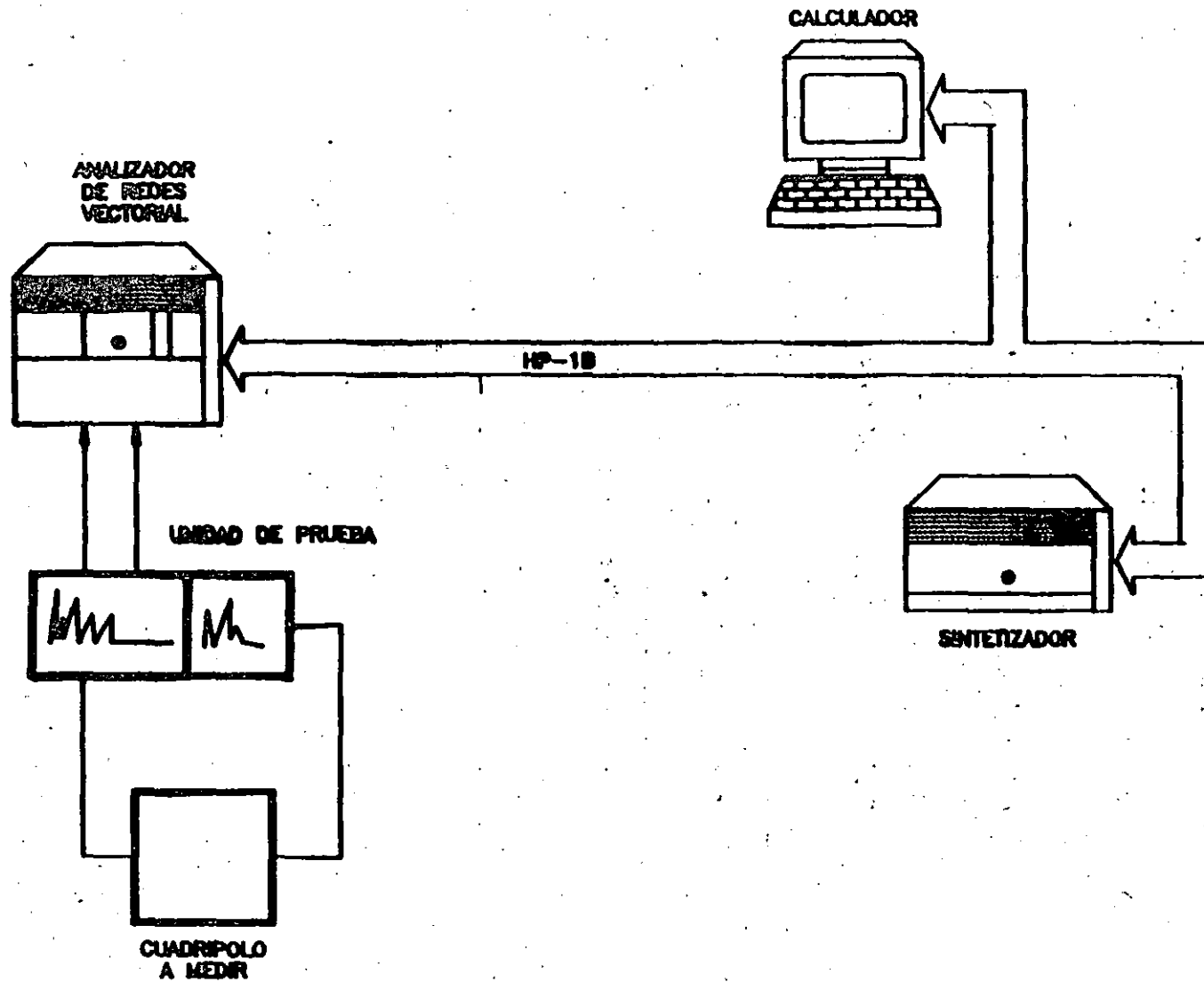
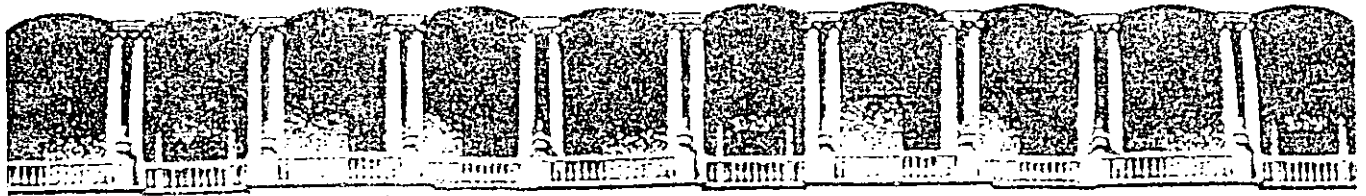


FIG. 3.3 DIAGRAMA DEL BANCO DE MEDICIONES



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

CURSOS ABIERTOS

**I CURSO INTERNACIONAL EN COMUNICACIONES
MODULO: 2 ^a TELECOMUNICACIONES VIA FIBRAS OPTICAS**

**A N E X O :
EMPALME, CONEXIONES Y MEDICION
DE ATENUACION**

ING. FERNANDO NAVARRETE

MAYO - JUNIO - 1992

7. INTERCONEXION OPTICA.

La conexión de los elementos que integran un sistema de comunicación por fibra óptica; es una de las consideraciones fundamentales para una realización teórico-práctico adecuada. La conexión se puede realizar a dos niveles:

- 1.- Entre fibras, siendo de dos tipos: a) empalme, que es una unión fija, b) conector, la cual es una unión móvil.
- 2.- Entre cables, se usa lo que se conoce como cierre o caja de empalmes.

El empalme encuentra su mayor aplicación en la planta externa y en menor grado en el equipo de oficina. El empalme puede ser de dos tipos: 1) Mecánico, el alineamiento y sujeción de la fibra se realiza por medios mecánicos, térmicos y adhesivos. 2) Por fusión, se aplica a las fibras una elevada temperatura que las funde, al normalizar la temperatura las fibras quedan unidas permanentemente es el que se emplea mayormente y se realiza por microflama o arco eléctrico, siendo esta última técnica la que ha dado mejores resultados. El conector se usa más en el equipo de oficina que en la planta externa. El cierre de empalmes se usa básicamente en la planta externa.

La conexión óptica no es tan sencilla como la conexión eléctrica; donde solo se requiere contacto eléctrico que se obtiene torciendo y soldando los conductores metálicos. La unión óptica requiere alineamiento y conexión preciso del núcleo de la fibra, lo cual se dificulta por las dimensiones

reducidas. Todos los tipos de conexión óptica deben tener las siguientes características: pérdida reducida y estable a las condiciones ambientales, confiabilidad en el plazo largo, sencillo de realizar y con tiempo y costos reducidos.

7.1 Pérdidas en el Empalme

El objetivo de la conexión óptica es acoplar o transferir potencia óptica de un punto a otro. Sin embargo, en la transferencia de potencia existe pérdida causada en el elemento de conexión, estas pérdidas se clasifican en.

- 1.- Intrínsecas, se deben a las variaciones de las características propias de la fibra como son: diámetro del núcleo, apertura numérica, índice de refracción, concentración etc. Estas propiedades dependen del proceso de fabricación pudiendo variar entre fibras aún del mismo fabricante.
2. Extrínsecas, son función de la técnica de unión empleada, se producen por terminaciones defectuosas en el extremo de la fibra, reflexiones de Fresnel y por desalineamientos del núcleo. Los desalineamientos pueden ser de 3 tipos, longitudinal, transversal y angular. Los 3 desalineamientos y las reflexiones de Fresnel, introducen pérdidas que son acumulativas. Aunque estas fuentes de pérdida son algo interdependientes, para el mejor entendimiento de su efecto, se pueden considerar independientes.

En la tabla 7.1 se resumen los factores de pérdida que afectan la conexión en fibras multimodo de índice gradual --

(GI) y en fibras unimodo (SM). Los efectos de imperfecciones afectan más a la fibra SM que a la fibra GI, esto se debe a que la fibra unimodo tiene un núcleo con dimensiones menores

TABLA 7.1 FACTORES DE PERDIDA EN LA CONEXION DE LA FIBRA.



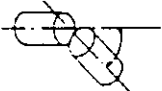
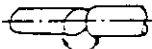
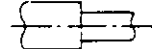
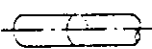
FACTORES	CONFIGURACION
DESALINEAMIENTO DEL EJE DEL NUCLEO	
SEPARACION	
ANGULO	
INCLINACION EN EL EXTREMO DE LA FIBRA	
DIFERENCIA EN EL DIAMETRO DEL NUCLEO	
DIFERENCIA EN EL ANGULO DE REFLEXION	

Tabla 7.1 Factores de pérdida que afectan la conexión para fibras GI y SM.

7.1.1 Desalineamiento Transversal

En las figuras (7.1) y (7.2) se muestra la pérdida experimental en empalme que produce el desalineamiento transversal entre núcleos, este desalineamiento es el factor que más afecta la pérdida en el empalme. En la figura (7.1) se presentan las pérdidas para una fibra de índice gradual con 50 μm de diámetro en el núcleo. Para este caso cuando el radio

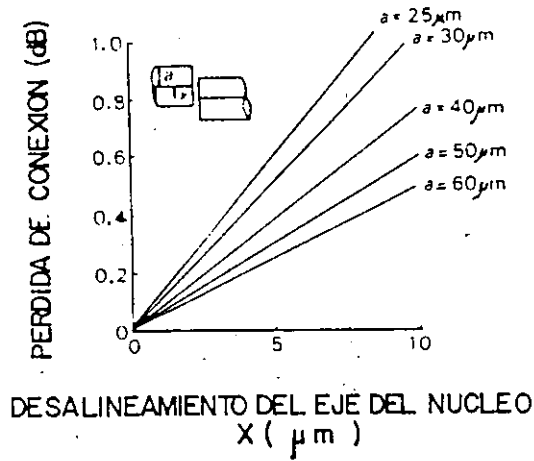


FIG. 7.1 PERDIDA POR DESALINEAMIENTO DEL EJE DEL NUCLEO GI

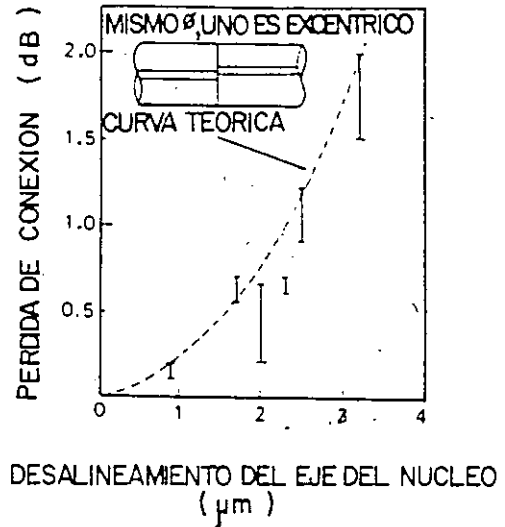


FIG. 7.2 PERDIDA POR DESALINEAMIENTO DEL EJE DEL NUCLEO S M

del núcleo a tiene un desplazamiento $x=5\mu\text{m}$, la pérdida que se produce en el empalme es de 0.6 dB. Cuando se tiene una fibra unimodo de $11\mu\text{m}$ de diámetro, como se muestra en la figura (7.2), un desalineamiento de $2\mu\text{m}$ origina una pérdida en el empalme de 0.5 dB. Esto significa que el efecto del desalineamiento transversal sobre la pérdida de conexión, es mayor para una fibra unimodo que para una de índice gradual. Así que la conexión de una fibra unimodo necesita un alineamiento transversal más preciso.

7.1.2. Desalineamiento por inclinación en el extremo de la fibra

Cuando uno de los extremos de la fibra que se han de empalmar, tiene un ángulo de inclinación causado por un mal

corde, se producen pérdidas que se incrementan con los aumentos del ángulo de inclinación. Para la fibra de índice gradual se aprecian tales pérdidas en la figura 7.3, comunmente el ángulo máximo que se tolera es de 3°. En la figura 7.4 se muestran las pérdidas en el empalme causados por inclinación angular en el extremo de una fibra unimodo, el ángulo que se permite es de 1°, debido a que al aumentar el ángulo rápidamente aumenta la pérdida. Para reducir las pérdidas es importante que el ángulo de inclinación sea lo más pequeño posible.

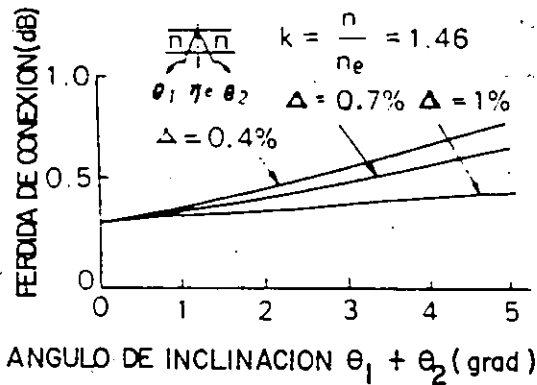


FIG. 7.3 PERDIDA POR ANGULO DE INCLINACION GI

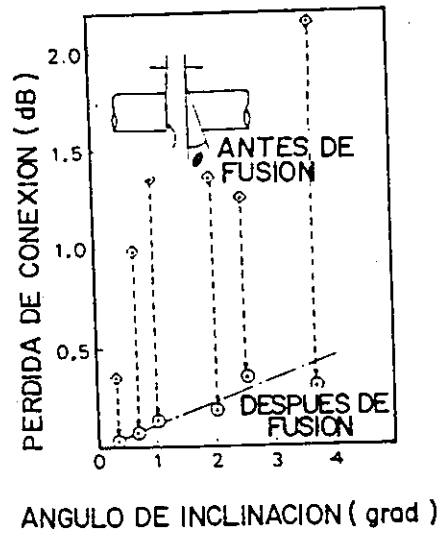


FIG. 7.4 PERDIDA POR ANGULO DE INCLINACION S M

Fig. 7.4

7.1.3 Pérdidas Intrínsecas

A pesar que la fabricación de la fibra óptica (núcleo y revestimiento) sigue normas precisas, existen variaciones en

la producción aun siendo del mismo lote. Como dos ejemplos importantes se tiene la variación en el diámetro del núcleo y en los parámetros del índice de refracción relativo.

En la fibra de índice gradual cuando la diferencia entre núcleos se presenta con la fibra transmisora con un diámetro a_1 , que es mayor al diámetro a_2 de la fibra receptora, se produce en el empalme una pérdida severa. Así, como se observa en la figura (7.5) cuando la fibra transmisora tiene $50\mu\text{m}$ de diámetro y la receptora $47.5\mu\text{m}$, es decir 5% menor, produce en el empalme una pérdida cercana a 0.5 dB. El efecto de las diferencias entre características del índice de refrac-

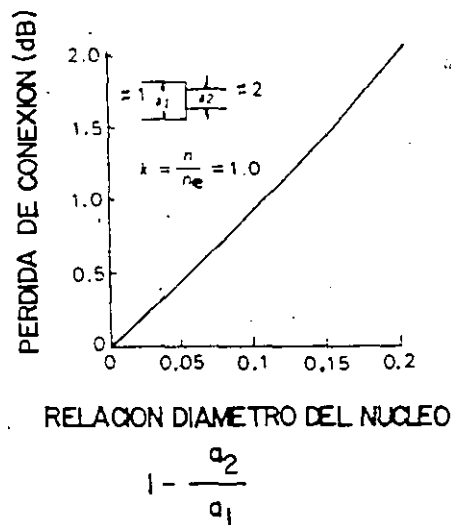


FIG. 7.5 PERDIDA POR DIFERENCIA DE NUCLEOS G I

ción es menos perjudicial que las variaciones entre diámetros del núcleo. Por ejemplo una diferencia de 10% entre los parámetros del índice de refracción relativo, causa una

pérdida en el empalme aproximada a 0.2 dB.

Para la fibra unimodo la diferencia entre parámetros de diámetro del núcleo e índice de refracción, causa pérdida - pequeñas que son despreciables con otro tipo de pérdidas. El desalineamiento transversal es la fuente pérdidas mayor para las fibras de índice gradual y unimodo

7.2 Empalme de fibras por fusión

Por razones de facilidad en la instalación, el cable de fibra óptica de vidrio se fabrica normalmente en tramos aproximados a 2 Km. Un alto porcentaje de aplicación de la fibra óptica requiere enlaces mayores a 2 Km., por lo cual es necesario unir el número de tramos necesario en el enlace. Esto se logra por medio del empalme entre fibras, empleando comúnmente el método de fusión por arco eléctrico.

Para empalmar fibras ópticas de vidrio individualmente por fusión se sugiere el procedimiento de la figura 7.6

Descubrimiento de la fibra

Es el procedimiento para preparar los extremos de la fibras que han de cortarse. Inicialmente se remueven todas las cubiertas y envolturas del cable hasta dejar solamente la fibra recubierta, es decir, la fibra con su recubierta primaria, aislante y secundaria, estas 3 recubiertas envuelven a la fibra (núcleo y revestimiento) en el orden mencionado.

Posteriormente se quitan las 3 recubiertas, lo cual se realiza en dos pasos. El primer paso consiste en remover -

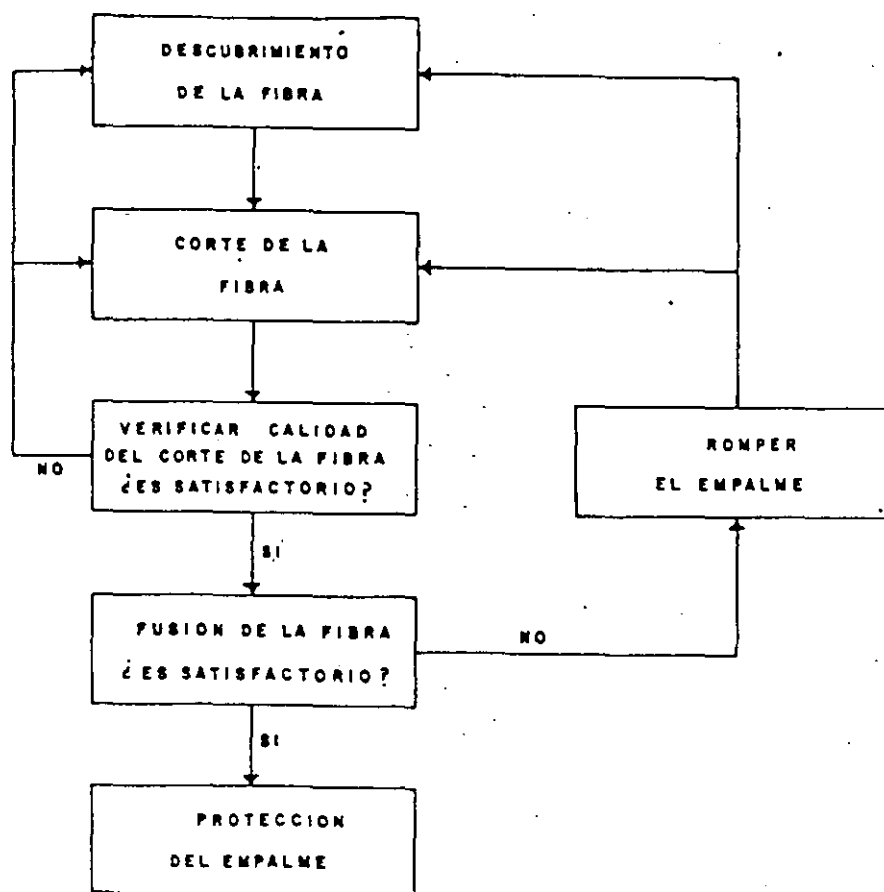


FIG. 7.6- PROCEDIMIENTO PARA EMPALMAR FIBRAS OPTICAS POR FUSION DE ARCO.

la recubierta secundaria y en el segundo se quitan la recubierta aislante y primaria: Cualquier método que se use para remover los 3 recubrimientos, debe evitar fracturar la fibra que causa reducción en su resistencia y aumenta la probabilidad de falla.

El recubrimiento secundario se quita en diversas formas, una de ellas es por medio de una pinza para remover recubrimientos, similar a la pinza usada con conductores metálicos delgados, en la figura (7.7) se tiene una muestra. --

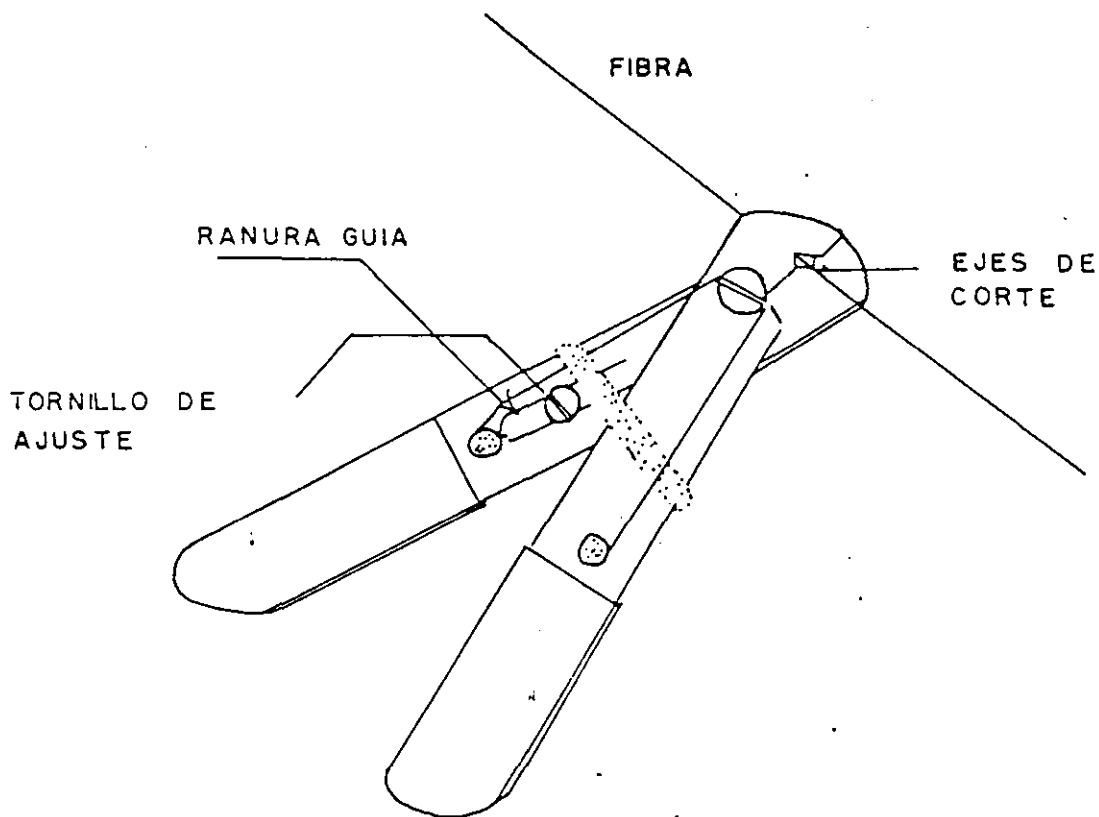


FIG. 7.7 PINZAS PARA DESCUBRIR LA FIBRA

Otras de las herramientas simples para remover mecánicamente el recubrimiento secundario, desarrollado por dos fabricantes Japoneses se muestran en la figura 7.8.

Con los dos métodos mecánicos descritos, resulta difícil quitar el recubrimiento primario, por esta razón se emplea comunmente un papel humedecido con alcohol, con el cual se ejerce un cepillado sobre la fibra que logra remover con limpieza la recubierta primaria. Un inconveniente del cepillado es que puede originar fisuras en la fibra que reducen su resistencia. Por ejemplo la resistencia promedio de una

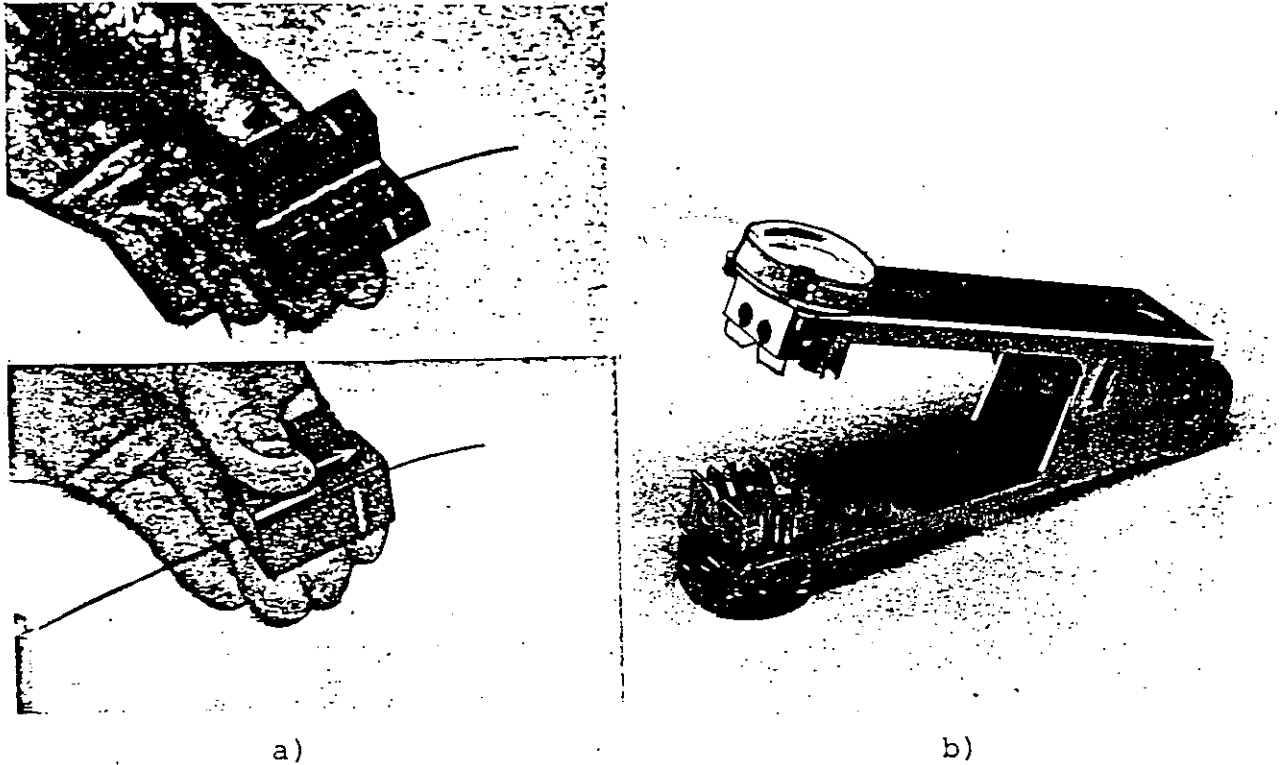


Fig. 7.8 Herramientas para remover la cubierta secundaria en una fibra óptica: a) Tipo Furukawa, b) Tipo Sumitomo.

fibra con recubierta primaria y secundaria es aproximadamente 6 kg. y 7 Kg. respectivamente. Después de quitar el recubrimiento primario la resistencia puede disminuir de 0.7 a 1 kg. Para prevenir la disminución de resistencia se hace una prueba de resistencia en el empalme.

Para quitar el recubrimiento primario existen otros métodos que evitan las fisuras en la fibra. En estos métodos se reduce la adhesión del recubrimiento primario por calor, solventes orgánicos como el benceno, un gel de clorido de metileno etc.

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 al 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 vidrio se tienden a romper formando una zona de fractura compuesta de 3 regiones, que se conoce como las zonas de espejo, opaca y fragmentada, figura 7.9.

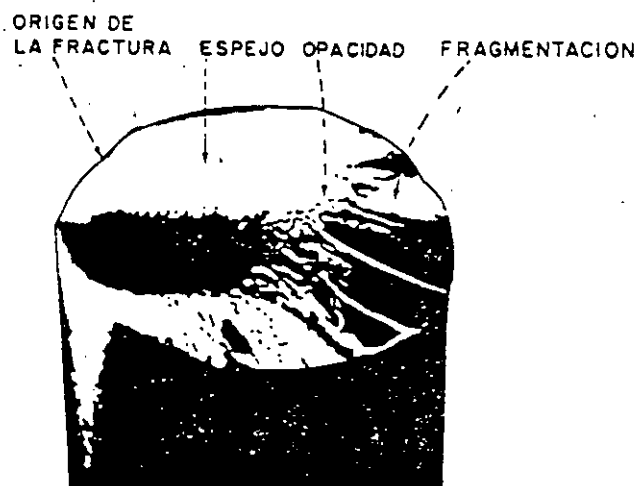


Fig. 7.9 Fractura típica en una fibra.

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.

Para efectuar el rayado y corte de la fibra, los fabricantes han desarrollado diferentes modelos, uno que ha dado buenos resultados en la práctica de campo es el fabricado por Sumitomo mostrado en la figura (7.10). En la parte a) de la figura, se observa la forma de ejercer la tensión que cor-

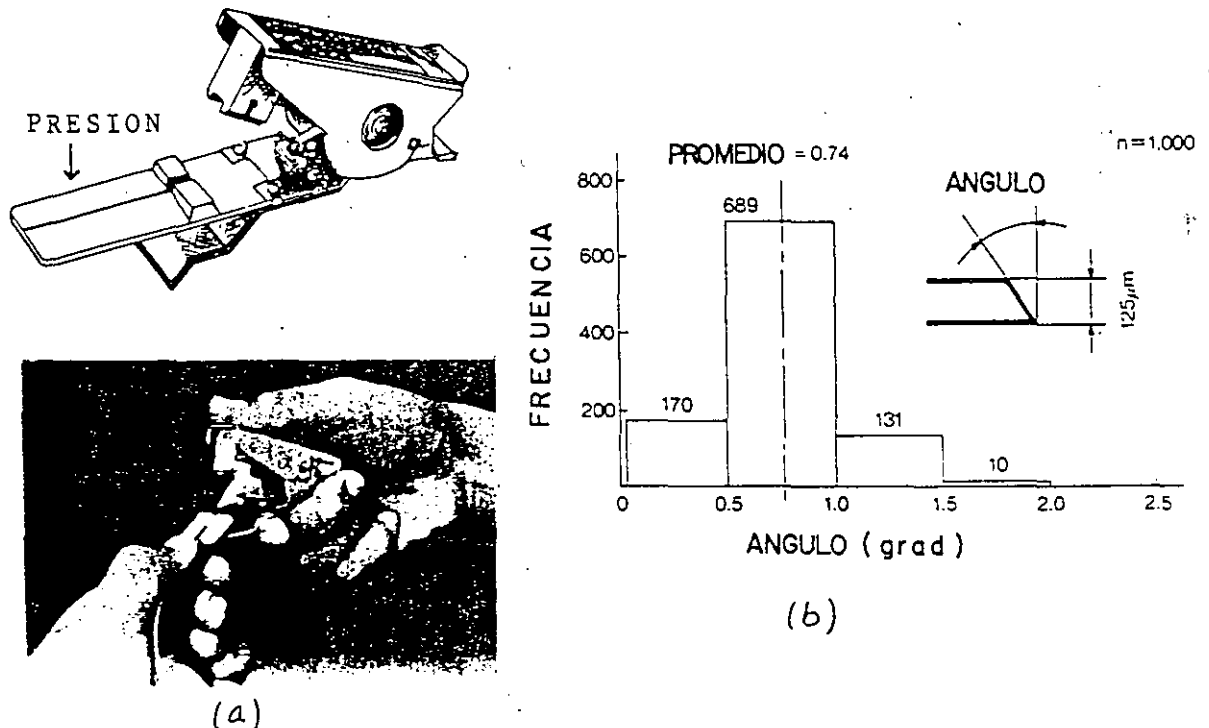


Fig. 7.10 Herramienta para efectuar el rayado y corte de la fibra, así como los ángulos de corte logrados.

tará a la fibra previa operación de rayado. y en la parte (b) el histograma de los ángulos de corte obtenidos, de

acuerdo al fabricante el corte se logra con una calidad que el 93% está libre de defectos.

La calidad de corte en los dos extremos de las fibras - por empalmar, se verifica colocando las fibras sobre una ranura en V, al rotar las fibras se puede apreciar la calidad del corte por medio de un microscopio. En la figura (7.11) se da una guía en este punto. En los últimos años se han -- puesto en el mercado, empalmadores que en forma automática - evalúan la calidad del corte para aceptarlo ó rechazarlo. En algunos modelos el dispositivo de corte se integra en la em- palmadora y se reporta que para fibra unimodo se obtienen -- cortes con ángulos $< 1^\circ$.

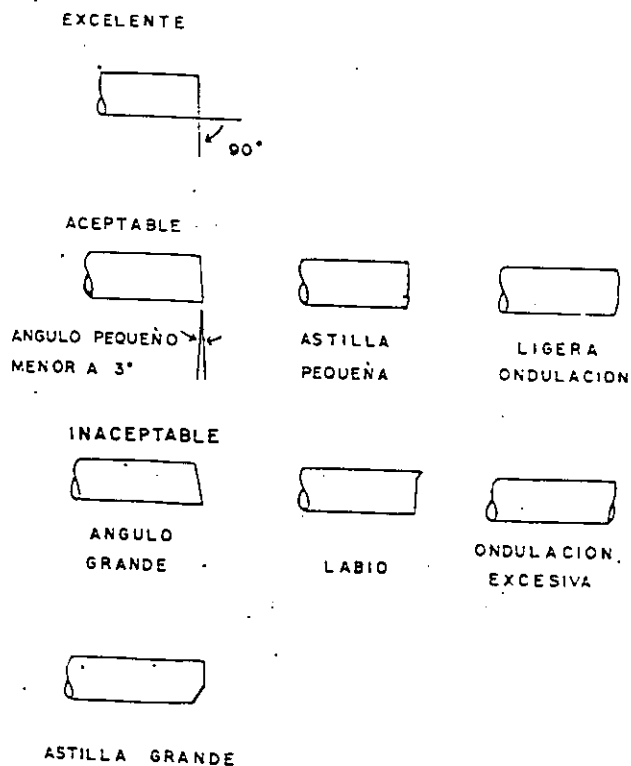


Fig. 7.11 Guía para la calidad del corte en una fibra.

Independientemente del tipo de cortadora usada se aconseja usar alcohol puro para limpiar los extremos de las fibras después de la operación de corte. Esto es necesario realizarlo antes del alineamiento al que se someten -- las fibras en la empalmado.3.

7.3 Diferentes tipos de fusión para la fibra óptica.

Después de haber realizado el corte en los dos extremos de la fibra por empalmar, se colocan las fibras sobre una ranura en V que sirve para alinear y unir los extremos. Por medio de una fuente térmica se aplican temperaturas cercanas a 1800°C a la unión, el vidrio se funde y al cesar la temperatura elevada el núcleo y revestimiento de los extremos queda -- unido permanentemente.

El empalme por fusión bien hecho, probado a resistencia y protegido adecuadamente, es bastante fuerte para usarse en interiores y en las condiciones habituales de la planta externa. Existen diferentes métodos para fundir el cuarzo de la fibra individual. A la fecha los que han tenido mayor utilidad son el de arco eléctrico y después el de microflama. -- Para empalmar fibras multimodo individuales, se han fundido con un laser de CO₂ como fuente térmica; logrando un mejor -- control del calor que con la microflama. Las pérdidas que se obtienen en el empalme son de 0.1 dB para fibras identi-- cas. Sin embargo la complejidad del equipo con fuente laser, restringe su uso al laboratorio.

La técnica de fusión por microflama se presenta en la figura 7.12, los gases que se emplean para la combustión son oxígeno e hidrógeno de alta pureza, los cuales se introducen en un quemador miniatura que produce una microflama que calienta la unión de las fibras. Al parecer el buen control y

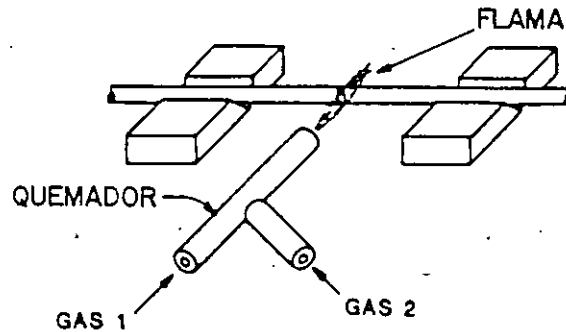


FIG. 7.12 FUSION DE LA FIBRA POR MICROFLAMA

distribución del calor, produce empalmes más resistentes que con arco eléctrico, esto es especialmente cierto cuando se usa una microflama con clorino. Los inconvenientes que tiene la fusión por microflama comparado con el arco eléctrico, es que el equipo es más complicado y la automatización menor. Los dos métodos producen en el empalme pérdidas bajas alrededor de 0.1 dB.

7.3.1 Fusión por arco eléctrico

El equipo para alinear y fundir la fibra óptica de vidrio multimodo y unimodo, usa como fuente térmica un arco eléctrico cuyo esquema básico se presenta en la figura 7.13 El arco eléctrico se produce generalmente con una corriente alterna de alto voltaje y corriente reducida, el cual se inicia entre los electrodos por lo común de tungsteno. La co

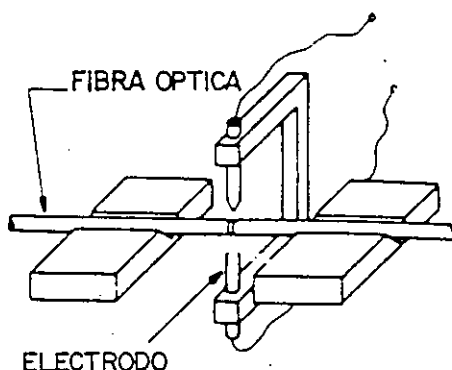


FIG. 7.13 FUSION DE LA FIBRA POR ARCO ELECTRICO

riente se controla para ajustar la temperatura en la región del arco, y de este modo fundir solo los extremos de la fibra.

A fin de tener un empalme de pérdida baja y buena calidad, se deben evitar: imperfecciones en los extremos de la fibra, variación en la presión de la unión y variaciones en la energía al calentar. Los inconvenientes anteriores ocasionalmente llevan a la formación de burbujas y curvaturas; para reducir estos efectos se recurre a la prefusión, la cual consiste en un calentamiento ligero sobre los extremos de la fibra previo a la fusión. Con la prefusión se disminuyen las imperfecciones en los extremos, posibilitando la obtención de un empalme más confiable y con una pérdida promedio baja inferior a 0.1 dB. Estas características se pueden lograr en las aplicaciones de campo como pozos de trabajo y postes telefónicos.

al Prefusión de fibras individuales

En la figura 7.14 se tiene el procedimiento de prefusión, se observa la pérdida en el empalme en función al tiempo de descarga. En la parte A se presenta el estado inicial con pérdidas por desalineamiento, por reflexión de Fresnel e imperfecciones de extremo. En el punto B se aplica la prefusión y se aumenta la pérdida. Cuando se unen a presión las fibras disminuye la pérdida como se ve en C. Finalmente en D se calientan y alizan las fibras obteniendo reducción de

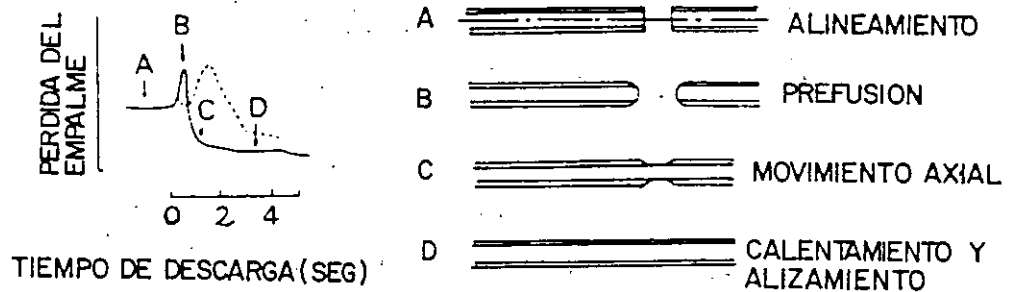


FIG. 7.14 PROCEDIMIENTO DE PREFUSION

pérdidas. Las condiciones de prefusión deben controlarse, de lo contrario se pueden incrementar las pérdidas como se observa en la curva punteada.

tural el núcleo y revestimiento de la fibra, lo cual compensa desplazamientos de pocas micras y reduce la pérdida en el empalme. La calidad del empalme se puede determinar por la precisión en el alineamiento y comprobando la ausencia de burbujas, zonas enegrecidas y reducción de diámetro en el punto de empalme. De acuerdo al fabricante con este tipo de empalmadora para fibras de índice gradual, se obtienen pérdidas promedio de 0.07 dB para aplicaciones de campo. En función a la tolerancia en las dimensiones de las fibras, la pérdida en el empalme por lo general oscila entre 0.1 y 0.2 dB.

c) Empalme individual de fibras unimodo.

Las empalmadoras semiautomáticas de índice gradual, realizan el alineamiento de la fibra en base a la dimensión externa del revestimiento y con la ayuda de la ranura en V se logra el centrado de los núcleos por lo general de 50 μm . En la fibra unimodo cuyo diámetro del núcleo varía de 8-10 μm , y la excentricidad de sus núcleos es común, se requiere un alineamiento mucho más preciso que con el conductor de índice gradual. Para esto, se han desarrollado diversos métodos de alineamiento activo que permiten el ajuste rápido y con alta precisión de fibras de índice gradual y unimodo. En la figura 7.16 se muestra un ejemplo conocido como sistema local de inyección y detección de luz (LID). El sistema LID tiene como principio básico la inyección y extracción de luz de una fibra con radio de curvatura pequeño. En el lado transmisor un led acopla luz. (por medio del modo LP_{11}) a la fibra por empalmar en la parte curveada, la luz se propaga entre los extremos por empalmar y llegar a la fibra curveada

b) Empalme individual de fibras multimodo.

Para empalmar fibras multimodo de 50/125 μ m se han usado en el campo empalmadoras semiautomáticas como la que se muestra en la figura 7.15. Inicialmente la fibra ya cortada se coloca en la ranura en V para su alineamiento. Al apretar el interruptor de inicio las fibras son alineadas longitudinalmente en forma automática. Por medio del microscopio desde dos direcciones en ángulo recto se observa el corte (que ha de ser en ángulo $<3^\circ$) y también el alineamiento de los extremos. Finalmente al activar el interruptor de descarga, automáticamente se realiza la prefusión y finalmente la fusión con lo cual queda terminado el empalme. Cuando la fibra se funde la tensión superficial del vidrio, alinea en forma na-

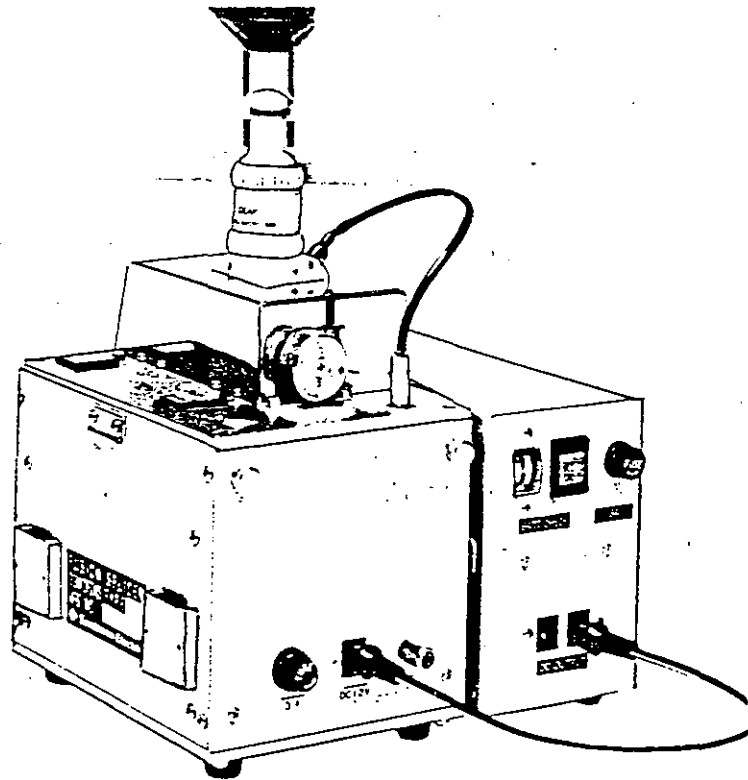


Fig. 7.15 Empalmadora semiautomática para fibra multimodo.

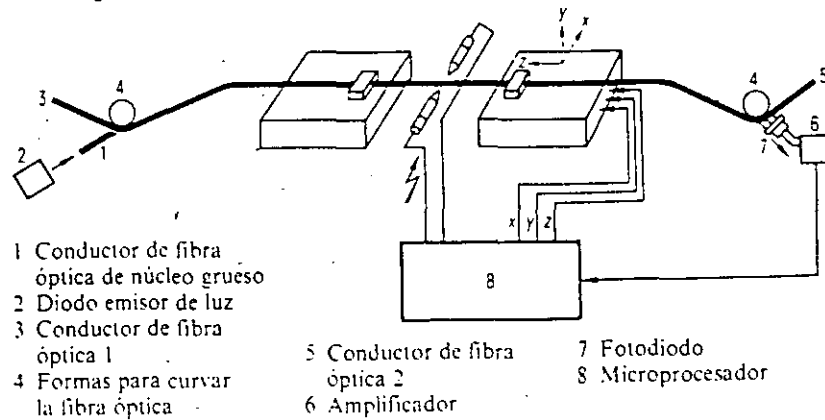


Fig. 7.16 Alineamiento automático de la fibra usando microprocesador y sistema LID.

en la parte receptora donde la luz es forzada a salir (por medio del modo LP_{11}) de la fibra, siendo captada por un fotodiodo que la convierte a señal eléctrica. Esta señal se amplifica y se aplica a un microprocesador, el cual alinea en 3 ejes a la fibra hasta lograr un máximo acoplamiento en el punto de empalme.

El efecto favorable de la tensión superficial en la fusión de las fibras de índice gradual, en las fibras unimodo es una desventaja. Esto se debe a que la fusión de los extremos de la fibra en el punto de unión, provoca movimiento de la masa líquida del vidrio que puede desalinear los núcleos aumentando las pérdidas figura (7.17). Este efecto negativo

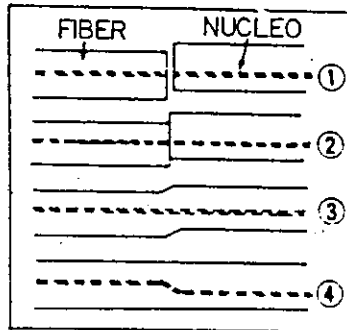


FIG. 7.17 EFECTO NEGATIVO DE LA TENSION SUPERFICIAL

es posible evitarlo con tiempos y corrientes de calentamiento pequeños, así como también con extremos con cortes en ángulo $<1^\circ$.

Existen en el mercado diversos tipos de máquinas empalmadoras por fusión de arco eléctrico, la tendencia de desarrollo ha sido la automatización máxima de tales máquinas. - Uno de estos ejemplos es la empalmadora de Sumitomo tipo 35 que se muestra en la figura (7.18). El alineamiento del núcleo se efectúa en forma automática por medio de un monitoreo directo de potencia en el núcleo. La fusión es automática y se realiza en un tiempo de 1 minuto o menos, cuenta con un monitor de televisión donde se observa la fusión.

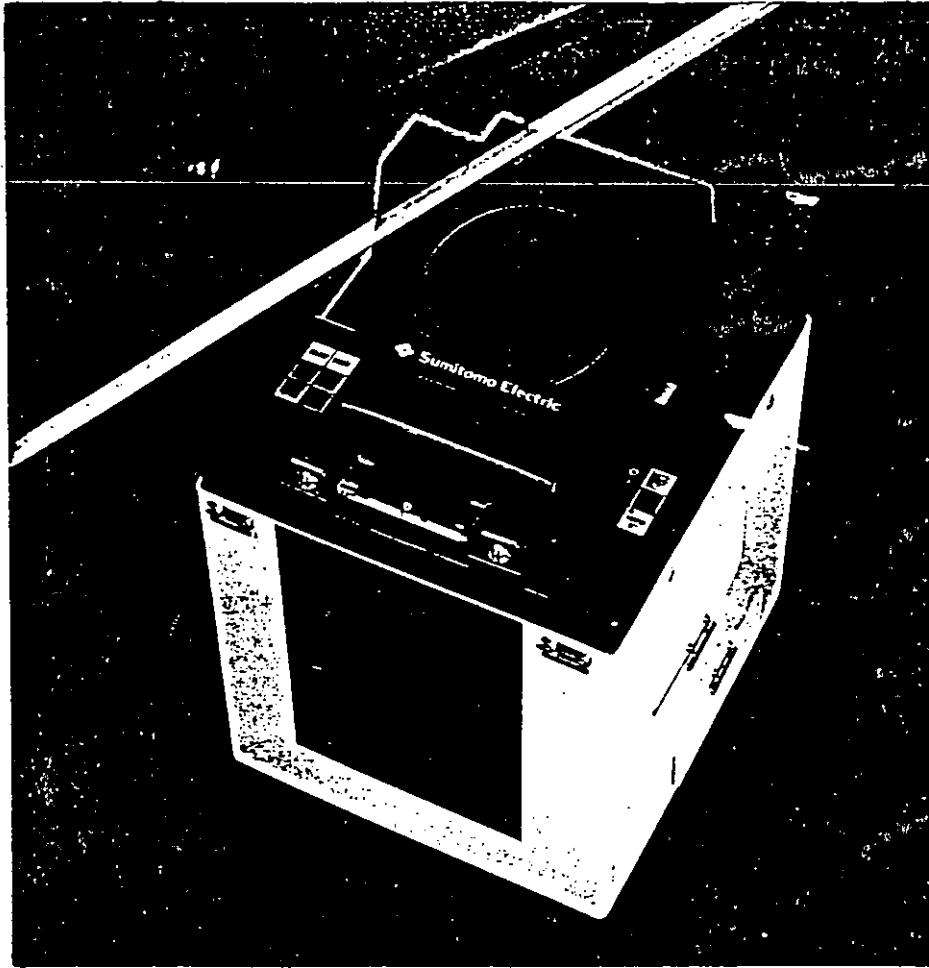


Fig.. 7.18 Empalmadora automática de fusión.

En el monitor se valora la pérdida en el empalme y se estima su apariencia externa. Como opción se puede integrar en la empalmadora, el dispositivo para la protección de empalmes. Se pueden empalmar fibras multimodo y unimodo, obteniéndose pérdidas promedio de 0.03 y 0.05 dB respectivamente para fibras idénticas. En las aplicaciones de campo, la tolerancia en las dimensiones de la fibras hace que la pérdida sea mayor manteniéndose < 0.1 dB. En la figura (7.19) aparece el procedimiento de empalme de esta máquina. De acuerdo al fabricante el histograma de pérdidas que se obtienen se muestra en la figura (7.20).

PROCEDIMIENTO

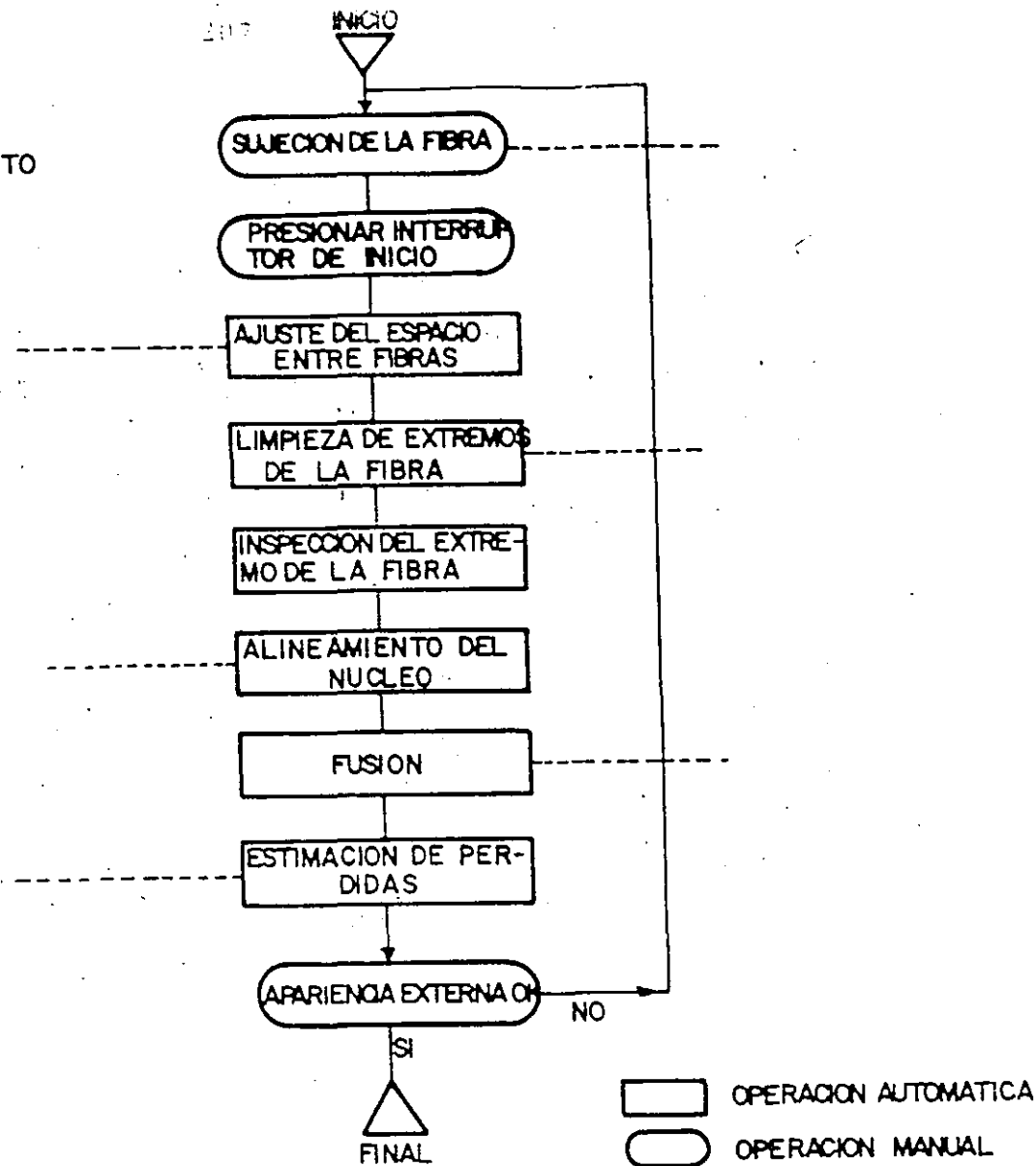


Fig. 7.19 Fusión automática de una fibra con la empalmadora Sumitomo 35.

7.4 Resistencia del empalme.

Al concluir el procedimiento de fusión la resistencia a la tensión en el empalme, se reduce a una décima parte de la que tiene la fibra original. Este efecto se produce por las fisuras que se originan por dos causas, la primera se debe al esfuerzo que significa quitar mecánicamente la cubierta primaria. La segunda causa se debe al esfuerzo térmico --

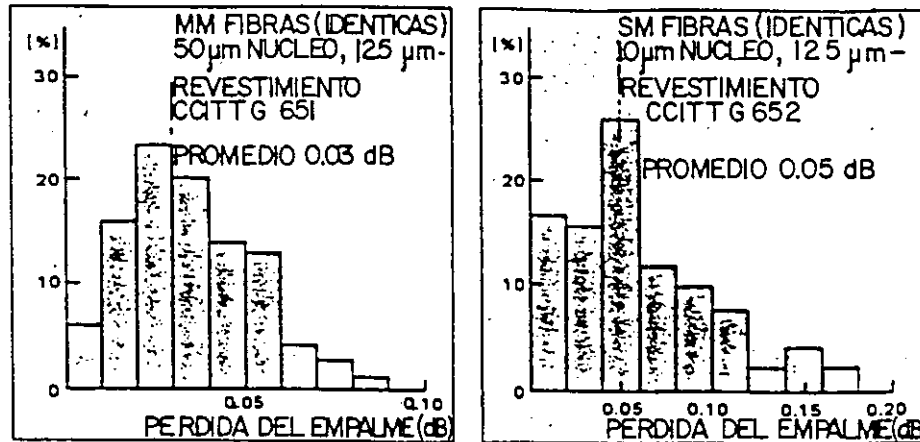


Fig. 7.20 Pérdidas de empalme con la máquina Sumitomo 35.

durante la fusión. (interacción de impurezas en el calentamiento). Para aumentar la resistencia de la fibra y mejorar su confiabilidad, se usan dos principios básicos:

- 1) Se mejora la resistencia antes de la fusión .

Un método consiste en usar fibras con recubrimiento primario fusionable (SPC). Como no es necesario quitar el recubrimiento primario, se evitan las fisuras que esto represente. Usando fibras SPC la resistencia a la tensión tiene un valor promedio de 1.2 kg.

También se quita el recubrimiento plástico por medio de ácido sulfúrico concentrado caliente. El empalme se realiza con una microflama de hidrógeno-clorino, obteniendo una re-

sistencia a la tensión alrededor de 4 kg. Los métodos que -- usan compuestos químicos líquidos para remover el recubri--- miento primario, son idóneos para lograr empalmes de alta re sistencia. Sin embargo, estos métodos requieren ser muy cui dadosos especialmente para las aplicaciones de campo.

Además de los diferentes solventes líquidos que se usan para quitar el recubrimiento primario, existe un gel hecho de clorido metileno que realiza la misma función con la ven taja de ser más práctico ya que se fabrica en envases como los usados con dentríficos.

2) Se incrementa la resistencia después de la fusión.

Se usa el ácido hidrófluórico para limar y quitar las fisuras grandes que resultan durante el empalme. Con ello la resistencia de la fibra mejora, llegando a valores de 1.5 a 2 kg.

Otra forma de mejorar la resistencia de la fibra des--- pués de la fusión, es por medio de un refuerzo o protector del empalme. Esta técnica es la que se usa comunmente en las instalaciones de fibra óptica.

7.4.1 Refuerzo ó Protección del Empalme.

La región de fusión de las dos fibras, se cubre con un protector de empalme para proveer confiabilidad en el plazo largo. El protector puede tener diferentes estructuras tal y como se muestra en la figura 7.21. La estructura que ha adquirido gran popularidad es la del tubo de encogimiento tér

mico, la cual tiene una pequeña barra de acero que le da al empalme la resistencia adecuada.

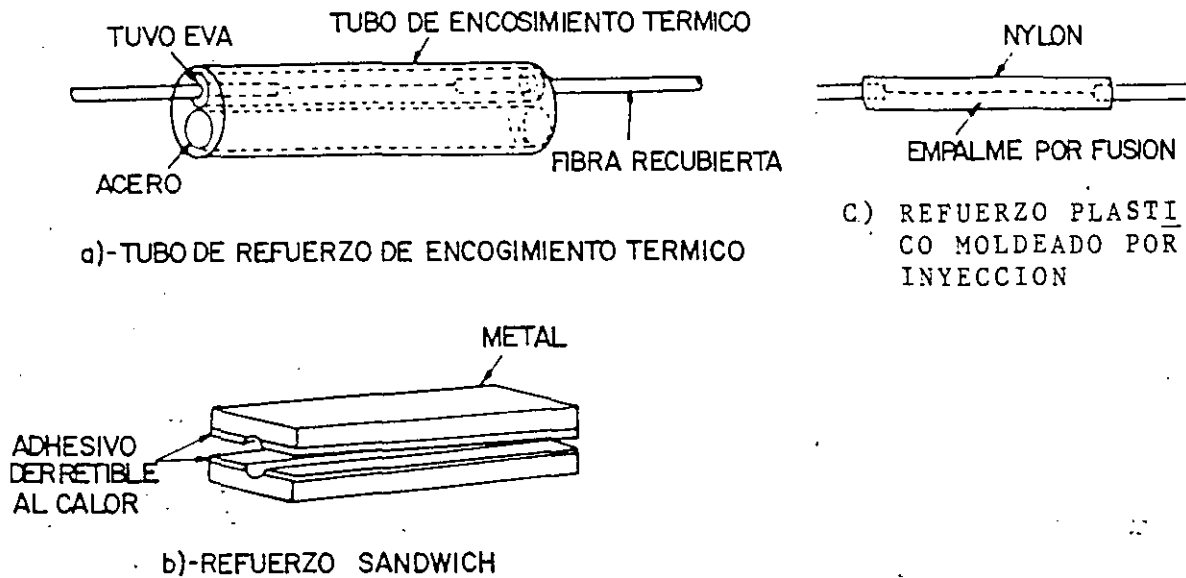


Fig. 7.21 Diferentes estructuras de protector de empalme.

Cualquier tipo de protector que se use debe reunir ciertos requisitos como son: aumento de resistencia a la tensión y curvaturas, estabilidad en el tiempo de las características de resistencia y transmisión, simple y rápido de realizar, bajo costo. En la tabla 7.2 se presentan comparativamente las características de los tres tipos de protectores. En la figura 7.22 se observa el aumento en la resistencia a la tensión (o disminución en la probabilidad de falla) que se obtiene en el empalme cuando se usa el protector de tubo térmico.

Tabla (7.2) Características de protectores de empalme

Refuerzo	Variación en la pérdida de empalme -20°C-60°C dB/5 emp.	Tiempo de trabajo (minutos)	Resistencia a la tensión (kg)	Características
Tubo termocontractil	0.02	4	1.7 - 2.4	Facilidad para: de terminar condiciones de refuerzo y construcción de máquinas requeridas.
Sandwich	0.18	2	1.6 - 2.3	Capacidad para automatizar la operación
Plastico moldeado	0.3	4	0.7 - 2	Protector pegu. Máquina complicada

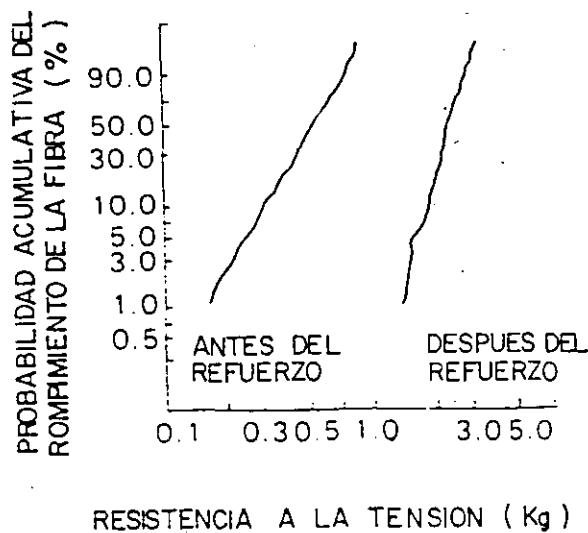


Fig. 7.22 Resistencia a la tensión del protector de tubo térmico.

Algunos modelos de empalmadores tienen integrado el dispositivo calorífico necesario para el encogimiento del protector de tubo. También existen en el mercado estos dispositivos como unidad individual, en la figura (7.23) se tiene un modelo fabricado por Sumitomo donde se realiza automáticamente el encogimiento del tubo térmico. Además realiza automáticamente la prueba de tensión en el empalme a fin de reducir la probabilidad de ruptura en el futuro y lograr más alta confiabilidad. A continuación se dan en la tabla (7.3) algunos valores que el fabricante suministra después que se ha colocado el refuerzo de tubo termocontractil.

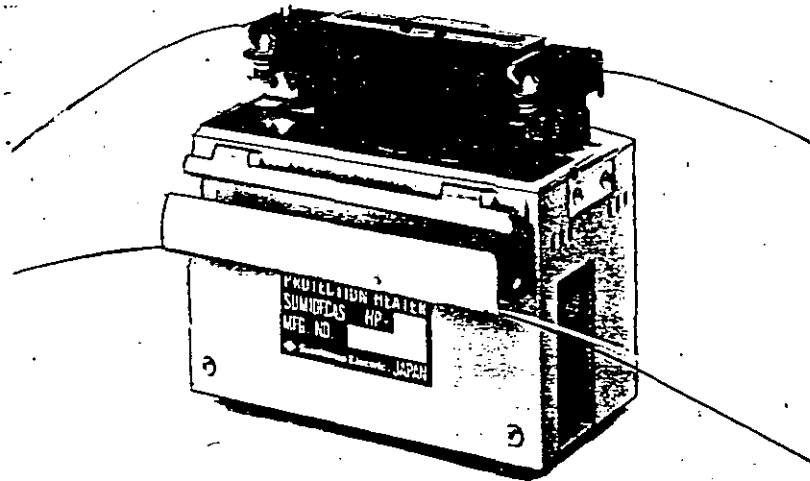


Fig. 7.23 Fuente térmica automática para el refuerzo del empalme.

Tabla 7.3 Probabilidad de ruptura en el refuerzo de empalme.

Resistencia a la tensión después del refuerzo 2.2 kg. promedio

Fuerza de tensión en HPA-3	180g	200g	230g	260g
Probabilidad de ruptura en la prueba	0.6%	0.9%	2%	3%
Probabilidad de ruptura durante 20 años	10^{-4}	10^{-5}	10^{-6}	10^{-7}

7.4.2 Cierre o Caja de Empalmes.

Para unir tramos de cable óptico, se empalman las fibras por fusión y se coloca el protector o refuerzo del empalme. Posteriormente es necesario envolver o encerrar al conjunto de fibras en una estructura que de a la unión las propiedades funcionales del cable original. Esto se obtiene por medio de lo que se conoce como cierre o caja de empalmes

Existen una gran variedad de cierre de empalmes de acuerdo a diferentes aplicaciones, por ejemplo para uso en líneas de centrales o abonados, pudiendo ser de paso o derivación. También los tipos de instalación del cable (aéreo, bajo tierra y submarino) obligara a diseños y materiales que respondan a las características ambientales.

Así se tiene que por el factor agua o humedad, las condiciones a que se somete el cierre de empalme son diferentes para instalación aérea que para bajo tierra. Para el cable -

aéreo, el agua se puede infiltrar al cierre de empalme cuando existe lluvia o neblina, sin embargo, el efecto no es muy marcado. Por el contrario el cable bajo tierra puede encontrarse dentro de agua por periodos largos. Esto se presenta en los pozos de trabajo donde suele instalarse el cierre de empalmes que puede ser muy afectado por el agua. Para evitar tal inconveniente el cable se rellena con un gel que impide la penetración de agua y el cierre de empalme debe ser hermético, y se suele colocar dentro de pequeñas bolsas de sal para absorber la humedad, así como algún tipo de papel que indica aumento de humedad al cambiar de color.

Algun tipo de cable óptico en lugares del relleno de gel, usa gas presurizado, por lo que el cierre de empalme se rá adaptado a ello. Es importante que el cierre de empalme facilite operaciones futuras de reabrir, reempalmar, derivar etc. En las figuras 7.24 y 7.25 se muestran modelos usuales de cierre y caja de empalmes.

7.5 EMPALME MECANICO.

Para empalmar fibras por medios mecánicos existe una variedad considerable de métodos. Las operaciones que se realizan por lo general son: corte de los extremos por empalmar, alineamiento preciso del eje de las fibras y retención perdurable de la unión. En la tabla 7.4 se presentan los métodos típicos.

Con objeto de alinear las fibras la ranura en V parece ser la técnica mas simple y usual. La retención permanente, se logra con materiales adhesivos que tengan el mismo índice

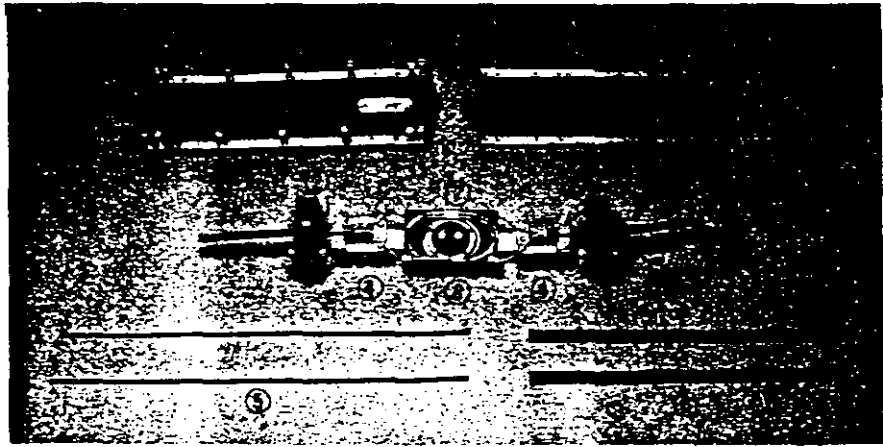
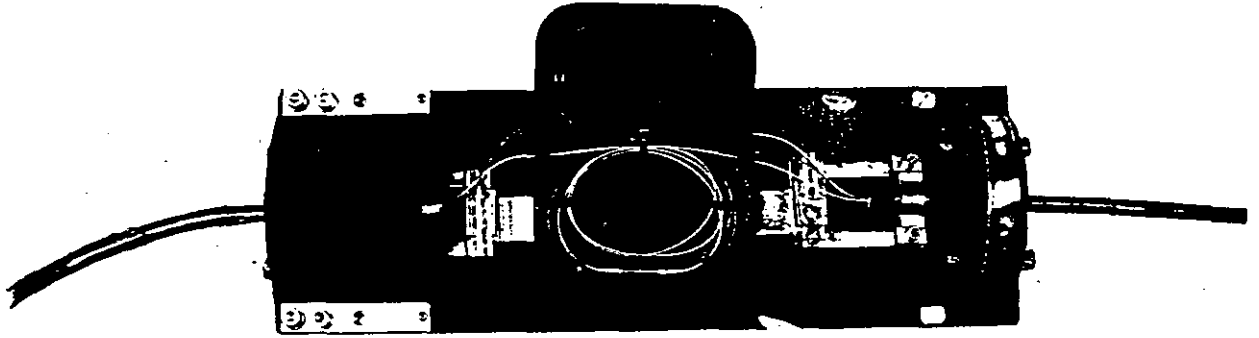


Fig. 7.24 Cierre de empalme.

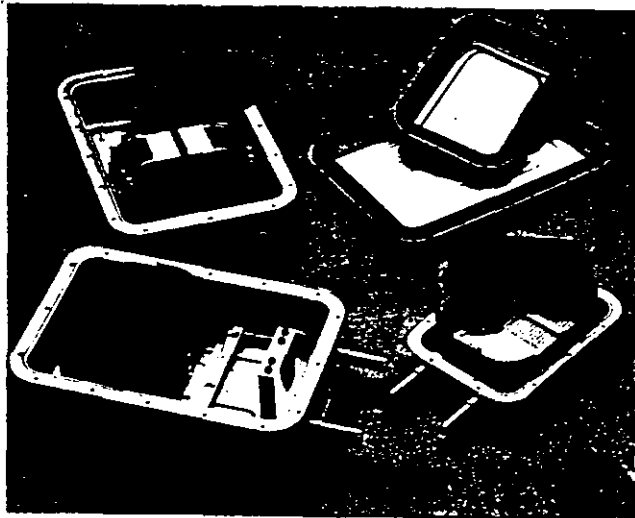


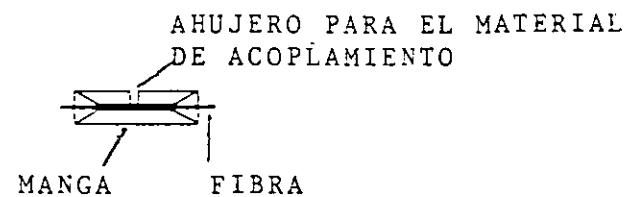
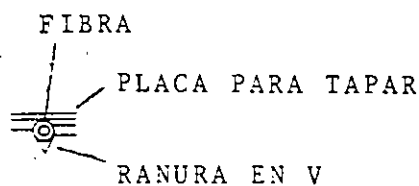
Fig. 7.25 Caja de empalme.

de refracción que la fibra, tales como cemento y epoxies. Es to es necesario porque el material adhesivo se infiltra entre los extremos de la fibra. La degradación con el tiempo de los materiales adhesivos afecta las características de transmisión, lo cual constituye una limitante del empalme mecánico.

En la tabla 7.4 se dan algunas propiedades comparativamente entre dos tipos de empalmes mecánicos y el de fusión. En la figura 7.25 se muestra el costo por empalme que se obtiene comparando el empalme mecánico y por fusión.

Tabla 7.4 Propiedades de métodos de empalme.

Método	Pérdida en empalme	Dimensiones del refuerzo	Tiempo de empalme	Propiedades
Ranura en V	0.1 dB	4X6X30 mm	Grande	<ul style="list-style-type: none"> • Requiere habilidad • Variaciones potenciales de tiempo
Manga	0.3 dB	4X5X60 mm	Grande	<ul style="list-style-type: none"> • Difícil de operar • Variaciones potenciales de tiempo
Fusión	0.1 dB	3X3X60 mm	Corto	<ul style="list-style-type: none"> • Se requiere equipo sofisticado



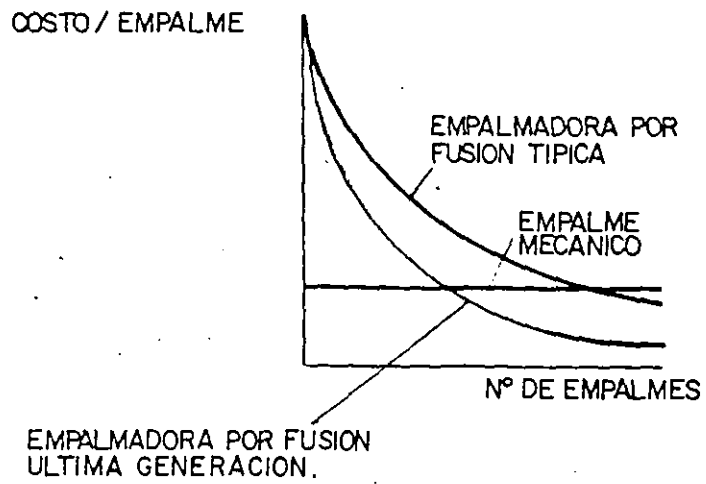


Fig. 7.26 Costo por empalme para método mecánico por fusión.

8.7.1 ETAPAS DE MEDICION

Los diversos métodos de medición que se aplican a la fibra óptica parten desde el control del método de fabrica--ción de la misma fibra, en los cuales se miden diversos pa--rámetros como son concentricidad núcleo/revestimiento, ate--nuación, ancho de banda, dispersión y varios más.

Otra de las etapas de medición lo constituyen las medi--ciones durante la fabricación del cable, en los cuales se miden algunos de los parámetros que se obtuvieron en la fa--bricación de la fibra, esto es con la finalidad de compro--bar que al fabricar el cable, estos parámetros no fueron al--terados de forma que salgan de las normas.

Ahora bien las mediciones mencionadas anteriormente, forman parte en consecuencia de las etapas de fabricación de la fibra y el cable. En el presente trabajo estamos enfocando nuestra atención a las etapas de instalación y analizaremos pues las mediciones realizadas en estas etapas.

a) Bobina a Pie de Obra.- Las pruebas a realizar en esta fase tienen por objetivo comprobar que se han recibido los materiales solicitados y que no han sufrido degradación durante el transporte. Para ello se realiza, a cada una de las fibras, las pruebas siguientes:

- . Detección de defectos.
- . Comprobaciones previas.

Estas pruebas consisten en una inspección física del cable y la verificación de la atenuación de las fibras mediante el reflectómetro (este método se detallará más adelante) Son realizadas en el almacén situado a pie de obra, por el personal responsable de la instalación.

Se ha de comprobar el buen estado de las bobinas y no se comienza la instalación si estas tuvieran algún defecto. Además se efectúa un registro de la señal retrodispersada en cada fibra, lo que da el estado de la misma sirviendo de referencia para la fase siguiente.

Los resultados de esta medición se deben comparar con los datos de la hoja técnica que el fabricante debe entregar al momento de suministrar el cable.

- b) Bobina Tendida.- En esta fase se comprueba que durante el tendido, el cable no ha sido sometido a fuertes tensiones que sean causa de la rotura de las fibras u otros defectos y que no existen curvaturas pronunciadas en las mismas que produzcan atenuación.

Las pruebas a realizar son:

- . Detección de defectos.
- . Atenuación por retrodispersión.

Nuevamente se hace una inspección física del cable y se somete a comprobación mediante el reflectómetro. En la mayoría de las ocasiones esto no se lleva a la práctica por cuestión de tiempo, sin embargo consideramos que este es un punto importante que nos puede evitar trabajo extra, pues al efectuar esta etapa de medición podemos detectar a tiempo fallas en la instalación, que de omitirse nos podrían llevar a trabajos de revisión o corrección de algún problema.

Deben realizarse a cada una de las fibras las mediciones. Los registros han de compararse con los efectuados antes de tender la bobina, para detectar los posibles defectos de construcción o las mejoras alcanzadas al perder el -

cable la situación de enrollamiento de la bobina, esto es detectable sobre todo en cables con fibras multimodo, ya que a este tipo de fibra la curvatura significa mayor atenuación.

- c) Empalmes.- Debido a la influencia de los parámetros intrínsecos de las fibras, en el valor de atenuación del empalme, es preciso medir este parámetro durante su realización para comprobar que no se superan los límites establecidos.

La prueba a realizar es:

- . Atenuación por retrodispersión.

Esta medida se realiza antes de colocar el tubo termocontractil sobre el empalme, procediendo a repetirlo cuando la atenuación de este supera 0.2 dB. También se ha de repetir esta medida una vez colocados los empalmes y pigtails (conectores finales) en la caja de empalme terminal.

Para obtener los valores de atenuación de los empalmes al momento de la ejecución, se debe establecer un circuito de comunicación entre el empalmador y un técnico que obtiene las mediciones en el extremo del cable o del enlace mediante un OTDR (Reflectómetro Óptico por Dominio en el Tiempo). Dicho circuito de comunicación puede ser improvisado utilizando el núcleo y la armadura de acero del cable o bien a través de radiocomunicación o algún otro medio.

- d) Medidas Finales. Una vez que se han efectuado la totalidad de los empalmes, es preciso realizar las medidas finales entre extremos del cable.

Estas son:

- . Detección de defectos.
- . Atenuación por retrodispersión.
- . Atenuación por pérdidas de inserción.

Estas medidas se efectuarán a cada una de las fibras, en la longitud de onda a que se va a trabajar el sistema.

8.7.2 DESCRIPCION DE LAS MEDICIONES

En este apartado se describen brevemente las distintas mediciones que hemos mencionado, para fibra monomodo así como la organización del personal y los medios necesarios para efectuarlas.

COMPROBACIONES PREVIAS

Antes de comenzar las mediciones en la bobina a pie de obra se deberá hacer una inspección física de la misma, dicha inspección física consiste en hacer una revisión visual para comprobar su estado externo, verificando los datos de la hoja técnica del fabricante, se observará:

- . Número y tipo de fibras.
- . Tipo de cubierta.
- . Longitud de la bobina (cotejándolo con el marcaje en el cable).
- . Características mecánicas del cable (peso y tensión máxima de tiro).
- . Características de transmisión (atenuación).

DETECCION DE DEFECTOS DE LA FIBRA OPTICA.

Para realizar esta medición en el almacén de cable o en campo, es necesaria una camioneta acondicionada especialmente para esto, la cual dispondrá en su interior de mesa con anclaje para el aparato y bandeja para elementos auxiliares, la figura 8.18 muestra el interior de la camioneta. Para alimentar el equipo es necesario un generador de 110V; además se precisa de las herramientas para la apertura de los pozos, protecciones y señalización.

También se realiza esta prueba en la sala de transmisión de la central telefónica donde termina el cable. En este caso es preciso disponer de una mesa a la cual se trasladará el equipo desde la camioneta. La alimentación se tomará de la red.

Para realizar esta medida son necesarios dos técnicos y un empalmador, el cual efectuará la preparación del extremo del cable y de las fibras.

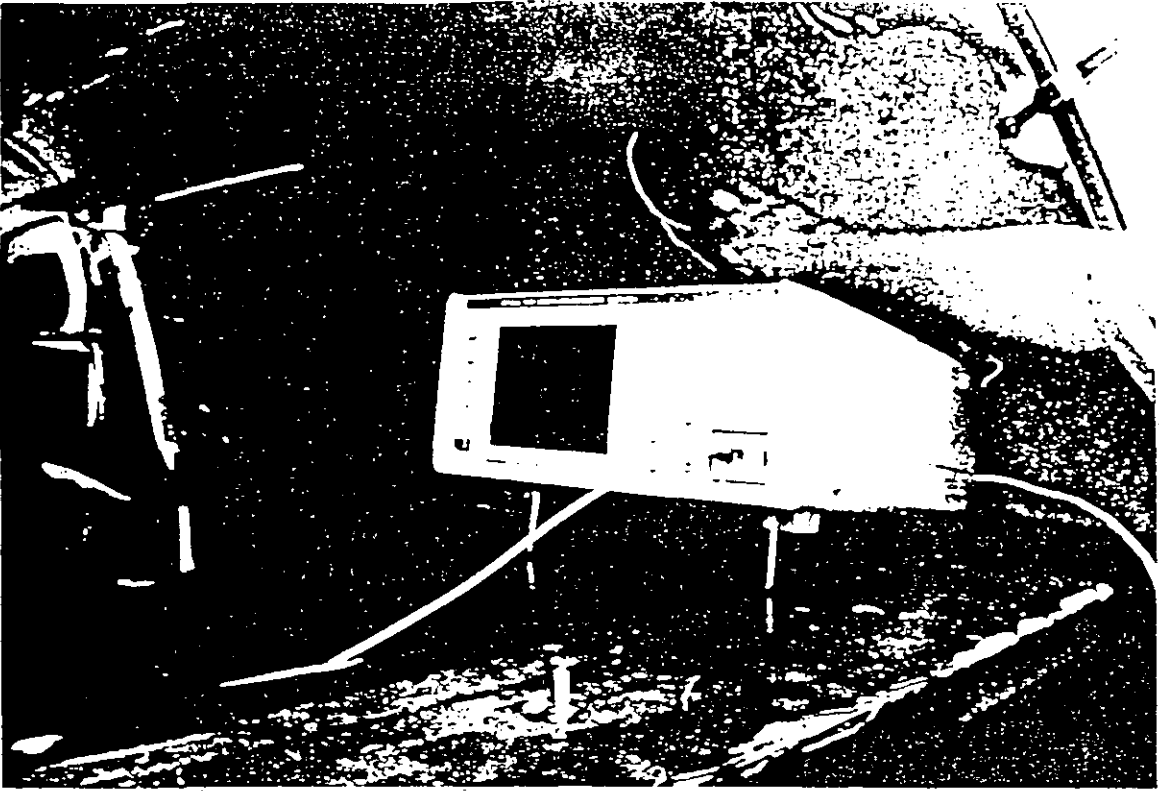


FIG. 8.18 INTERIOR DE LA CAMIONETA DURANTE LA PRUEBA DEL CABLE

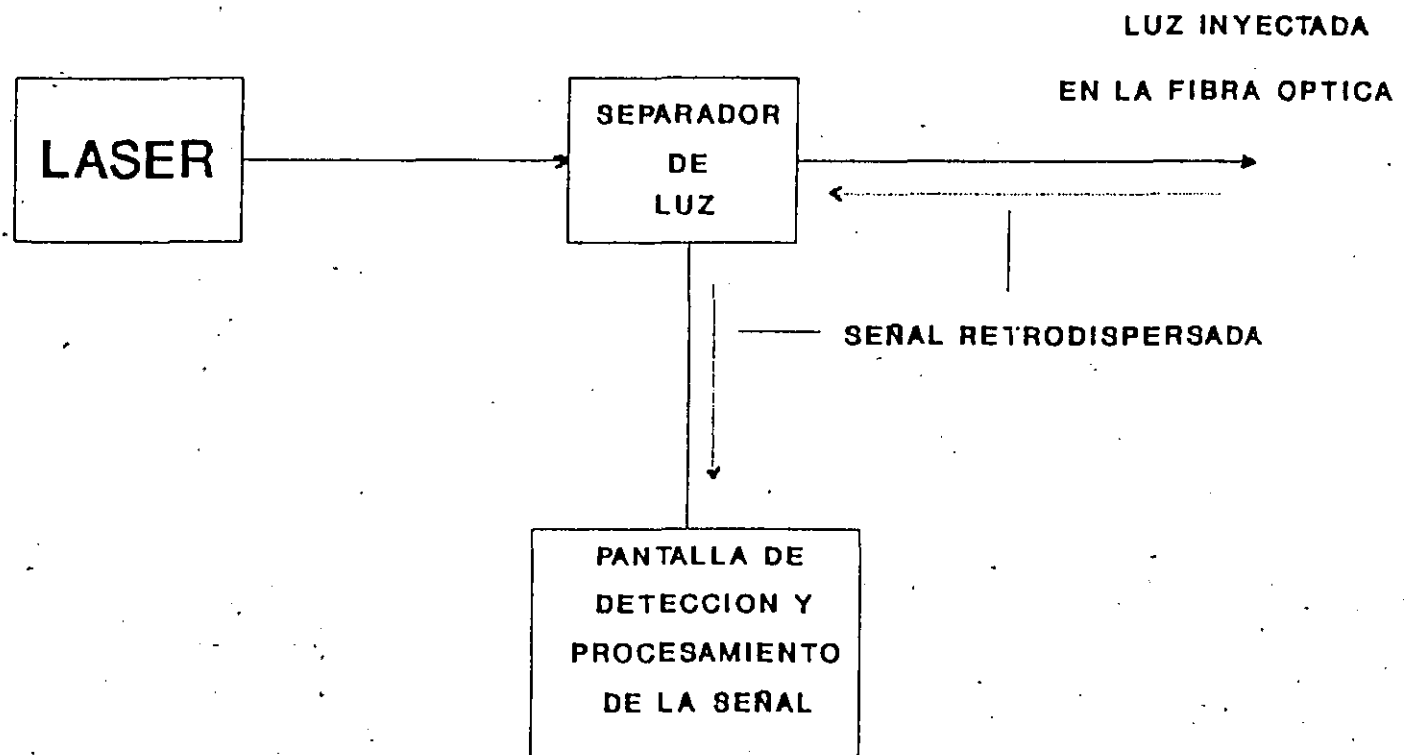


FIG. 8.20 PRINCIPIO BASICO DEL REFLECTOMETRO.

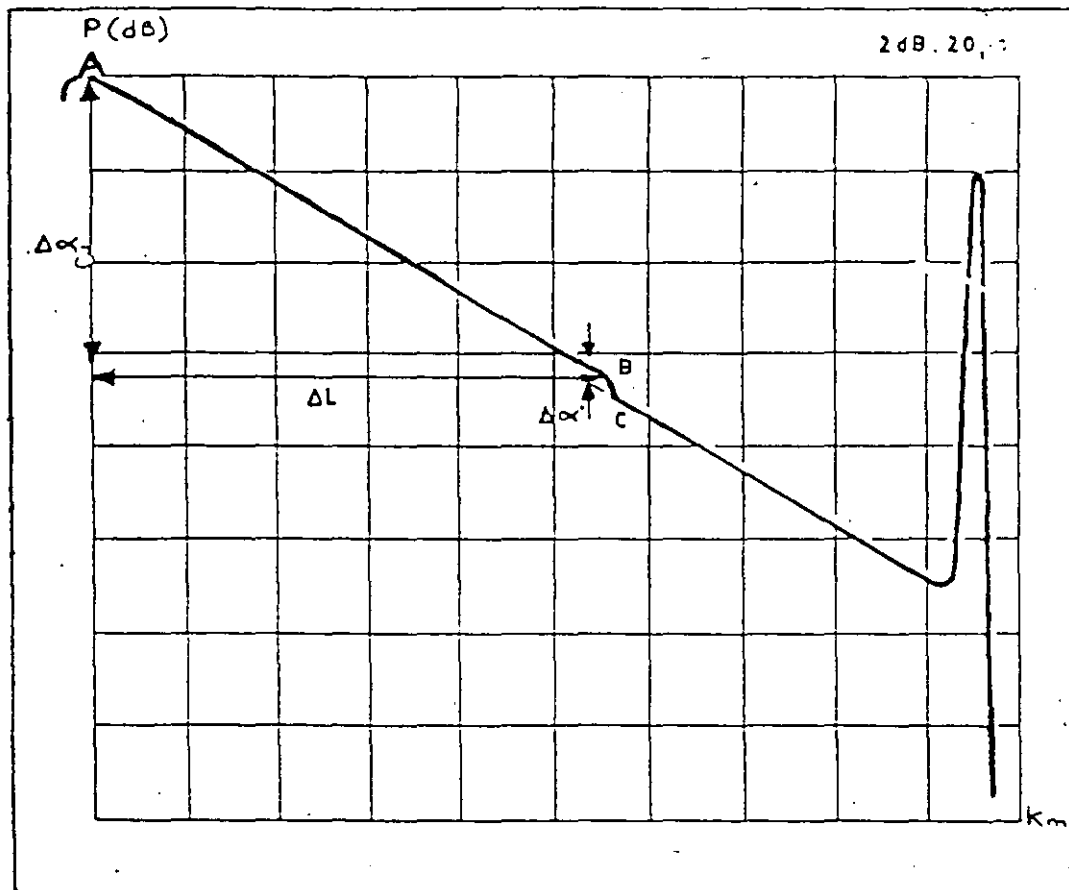


FIG. 8.19

GRAFICA A MANERA DESCRIPTIVA DEL OTDR
(PERDIDA ENTRE DOS PUNTOS)

El aparato empleado para esta medición utiliza la técnica de retrodispersión que proporciona en pantalla (figura 8.19) la gráfica de la fibra en la que se observa la continuidad óptica y las atenuaciones (defectos y empalmes) permitiendo la medida de estas y su localización, así como medir la atenuación de la fibra y su longitud.

8.7.3 ATENUACION POR RETRODISPERSION.

El principio básico del reflectómetro se muestra en la siguiente figura 8.20. Un pulso de luz se inyecta a la fibra bajo prueba mediante un acoplador "Y". El acoplador se utiliza para inyectar el pulso en la fibra, recibir la energía retrodispersada, separarla y dirigirla a un detector fotosensible en el otro extremo del acoplador. La señal retrodispersada se detecta, procesa y se presenta en una pantalla.

El principio teórico del método se fundamenta en el mecanismo de dispersión de Rayleigh. Este mecanismo origina un esparcimiento de la energía luminosa en todas las direcciones, con una distribución proporcional a $(1 + \cos \theta)$, cuando la luz no es polarizada, y donde θ representa el ángulo entre la dirección de propagación y la de dispersión. De la energía que se esparce en cada punto de la fibra sólo una fracción S , se mantiene dentro del núcleo y regresa hacia el extremo de la fibra por el que se inyectó la luz.

En otras palabras, cuando introducimos por un extremo de una fibra óptica un impulso de luz, parte de la energía de ese impulso se ira dispersando en cada punto de la fibra y en consecuencia, a la cara por la que se introdujo el impulso llegará una señal óptica $P(t)$ de tipo exponencial, cuya constante de tiempo y duración es proporcional a la atenuación y a la longitud física de la fibra respectivamente.

En la práctica $P(t)$, no es perfectamente exponencial, ya que se presentan fluctuaciones en la velocidad de grupo (c/n , donde c = velocidad de la luz en el vacío y n es el índice de refracción) y en el coeficiente de aceptación S . Todo ello hace algo irregular la forma exponencial de $P(t)$ y por lo tanto, dificulta y oscurece la información que proporciona la medida, según se aprecia en la figura 8.21. Este inconveniente puede subsanarse efectuando la medida desde ambos extremos de la fibra bajo prueba.

La respuesta en escala logaritmica obtenida por el aparato (según la figura 8.19), da la atenuación entre dos puntos de la fibra aplicando la expresión:

$$\alpha_{AB}(\text{dB}) = (1/2) (P_A - P_B) = \Delta\alpha/2$$

siendo $\Delta\alpha$ la lectura en pantalla para la atenuación.

La atenuación por unidad de longitud será:

$$\alpha(\text{dB/Km}) = (1/2) (P_A - P_B) = (1/2) (\Delta\alpha/\Delta L) (L_B - L_A)$$

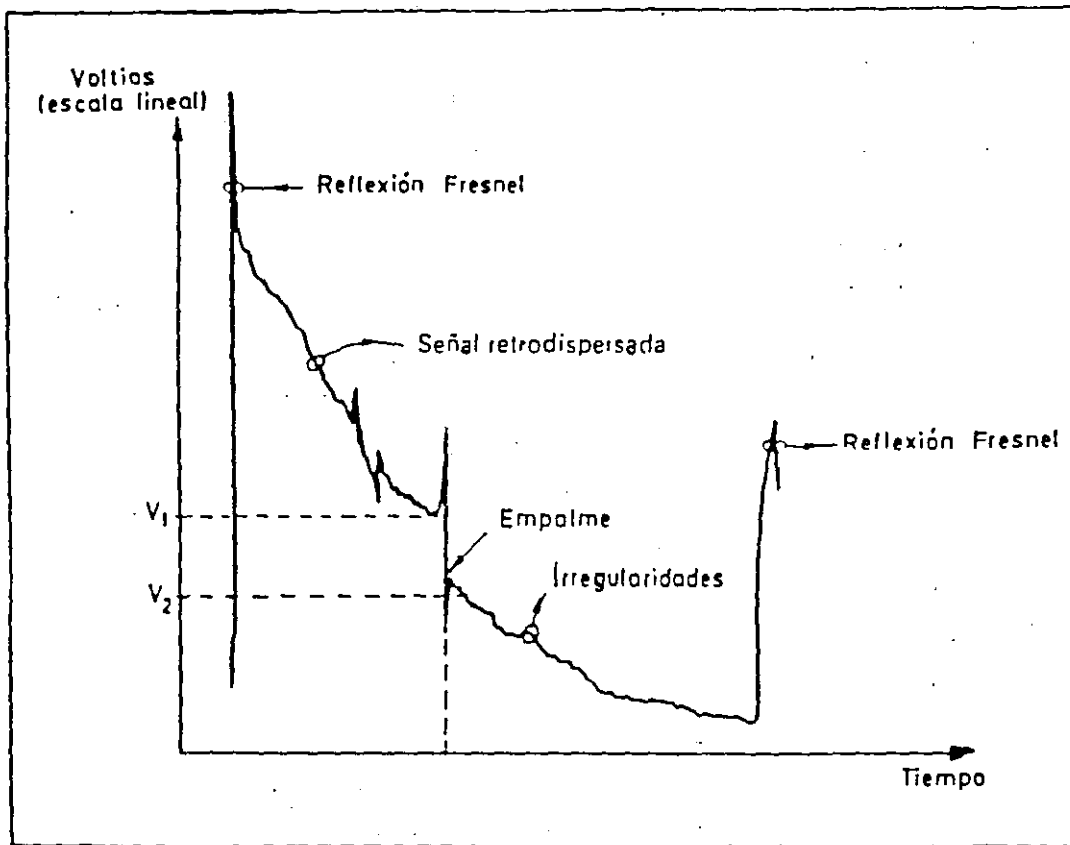


FIG. 8.21

REPRESENTACION GRAFICA DE UN EMPALME
DE FIBRA OPTICA EN EL OTDR

donde.

L_A = Longitud hasta el punto A.

L_B = Longitud hasta el punto B.

El mecanismo de dispersión de Rayleigh también posibilita caracterizar la atenuación de los empalmes. Esta atenuación se manifiesta en forma de un descenso brusco de la señal retrodispersada $P(t)$, según puede observarse en la figura (8.21). El valor numérico de la pérdida se evalúa según la expresión.

$$\alpha_{\text{Empalme}}(\text{dB}) = (1/2)10 \log_{10} (V_1/V_2) = 5 \log_{10} (V_1/V_2)$$

siendo V_1 y V_2 los niveles de la señal $P(t)$ en los puntos inmediatamente antes y después del empalme.

La recomendación G.651 del CCITT indica que para obtener un valor confiable de la atenuación del empalme se debe realizar la medición en ambos sentidos y obtener un promedio.

8.7.4 ATENUACION POR PERDIDAS DE INSERCIÓN

Como medida final ha de realizarse la medida de la atenuación neta del enlace de fibra óptica, para lo que se utiliza la técnica de pérdidas por inserción.

Para efectuar esta medida es preciso tener acceso a los dos extremos del cable y que entre ambos exista comunicación, por ser la última medición se contará ya con los pig-tails empalmados en ambos extremos del enlace y se tiene por lo tanto conectores, por lo que el montaje para esta prueba queda como se muestra en la figura 8.22.

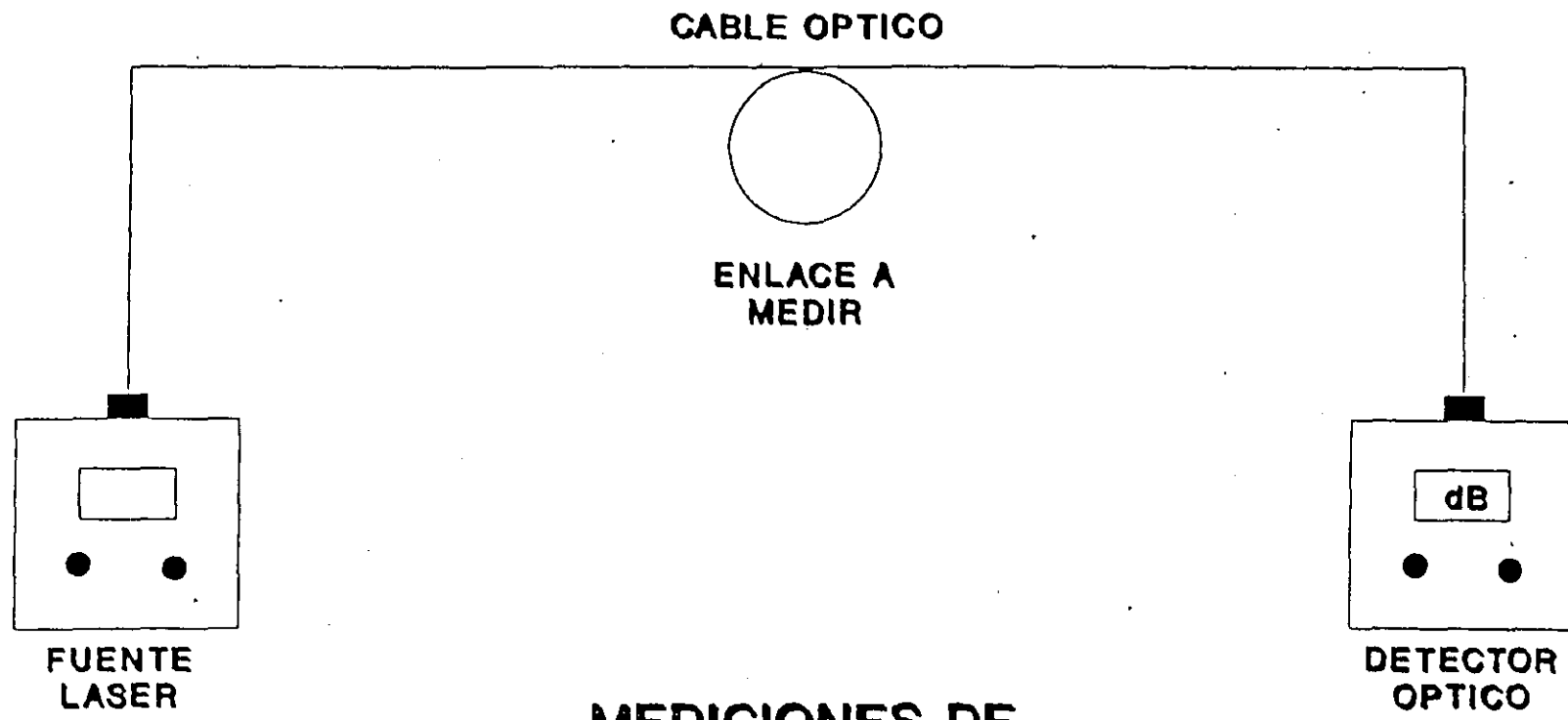
Inicialmente se tomará una señal como referencia evaluando la potencia en un tramo de fibra con características similares a las de la fibra del enlace, dicha señal es P_{ref} posteriormente colocamos la fuente de luz en uno de los extremos del enlace y en el otro extremo colocamos el detector y tomamos la siguiente lectura que será P_0 , finalmente la pérdida total del enlace está dada por:

$$\alpha = 10 \log (P_0/P_{ref}) \text{ dB}$$

8.7.5 LOCALIZACION DE FALLAS

Cuando los enlaces de fibra óptica han sido realizados, en muchas ocasiones ocurren accidentes a alguna fibra durante el tendido del cable, o bien puede ocurrir que por algún agente externo el cable sufra algún daño. Cuando esto sucede es necesario localizar el punto exacto donde ocurrió el daño.

El procedimiento para determinar la distancia donde se encuentra el daño en la fibra es el siguiente:



**MEDICIONES DE
POTENCIA OPTICA**

FIG. 8.22

- a) Una vez estando en la central telefónica donde termina el cable del enlace, procedemos a efectuar la medición de todas las fibras del enlace, conectado cada pigtail a nuestro OTDR. Al entrar en funcionamiento el equipo, un corto impulso luminoso es enviado a través de la fibra que se está investigando; este se verá reflejado o dispersado en todo tipo de irregularidades a lo largo de la fibra (impurezas, empalmes y otras). Ver figura 8.23. El intervalo de tiempo transcurrido desde que es enviado el pulso hasta la señal reflejada llega nuevamente al emisor, es medido y presentado en el OTDR, con lo cual es determinada la posición física del problema analizado.

Tomando en cuenta que se conoce la velocidad de la luz dentro de la fibra, es posible de esta forma obtener con bastante precisión la posición a la cual se ubica la falla o defecto estudiado.

- b) A causa del salto de índice de refracción al principio y al final de la fibra óptica, como consecuencia del paso de la luz del aire hacia el vidrio y del vidrio hacia el aire respectivamente, se produce una gran reflexión del pulso luminoso que se proyecta y viaja en la fibra, esto produce que la señal mostrada en el CRT tenga dos grandes picos, uno al principio de la señal y otro al extremo final de la curva. La diferencia de tiempos Δt entre ambos picos, la velocidad de la luz en el vacío C_0 y el

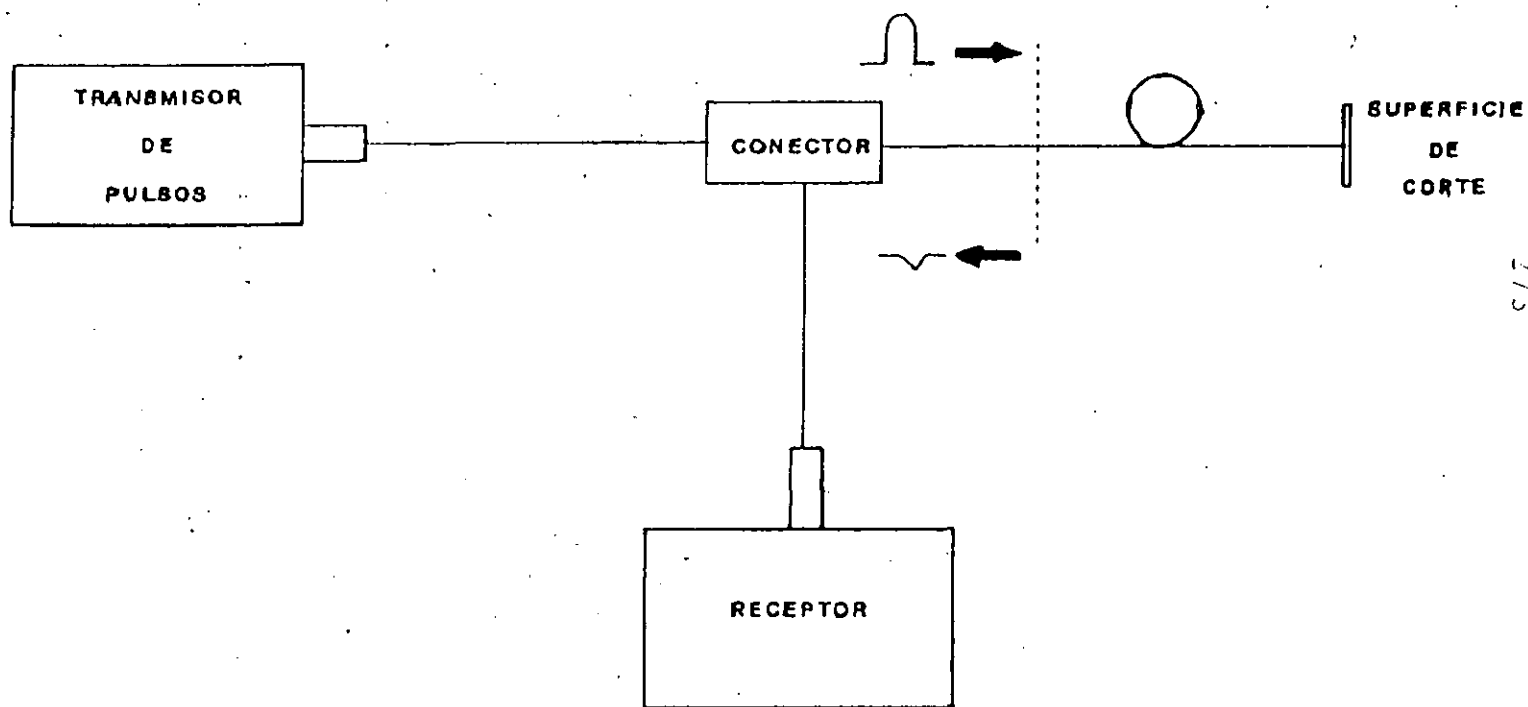


FIG. 8.23 LOCALIZACION DE FALLAS

índice de refracción de grupo $n_g = 1.46$ en el núcleo permiten calcular la longitud L de la fibra óptica.

$$L = \Delta t (C_0 / n_g)$$

8.7.6 ENFOQUE COMPARATIVO ENTRE LOS DIFERENTES METODOS DE MEDICION

El método de medición empleando la técnica de la reflectometría es uno de los más útiles, ya que nos proporciona una gráfica la cual nos permite apreciar las variaciones en la atenuación en función de la distancia, en consecuencia este método es muy útil para verificar las atenuaciones de los empalmes de línea y corregirlos cuando sea necesario. Permite a su vez efectuar revisiones en las fibras en etapas de mantenimiento, ya que en la gráfica podemos ubicar claramente el punto en el cual se ubican las fallas o los puntos con altas atenuaciones.

El método de pérdidas por inserción empleando el par fuente-detector es un método usado en las etapas finales y de puesta en funcionamiento del sistema. Esto es debido a que este método incluye las atenuaciones en los extremos del enlace, es decir las atenuaciones en los conectores, de esta forma este método proporciona la atenuación total del enlace, en una medición que es definitiva más confiable para efectos de atenuación total del enlace.

Cuantitativamente la diferencia entre ambos métodos es de aproximadamente 2 dB más para el par fuente-detector, lo cual se atribuye a las pérdidas introducidas por los dos acopladores que se tienen en el enlace.

De lo anterior podemos concluir que las mediciones más exactas se realizan con los medidores de potencia. La exactitud debe ser de +/- 5% ó mejor.



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

CURSOS ABIERTOS

CURSO INTERNACIONAL DE COMUNICACIONES

MODULO II TELECOMUNICACIONES VIA FIBRAS OPTICAS
INSTALACIONES

EXPOSITOR: ING. RAUL UCALDE MONCISVAIS

MAYO
1992

**UNAM DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
CURSO INTRERNACIONAL DE COMUNICACIONES
MODULO II TELECOMUNICACIONES VIA FIBRAS OPTICAS
TEMA INSTALACIONES AUTOR ING. RAUL UGALDE MONCISVAIS**

1. INTRODUCCION

La fibra no se ha instalado unicamente por sus ventajas técnicas, sino también porque se ha demostrado que resulta económicamente viable. Las Administraciones telefónicas son generalmente conservadoras; si la fibra no hubiera demostrado sus ventajas frente a otras tecnologías, no habría sido instalada, cualesquiera que hubieran sido sus beneficios técnicos.

Los procedimientos para instalación como jalado, manejo y terminación de los cables opticos son diferentes a los utilizados para instalar cables de cobre. Las técnicas de instalación han evolucionado con los cables opticos y en adición, excepto para fibra hasta el escritorio, los costos de instalación de fibra son a menudo menores que para otros tipos de cable.

Las ventajas de instalar cables opticos son: Su tamaño reducido, ser pequeños, ligeros y más flexibles que otros tipos de cable. La principal desventaja es el cuidado extra de manejo del cable para evitar dobleces excesivos y aplastamiento. Las tensiones de jalado son menores a las utilizadas para otros cables metalicos.

Finalmente la terminación mientras más rapida de los cables es aun más lenta que para un par de cobre. La gente que maneje fibra óptica cada vez tendrá más experiencia y su trabajo sera más facil cada vez.

2. PLANIFICACION DE UNA INSTALACION DE CABLES DE FIBRAS OPTICAS

En general el cable de fibra optica para telecomunicaciones debe poderse instalar con los metodos tradicionales de tendido, pero se debe prestar atención especial a sus limites de esfuerzo muy bajos, sus características criticas de curvatura, los largos tramos de instalación posibles y el efecto de las condiciones ambientales.

2.1 PLANIFICACION DE LA INSTALACION

La planificación puede basarse en muchos de los procedimientos utilizados para cables metalicos, pero se debe prestar especial atención a los siguientes aspectos:

- el efecto de las uniones y conectores sobre la longitud del tramo,
- la baja tolerancia del cable, en terminos de transmisión, a uniones icionales,

-los tramos de cable más largo que puedan instalarse, la diferente construcción de los cables de fibra óptica y sus parámetros físicos más críticos, tales como los límites de esfuerzo sumamente bajos, las características de curvatura y la gama de temperatura ambiente,

-construcción y condiciones de ruta, y acceso a la misma, en tanto lo que se refiere a la instalación como al servicio y valor de la información local,

-el uso de métodos predictivos para proporcionar información sobre las tensiones de cableado máximas.

-la importancia de la información y capacitación como parte de la planificación de las instalaciones de cables ópticos.

2.2 CONOCIMIENTO DE LA RUTA

Para el reconocimiento de la ruta se deben tomar en cuenta la geometría de las instalaciones existentes y la condición en que se encuentren y en especial en largas distancias, las disposiciones de acceso. Las canalizaciones deben estar en buen estado y por su tamaño reducido se pueden considerar sistemas de subcanalización para mejor aprovechamiento de las mismas. En los sistemas aéreos es importante reducir al mínimo el movimiento del cable en servicio y los esfuerzos y aumentar la estabilidad de la ruta de los postes. Cuando se necesite establecer nuevas estructuras, subterráneas o aéreas, se deben considerar los requisitos especiales de los cables ópticos en términos de diámetro menor, longitudes largas, límites críticos de curvatura, configuraciones de empalme grandes y límites de esfuerzo y movimiento.

2.3 LONGITUD TOTAL DEL ENLACE

Esta longitud depende de la pérdida máxima del trayecto dentro de la cual se debe considerar pérdidas por cableado y empalmes, además una ruta que contiene una gran cantidad de instalaciones aéreas puede ser más corta debido a los márgenes por pérdidas causadas por temperaturas extremas.

2.4 LONGITUD TOTAL DEL CABLE

Esta es la longitud de la canalización tomada de planos y confirmada por recorrido físico por el personal de diseño, a esta se debe añadir longitud adicional para cada empalme (Permitir una vuelta completa de cable de repuesto alrededor del registro de acceso personal del empalme y fibra adicional en el cierre de empalme), también debe incluir el cable de acometida al edificio (central) desde la primera unión (última) exterior hasta el repartidor o distribuidor de FO ubicado cerca del equipo terminal.

La longitud adicional puede ser de 4 m (para caja de reserva) a 12 m.

2.5 LONGITUD DEL CARRETE

Esta será determinada por la longitud continua que puede producir el fabricante de cables y por el tamaño y peso del carrete que permita su fácil manejo sobre el terreno.

La separación máxima de las uniones depende de las características físicas de la ruta y de la longitud máxima de cable disponible (en carrete), los cables arados, directamente enterrados o en canalización en ductos requieren empalmes a distancias determinadas según criterios ya comentados, las longitudes de cable que pueden introducirse por tracción en ductos será menor debida a la resistencia limitada a la tracción y las posiciones especificadas para los registros de acceso personal.

Ejemplo de calculo de longitud de carrete:

La determinación de longitudes de carrete para canalización en ductos cuando se han fijado las posiciones de empalme es,

distancia entre uniones - de planos o medida	x(m)
margen de longitud	2% de x(m)
margen de empalmes+medicion, 10 m/extremo	20(m)

Longitud de carrete para longitud de canalizacion de x metros queda $(1+0,02)x + 20$

2.6 NUMERO Y UBICACION DE LOS EMPALMES

Normalmente los empalmes se realizan a distancias de 1 a 3 km sin embargo depende si es canalización, directamente enterrado por las condiciones del terreno y en caso de instalación submarina se revisará más adelante.

Los empalmes se encuentran en los registros de acceso personal de los sistemas de canalizaciones, en registros de acceso manual, es decir pequeñas cajas enterradas, en instalaciones enterradas directamente o fijadas al cable sustentador de una línea aérea. En las instalaciones de distribución, los empalmes pueden situarse en cajas de unión, sobre la superficie, en lugares donde se proyecta reestructurar la red.

2.7 DERECHO DE VIA

La elección de una zona para el ejercicio del paso del cable óptico depende de varios factores, entre ellos el más importante la reglamentación nacional y por ejemplo a quienes se va a afectar:

Camino publicos afectados,
Propiedades privadas afectadas,
Instalaciones de otras entidades (por ejemplo CFE, PEMEX, etc.)
Posible utilización de canalizaciones ya existentes, etc.

2.8 MATERIALES Y DIAMETROS DE LAS CANALIZACIONES Y TUBERIAS

Los materiales utilizados normalmente son PVC y PE, los diámetros se 40 a 100 mm.

2.9 SECCIONES DE CABLE (O TUBERIAS DE RESERVA) ARADAS O DIRECTAMENTE ENTERRADAS

Los cables ópticos se entierran directamente en trincheras o surcos arados, las trincheras tienen menos exigencias y permiten instalar el cable con mas suavidad pero son mas costosas que el arado

2.10 SECCIONES DE CABLE AEREO

Se deben tomar en cuenta las siguientes características de la primera de esas soluciones:

VENTAJAS:

- aspectos económicos;
- uso de líneas de postes existentes;
- independencia de las condiciones del suelo;
- rapidez de instalación
- posibilidades de cableado en tramos largos;
- facilidad de mantenimiento cuando los cables se tienden a lo largo de caminos

DESVENTAJAS:

- una vida útil más corta debida a factores ambientales;
- peligro de esfuerzo excesivo del cable en condiciones especiales como viento, carga de hielo claros muy largos, etc.
- susceptibilidad a cierto tipo de averias (vandalismo, tormentas
- consideraciones estéticas

2.11 INFORMACION Y CAPACITACION

Los técnicos que instalen cables ópticos deben tener clara conciencia de las diferencias entre cables metalicos y ópticos.

3. TECNICAS DE INSTALACION

3.1 INSTALACION EN CANALIZACIONES

El diámetro reducido y la relativa resistencia baja de los cables ópticos requieren cierta planificación y precauciones durante la instalación, entre los factores que limitan la longitud que puede introducirse en un conducto se cuentan:

- el número y grado de las curvaturas;

- los cambios de configuración y desniveles entre los registros
- la desalineación de canalizaciones, secciones dañadas y reparadas y condición general de las mismas

Como técnicas utilizadas para reducir al mínimo estos factores y permitir máxima distancia entre uniones se cuentan:

- introducir el cable desde un punto intermedio en ambos sentidos luego de la colocación inicial o bien poner el cable en forma de ocho antes de la segunda tracción;
- jalar en un sentido con salida en los registros de acceso personal intermedios, donde la canalización cambia bruscamente de dirección o a cada lado de una sección difícil conocida;
- jalar en las pendientes hacia abajo no hacia arriba;
- utilizar lubricación adecuada;
- limpiar cada canalización y verificar que este despejada;
- utilizar puntos de tracción intermedios;
- utilizar un dispositivo adecuado de guía de cables.

Por medio de la elección adecuada de superficies de apoyo y guías, se debe garantizar que el radio de curvatura del cable en tensión no se reduzca más allá de lo especificado.

3.2 CABLE DIRECTAMENTE ENTERRADO

Los cables ópticos se pueden enterrar directamente excavando trincheras, normalmente el cable se maneja desde un portacarretes motorizado. La alineación de la trinchera debe mantenerse lo más recta posible para facilitar el tendido del cable. Una vez colocado el cable óptico en la trinchera de debera rellenar con finos y ser compactado, el cable se deberá recubrir hasta una profundidad de 0,6 m a 1,0 m, según los reglamentos pertinentes.

Los cables o tuberías pueden tenderse en la trinchera a mano o por medio de carretes o directamente desde un vehículo móvil. Cuando se tienden tuberías de reserva, se debe tener cuidado de enderezar cualquier curvatura de la tubería causada por su enrollamiento en un carrete estirándola durante el proceso de tendido, a fin de evitar curvas adicionales.

Los cables y las tuberías de reserva deberán marcarse con una cinta especial por ejemplo de Polietileno, colocada a 30 cm arriba del cable y con una advertencia que indique la presencia de un cable de telecomunicaciones.

Los cables para ser instalados en enlaces transoceanicos en el fondo del mar deben ser capaces de asegurar estabilidad e integridad de las fibras para una vida de sistema minima de 25 años.

La instalación de cables submarinos se realiza con barcos especializados para llevar e instalar miles de kilometros con empalmes en el mismo cable y repetidores que se hacen en el mismo barco, hoy en día existen complejos sistemas robotizados con control a distancia para revisar y acomodar el lecho marino en el cual sera depositado el cable.

El cable debe cumplir entonces los siguientes requisitos:

- proporcionar una ambiente libre de humedad, hidrogeno y presión a las fibras;
- asegurar minimos esfuerzos en las fibras durante la instalación y ser muy reforzado en profundidades bajas susceptibles de problemas por anclas;
- permitir tramos de fabricación continuos largos, 80 a 150 km;
- proporcionar la posibilidad de conducir corriente a los repetidores

3.6 RECORRIDOS VERTICALES

En la mayoría de los casos los cables de fibras pueden introducirse verticalmente en edificios, utilizando las mismas tecnicas de instalacion y el mismo tipo de sujeciones empleadas para cables de cobre.

Cuando se necesita tender el cable verticalmente en un edificio, un estribo de puente u otra construcción similar, y segun la estructura del cable, se deben insertar bloques de anclaje de epoxy para sujetar las fibras y la estructura del cable como una unidad. Por ejemplo, esos bloques se aplican en ciertos tipos de cable con los siguientes intervalos:

- cable de terminación interno-----cada 3 metros
- cable relleno-----cada 30 metros o menos

El primer bloque de anclaje se coloca en el extremo superior de la seccion vertical. Se deben tomar medidas para sostener cada bloque de anclaje mecanicamente en esa seccion.

4. PROCEDIMIENTOS DE UNION O EMPALME

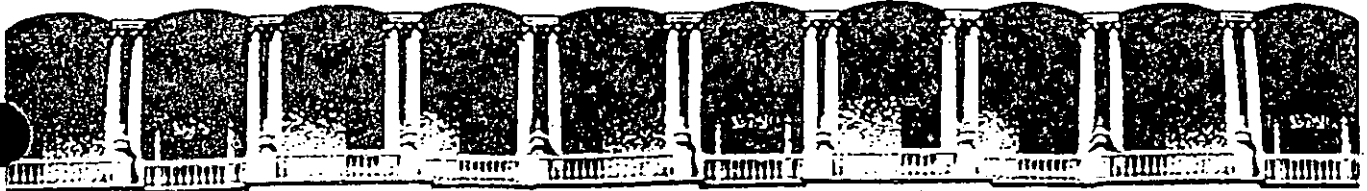
Las pérdidas en uniones (o empalmes) y conectores son un parámetro de gran interés de los sistemas de transmisión óptica, ya que la pérdida total en las uniones puede contrinuir en forma considerable al balance de pérdidas del sistema. Esto es importante, y a que la mayoría de los sistemas actuales están limitados por las pérdidas. La pérdida en una conexión equivale a la adición de una longitud determinada. En términos de atenuación, la longitud posible de un enlace sin repetidores puede reducirse en kilómetros si esta pérdida no se mantiene al mínimo. Ya que una de las ventajas de enlaces ópticos reside en que las estaciones repetidoras están muy espaciadas, resulta evidente la necesidad de conexiones con bajas pérdidas. Su obtención práctica es difícil, puesto que los procedimientos de empalme deben realizarse sobre el terreno. Las uniones no han de incluir partes delicadas que sesan difíciles de manejar o requieran procedimientos de ensamble completos. Para que las conexiones puedan realizarse con un mínimo de capacitación es indispensable contar con material confiable y procedimientos de ensamblaje sencillos. Es neceseario aplicar técnicas económicas y adecuadas a los trabajos sobre el terreno, para efectuar uniones de fibra con baja pérdida y alta confiabilidad. También es necesario contar con una forma de medir las pérdidas de las uniones.

Para proporcionar enlaces de fibras ópticas es necesario empalmar tramos adyacentes de cable. La principal condición que deben cumplir los empalmes es transferir la potencia máxima posible entre las fibras conectadas.

Se considera que existe un capítulo dedicado exclusivamente a empalmes de fibra óptica en este curso por lo que no se profundizará más en este tema.

5. BIBLIOGRAFIA

1. Instructivos técnicos para la Construcción de la Red Troncal Vía Fibra Optica
Gerencia de Normas y Especificaciones TELMEX
2. Reporte Asistencia AMERICAS TELECOM 92
CIDECON CONDUMEX Raúl Ugalde
3. Pirelli Submarine Optical Links
Società Cavi Pirelli
4. Guía para Planificación de Sistemas de Fibras Opticas
UNION INTERNACIONAL DE TELECOMUNICACIONES 1990



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

CURSOS ABIERTOS

**"I CURSO INTERNACIONAL EN COMUNICACIONES"
MODULO II**

TELECOMUNICACIONES VIA FIBRA OPTICA

Del 25 de mayo al 1º de junio de 1992

ANEXO REDES DE FIBRA OPTICA

ING. ANGÉLICA MORENO ARGUELLO

MAYO - 1992

MEDIOS
MÚLTIPLES

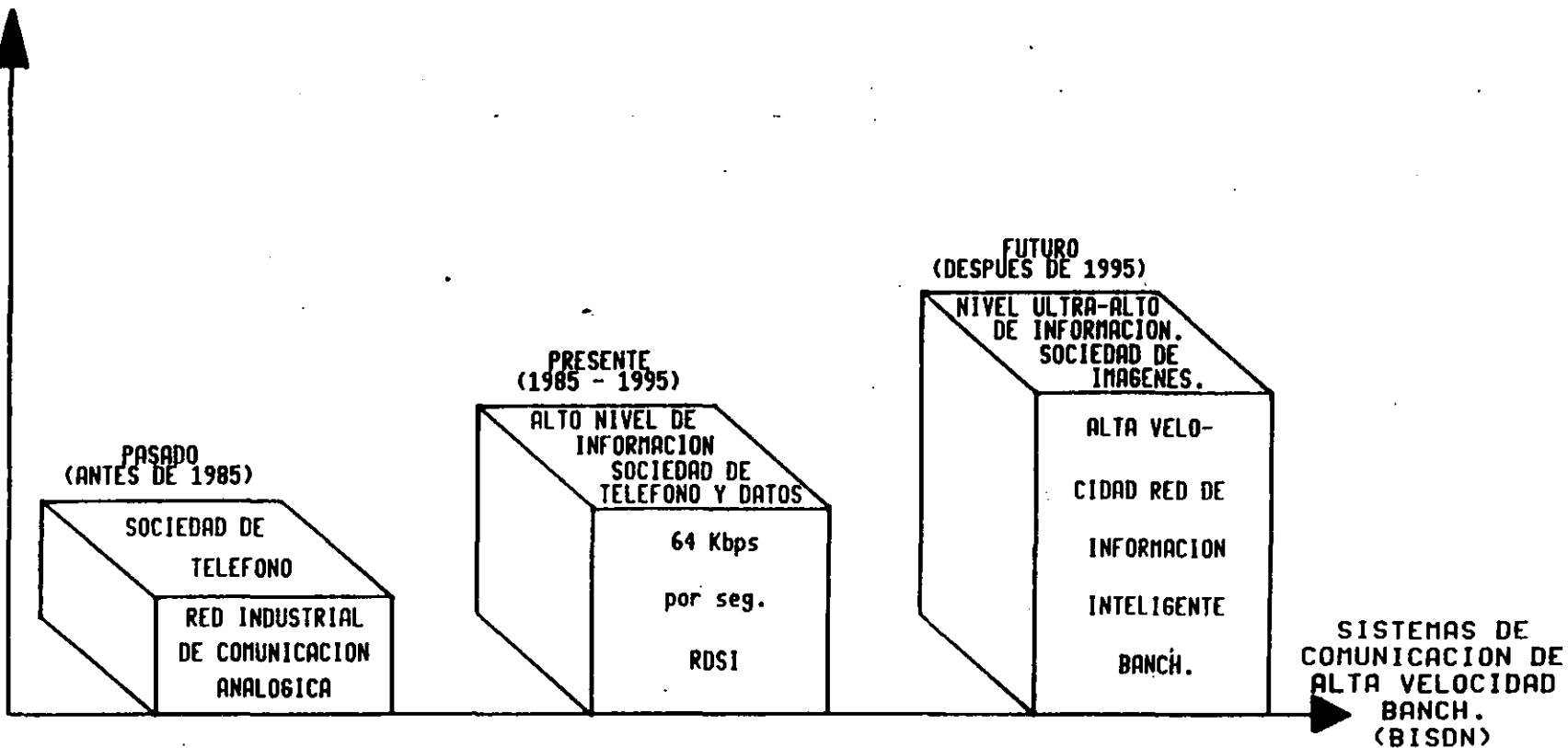
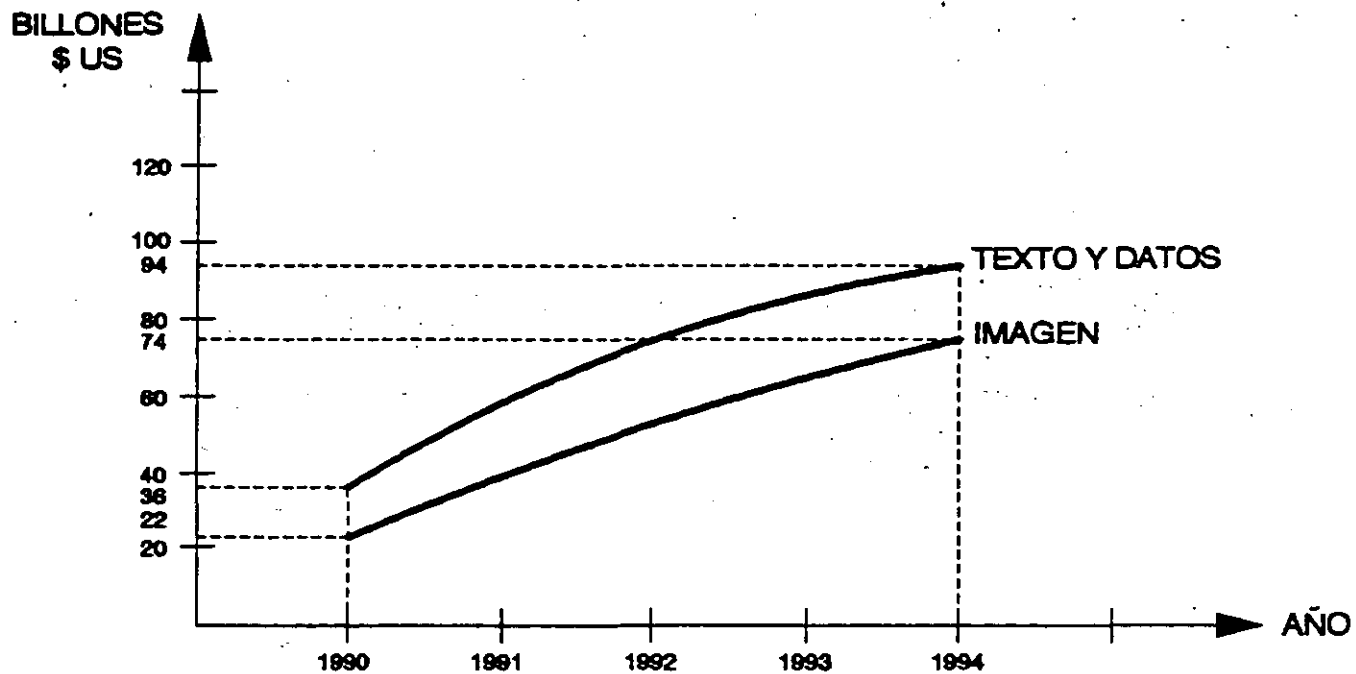


FIG. 4.6.- TENDENCIA TECNOLÓGICA EN SISTEMAS DE TELECOMUNICACION.

AB9A37



CRECIMIENTO DE LA DEMANDA DE SERVICIOS DE TEXTO, DATOS E IMAGEN

FUENTE: INSIGHT RESEARCH CORP. PARSIPPAI

CLASIFICACION DE REDES LOCALES DE COMPUTADORAS

■ TOPOLOGIA DE LA RED

- ESTRELLA
- ANILLO
- BUS

■ MEDIO DE TRANSMISION

- PAR TORCIDO CON/SIN BLINDAJE
- CABLE COAXIAL
- FIBRA OPTICA
- RADIO

■ TECNICA DE TRANSMISION

- BANDA BASE
- BANDA ANCHA

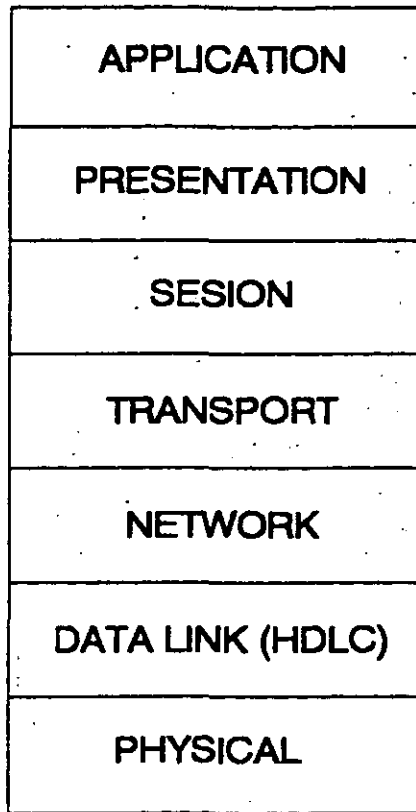
■ PROTOCOLO DE ACCESO

- POLLING
- CSMA/CD /CA
- TOKEN PASSING

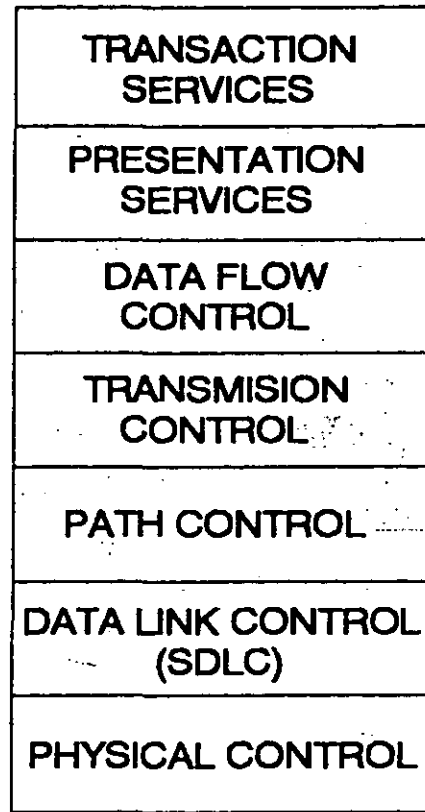
■ VELOCIDAD DE INFORMACION O DATOS

SUBCOMITES IEEE 802

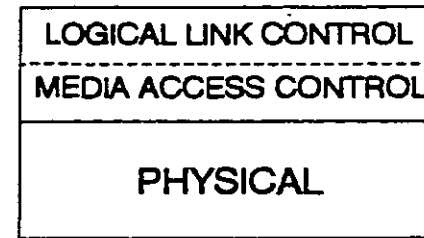
- IEEE 802.1 HIGH LAYER INTERFASE (HILI) STANDARDS
- IEEE 802.2 LOGICAL LINK CONTROL (LLC) STANDARD
- IEEE 802.3 CSMA/CD
- IEEE 802.4 TOKEN BUS
- IEEE 802.5 TOKEN RING
- IEEE 802.6 METROPOLITAN AREA NETWORK (MAN)
- IEEE 802.7 BROADBAND
- IEEE 802.8 FOTAG (FIBER OPTIC TECHNICAL ADVISORY GROUP)
- IEEE 802.9 INTEGRATED VOICE AND DATA LAN WORKING GROUP) 1986
- IEEE 802.10 LAN SECURITY WORKING GROUP (1988)



OSI



SNA



IEEE 802

COMPARACION OSI, SNA Y IEEE 802

LLC	IEEE 802.2							
MAC	IEEE 802.3		IEEE 802.4		IEEE 802.5		FDDI	
	CONTROL DE ACCESO CSMA/CD		CONTROL DE ACCESO TOKEN BUS		CONTROL DE ACCESO TOKEN RING		CONTROL DE ACCESO TOKEN RING	
PHYSICAL MEDIA	COAXIAL BANDA BASE 10 MBps PAR COBRE 1 A 10 MBps COAXIAL BANDA BASE 10 MBps		COAXIAL 1,5 Y 10 MBps		PAR BLINDADO 1,4 MBps		FIBRA OPTICA 100 MBps	

TOPOLOGIA BUS

TOPOLOGIA ANILLO

METODOS DE TRANSMISION EN LANs

DETERMINAN COMO SE INTRODUCE LA INFORMACION EN EL MEDIO DE TX

■ BANDA BASE

UTILIZA AL MEDIO DE TX COMO UN SOLO CANAL

TODOS LOS NODOS CONECTADOS A ESTE CANAL TRANSMITEN EL MISMO TIPO DE INFORMACION A LA MISMA VELOCIDAD.

LA TRANSMISION ES TOTALMENTE DIGITAL Y EN MODO HALF DUPLEX

UN SOLO NODO PUEDE TRANSMITIR A LA VEZ

LOS NODOS TIENEN LA CAPACIDAD DE TX Y RX PERO NO DE FORMA SIMULTANEA

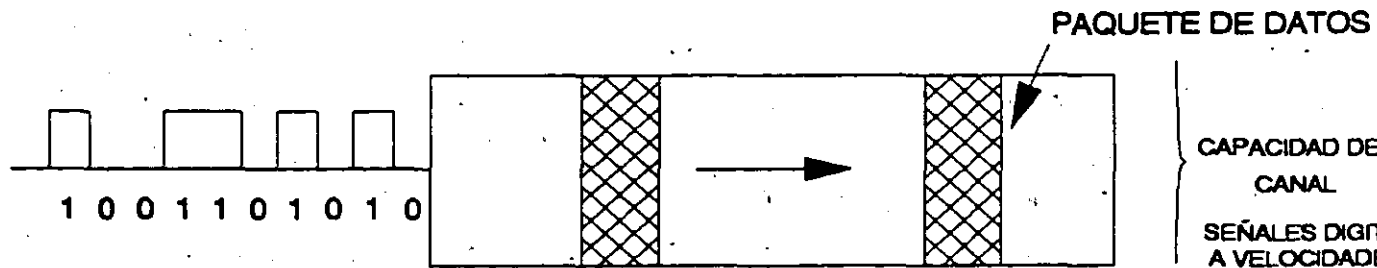
■ BANDA ANCHA

UTILIZA AL MEDIO DE TX COMO VARIOS CANALES PARA TX DE INFORMACION (MULTIPLEXAJE)

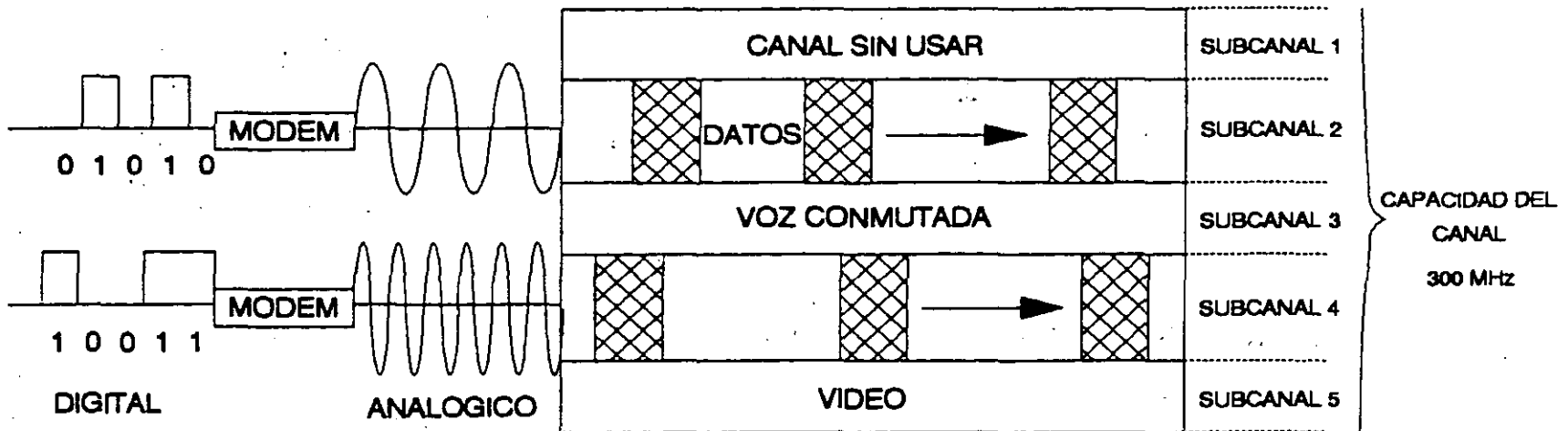
NO NECESARIAMENTE TODOS LOS NODOS CONECTADOS A ESTE MEDIO DE TX TRANSMITEN EL MISMO TIPO DE INFORMACION NI A LA MISMA VELOCIDAD.

LA CAPACIDAD DEL CANAL ES DIVIDA EN SUBCANALES INDEPENDIENTES QUE TRANSMITEN

DIFERENTES TIPOS DE INFORMACION TALES COMO VOZ, VIDEO, DATOS EN FORMA SIMULTANEA



A) BANDA BASE



B) BANDA ANCHA

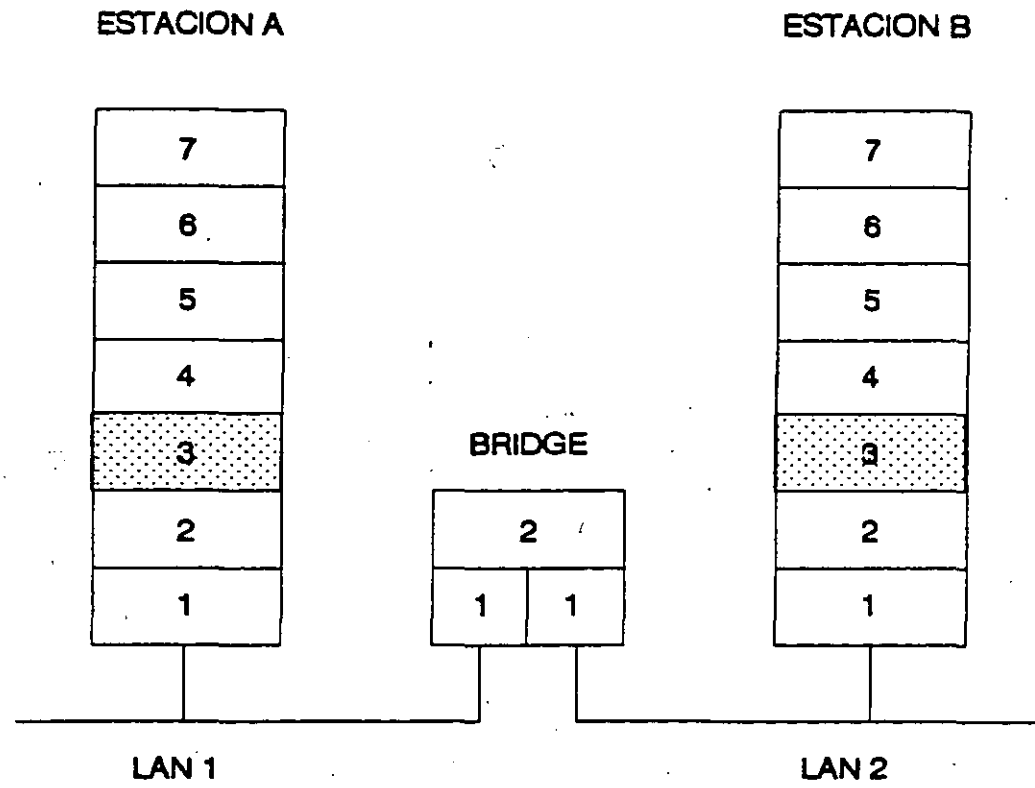
METODOS DE TRANSMISION EN LANS

LANs	VELOCIDAD	OBSERVACIONES
BAJA Y MEDIA	10 A 20 MBps	LANs CONVENCIONALES; BASADAS EN CABLE DE COBRE. ■ ETHERNET Y TOKEN RING ■ RADIO LANS
ALTA	50 A 150 MBps	LANs BASADAS EN FIBRA OPTICA FDDI (FIBER DISTRIBUTED DATA INTERFACE). DQDB (DISTRIBUTED QUEUE DUAL BUS)
SUPERCOMPUTADORA	800 MBps	ULTRANET ES UN EJEMPLO DE ESTE TIPO CON REDES DE COBRE (32 O 64 CONEXIONES PARALELAS)
ULTRAGIGABIT	TERABITS	NO EXISTEN EN FORMA COMERCIAL EXPERIMENTALMENTE ESTAN DESARROLLANDOSE POR AT&T. BASADAS EN FIBRA OPTICA CON WDM (WAVELENGTH DIVISION MULTIPLEXING)

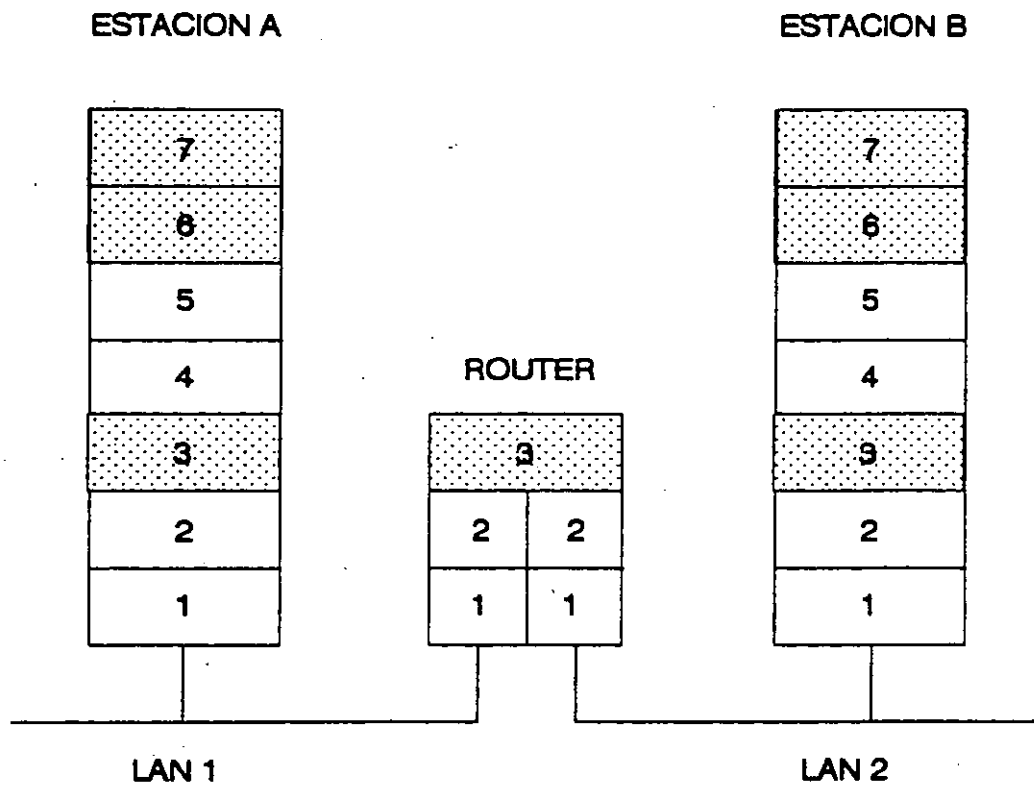
VELOCIDADES DE TRANSMISION EN LANs

EQUIPOS PARA INTERCONEXION DE LANs

■ MULTIPLEXORES	PERMITE LA INTERCONEXION DE LANs Y PABXs DE UNA ORGANIZACION PARA COMPARTIR LOS MEDIOS DE TRANSMISION CON TECNICAS TDM ADECUADO PARA INTERCONECTAR LANs CON PROTOCOLOS IGUALES OPERA EN LA CAPA 1 DEL MODELO OSI
■ BRIDGES	INTERCONEXION DE 2 LANs QUE GENERALMENTE TIENE PROTOCOLOS IDENTICOS OPERA EN LOS PRIMEROS 2 NIVELES DEL MODELO OSI
■ ROUTERS	SON DISPOSITIVOS ALTAMENTE INTELIGENTES DISEÑADOS PARA PROPORCIONAR UNA O MAS CONEXIONES ENTRE LANs O WANs. OPERA EN LAS 3 PRIMERAS CAPAS DEL MODELO OSI
■ GATEWAYS	SE EMPLEA PARA INTERCONECTAR LANs CON PROTOCOLOS DIFERENTES. ABARCA LOS 7 NIVELES DEL MODELO OSI

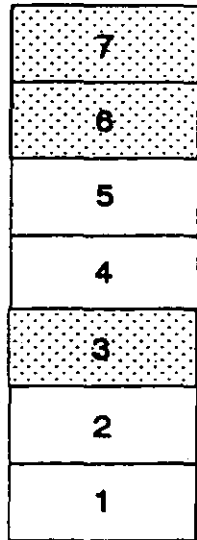


BRIGES GENERALMENTE CONECTAN LANs CON PROTOCOLOS IDENTICOS



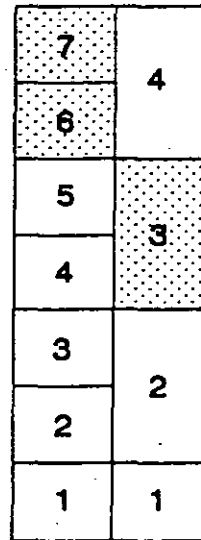
ROUTERS CONECTAN LANs SIMILARES CON EL MISMO PROTOCOLO DE INTERCONEXION

ESTACION A

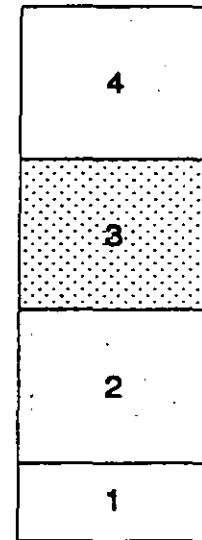


LAN 1

GATEWAY



ESTACION B



LAN 2

GATEWAYS CONECTAN LANs DIFERENTES QUE EMPLEAN PROTOCOLOS DIFERENTES

APLICACIONES DE FIBRA OPTICA

SISTEMAS DE SEGURIDAD	MARINA E.U.	SAFENET	Shipboard Advanced Fiber optic Embedded NETwork IEEE 802.5 (TOKEN RING)
RDSI-BANCH	EUROPA	RACE	Research and development in Advanced Communication technologies in Europe 1995

MEDIOS DE TRANSMISION EN TELMEX

AÑO	MEDIO DE TRANSMISION	TECNOLOGIA	
1990	1770 RADIOS	ANALOGICA 1706	DIGITAL 112 *
	VIA SATELITE 660		

* Con capacidad de 1920 canales por sistema

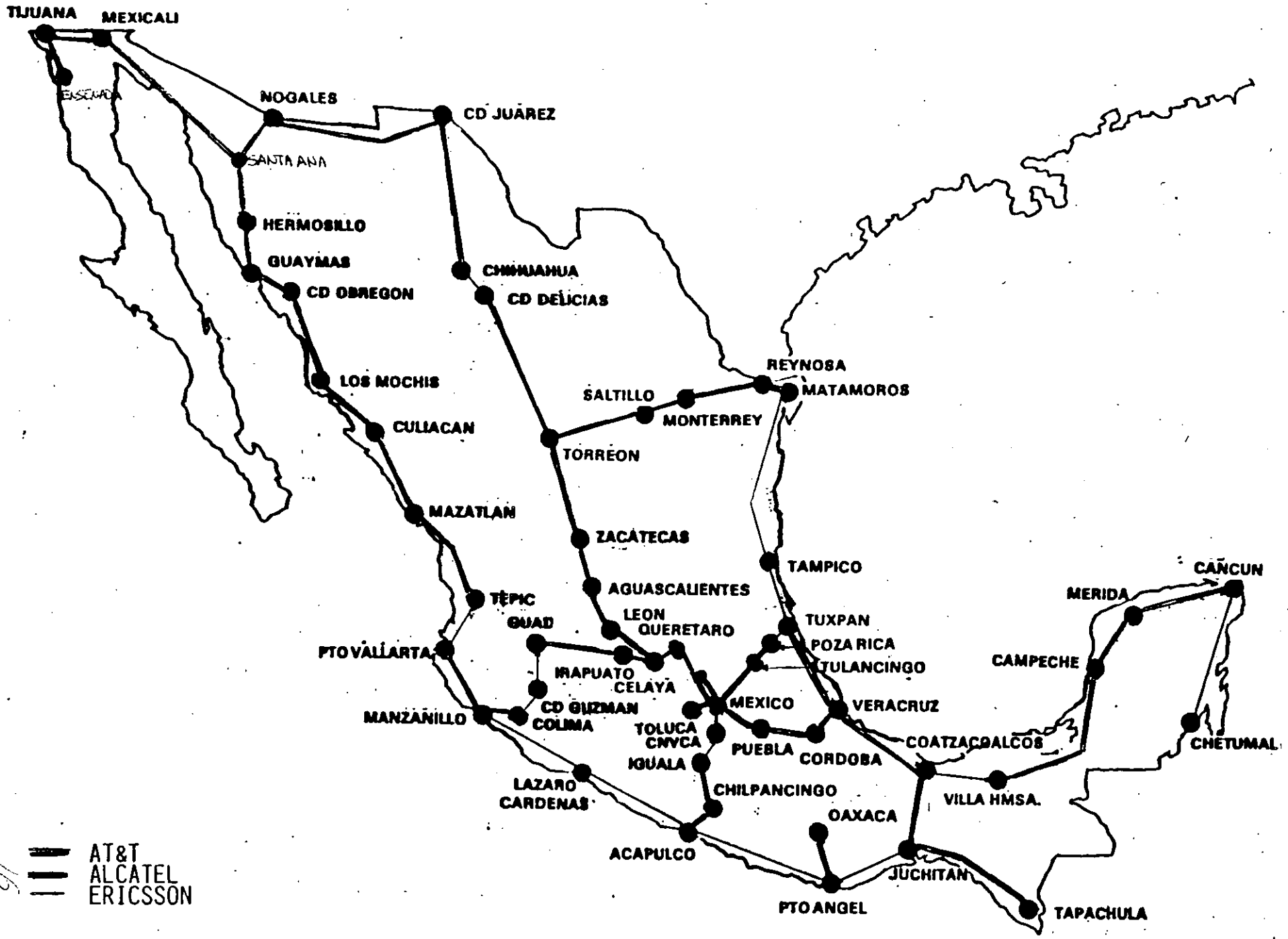


FIG 4 RED FIBRAS OPTICAS EN 3 AÑOS



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

CURSOS ABIERTOS

***"I CURSO INTERNACIONAL EN COMUNICACIONES"
MODULO 2***

Del 18 de mayo al 19 de junio de 1992

FIBRAS OPTICAS ESPECIALES

ING. J. TOLEDO

MAYO - 1992

FIBRAS OPTICAS

ESPECIALES

OBJETIVO

EL OBJETIVO DE ESTE TRABAJO ES PRESENTAR EL DESARROLLO ACTUAL QUE HA TENIDO LA TECNOLOGIA DE FIBRAS OPTICAS DENTRO DEL AREA DE FIBRAS OPTICAS ESPECIALES.

DESARROLLO

1) INTRODUCCION.

2) FIBRAS OPTICAS ESPECIALES:

- CLASIFICACION.

- DESCRIPCION.

- APLICACION.

3) CONCLUSIONES.

INTRODUCCION

ACTUALMENTE LAS FIBRAS OPTICAS HAN SIDO DESARROLLADA HASTA UN ALTO GRADO DE SOFISTICACION PARA APLICACIONES DE TRANSMISION A LARGAS DISTANCIAS. TALES FIBRAS BASADAS EN SILICIO TIENEN ATENUACIONES CERCANAS A LOS LIMITES ACTUALES PERMITIDOS POR LOS FACTORES INTRINSECOS DE LOS MATERIALES CON QUE SON FABRICADOS EN LAS LONGITUDES DE ONDA DE 850, 1300 Y 1550 nm Y CON UN ANCHO DE BANDA CASI INFINITO. SIN EMBARGO, LAS NECESIDADES DE CONTAR CON FIBRAS CON CARACTERISTICAS DIFERENTES PARA DIVERSAS APLICACIONES, HAN PERMITIDO INCURSIONAR EN NUEVOS TIPOS DE FIBRAS OPTICAS LAS CUALES SUFREN MODIFICACIONES EN SU ESTRUCTURA Y COMPONENTES PARA LA FABRICACION DE LAS MISMAS CREANDO ASI UNA NUEVA CLASIFICACION DE ESTAS, LAS FIBRAS OPTICAS ESPECIALES.

DESARROLLO

FIBRAS OPTICAS ESPECIALES

UNA FIBRA OPTICA QUE TIENE EN SU FABRICACION COMPUESTOS EXTERNOS Y/O MODIFICACIONES DE LAS CARACTERISTICAS FISICAS (GEOMETRICAS) CONVENCIONALES QUE LE PERMITEN UN MANEJO DIFERENTE DE LA LUZ GUIADA EN ELLAS.

TALES FIBRAS SE PUEDEN CLASIFICAR EN TRES GRUPO:

1) FIBRAS OPTICAS BIRREFRINGENTES

- LINEALMENTE
- CIRCULARMENTE
- ELIPTICAMENTE.

2) FIBRAS OPTICAS QUE MANTIENEN LA POLARIZACION.

3) FIBRAS CON MATERIALES MODIFICADOS

- DOPADAS CON TIERRAS RARAS (FIBRA LASER)
- FIBRAS RESISTENTES A LA FATIGA (TITAN).

APLICACIONES

LAS FIBRAS OPTICAS ESPECIALES SON RECOMENDABLES EN APLICACIONES DONDE SE NECESITA MONITOREAR LAS DIFERENCIAS EN LA FASE DE POLARIZACION DE LA LUZ Y REALIZAR MEDICIONES DE ALTA PRECISION. ASI MISMO EN LAS TELECOMUNICACIONES, EN SISTEMAS COHERENTES, PERMITEN ALTAS CAPACIDADES DE TRANSMISION.

CONCLUSIONES

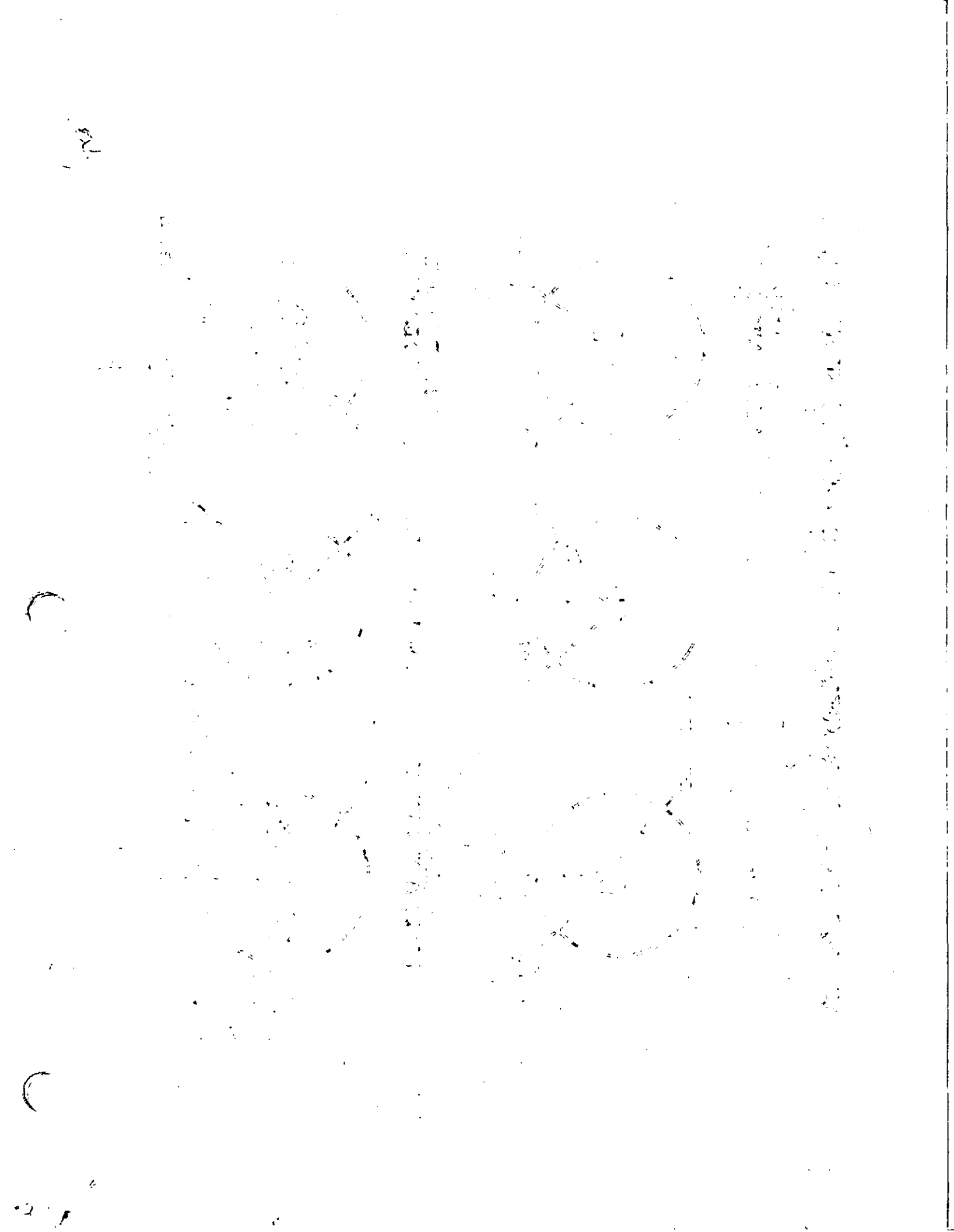
EN CONCLUSION, LAS FIBRAS ESPECIALES SE ENCUENTRAN EN DESARROLLO EN TERMINOS GENERALES CON TENDENCIAS A MEJORAR SUS CARACTERISTICAS DE TRANSMISION, ATENUACION, HABILIDAD PARA MANTENER SUS CARACTERISTICAS A GRANDES DISTANCIAS ASI COMO EN LAS TECNICAS DE FABRICACION Y EN LOS COSTOS DE LAS MISMAS. POR OTRO LADO, LOS REQUERIMIENTOS DE CADA FIBRA DEPENDEN PRINCIPALMENTE DE LAS APLICACIONES ESPECIFICAS PARA LAS QUE SERAN UTILIZADAS AUNQUE ACTUALMENTE LAS FIBRAS QUE MANTIENEN LA POLARIZACION YA SE COMIENZAN A UTILIZAR.

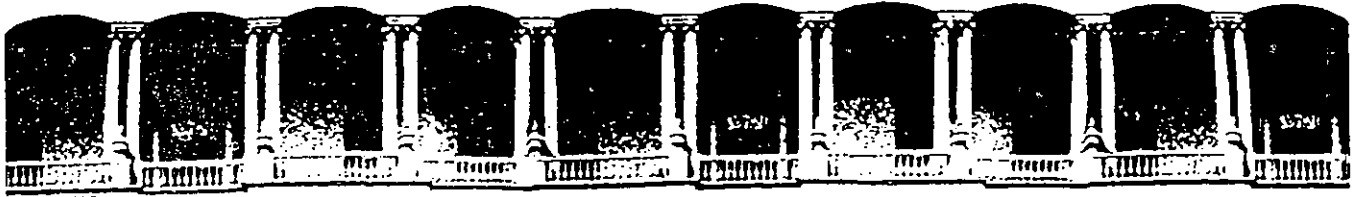
FIBRA OPTICA LINEALMENTE BIRREFRINGENTE: ES UNA FIBRA OPTICA FABRICADA CON MATERIAL BIRREFRINGENTE, ESTO ES, QUE PRESENTA DOS INDICES DE REFRACCION DIFERENTE Y DIVIDE LA LUZ QUE SE TRASMITE A TRAVEZ DE ELLA EN DOS HACES (ORTOGONALES)

PROPAGANDOSE CON TRAYECTORIAS Y VELOCIDADES DIFERENTES.

FIBRA OPTICA QUE MANTIENE LA POLARIZACION: UNA FIBRA OPTICA USUALMENTE CON UNA SECCION TRANSVERSAL FORMADA ESPECIALMENTE, QUE PRODUCE UN UNICO MODO POLARIZADO BIEN DEFINIDO POR MEDIO DE LA SELECCION DE UNO DE LOS DOS MODOS POLARIZADOS DE UNA ONDA DE LUZ QUE SE PROPAGA EN UNA FIBRA UNIMODO ALTAMENTE BIRREFRINGENTE.

FIBRAS DOPADAS CON TIERRAS RARAS (FIBRA LASER): FIBRAS QUE EN SU PROCESO DE FABRICACION, SON DOPADAS CON IONES DE TIERRAS RARAS PARA FABRICAR DISPOSITIVOS ESPECIALES, TAL COMO LA FIBRA LASER. LA FIBRA LASER ES UN LASER DE ESTADO SOLIDO BOMBEADO OPTICAMENTE EN EL CUAL UNA FIBRA OPTICA ES EL MEDIO LASER, ACTIVO. EL NUCLEO DE LA FIBRA ES DOPADO USUALMENTE CON UNO DE LOS IONES DE TIERRAS RARAS, TALES COMO EL NEODIMIO (Nd) O ERBIO (Er), UTILIZADOS PARA CONSTRUIR LASER'S DE CRISTAL. LA FIBRA LASER ES SIMILAR A UN LASER DE Nd:YAG, CON LA EXEPCION DE QUE SE UTILIZA UNA FIBRA OPTICA COMO EL MEDIO DE GANANCIA.





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

CURSOS ABIERTOS
MODULO VIA FIBRAS OPTICAS

REDES DE AREA LOCAL SOBRE FIBRAS OPTICAS

EXPOSITOR: M. EN C. CARLOS GERARDO PEREZ
PEREZ

MAYO
1992



INSTITUTO DE
INVESTIGACIONES
ELECTRICAS
DIVISION SISTEMAS DE CONTROL
Departamento de Comunicaciones

IIE Comunicaciones

REDES DE AREA LOCAL SOBRE FIBRAS OPTICAS

M. C. Carlos Gerardo Pérez Pérez

Departamento de Comunicaciones

Instituto de Investigaciones Eléctricas

¿ Qué son las Redes Locales?

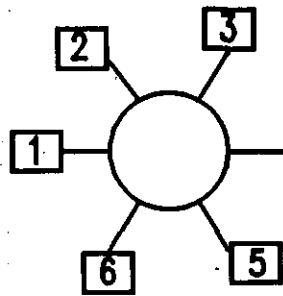
- 1) Son propiedad de una sola organización
- 2) Las distancias involucradas son de pocas kilómetros
- 3) Empleo de alguna tecnología de conmutación

CARACTERISTICAS DE LAS REDES LOCALES

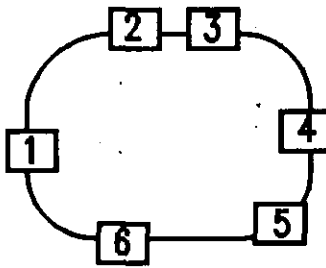
- * Velocidad de transmisión
- * Conectividad
- * Tasas de Error
- * Limites de cobertura
- * Interconectar dispositivos independientes
- * Capacidad para comunicar cada dispositivo con otro
- * Medios de Comunicación
- * Aplicaciones



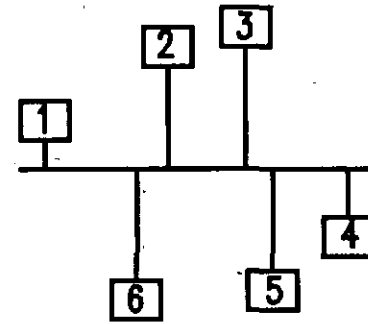
Topologías



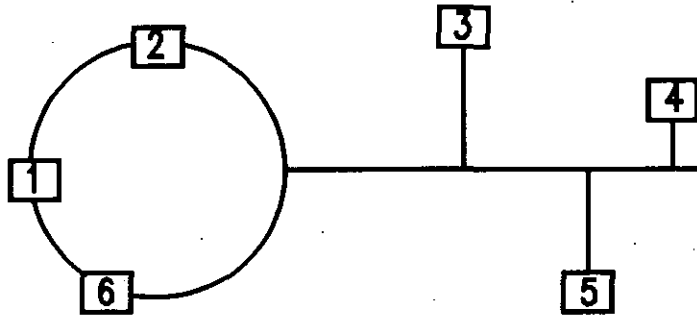
(a) Estrella



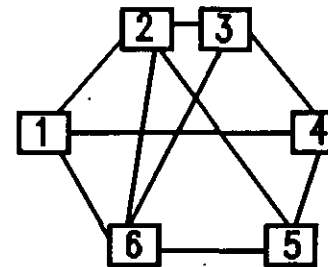
(b) Anillo



(c) Bus



(d) Híbrida



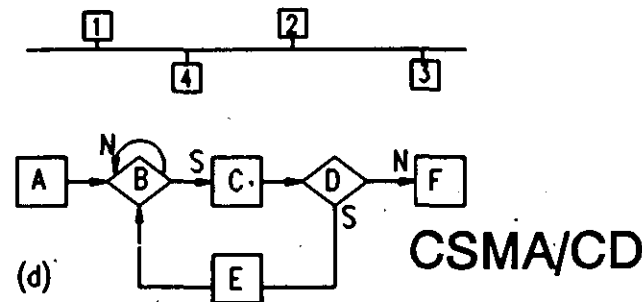
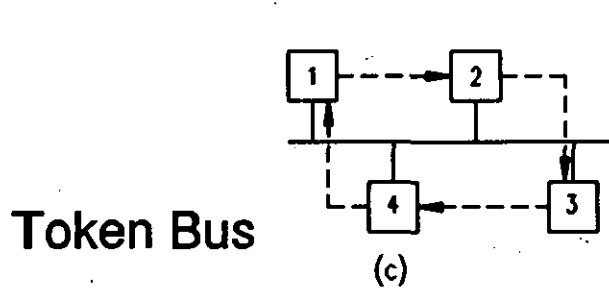
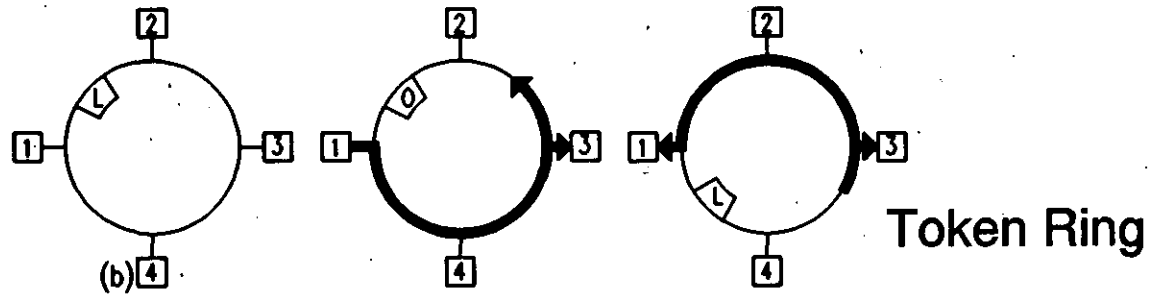
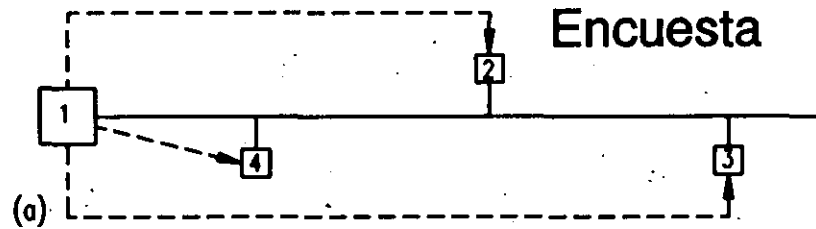
(e) Constreñida

Tabla I. Propiedades de las topologías básicas de las redes de área local.

Propiedad	Topología de la red		
	Estrella	Anillo	Bus
Complejidad del control de la información	Media-alta	Baja	Baja
Adaptabilidad	Media	Media-alta	Alta
Cobertura	Alta	Baja	Baja
Confiabilidad	Alta	Baja-media	Media
Costo de conexión	Medio-alto	Bajo	Bajo



Metodos de acceso



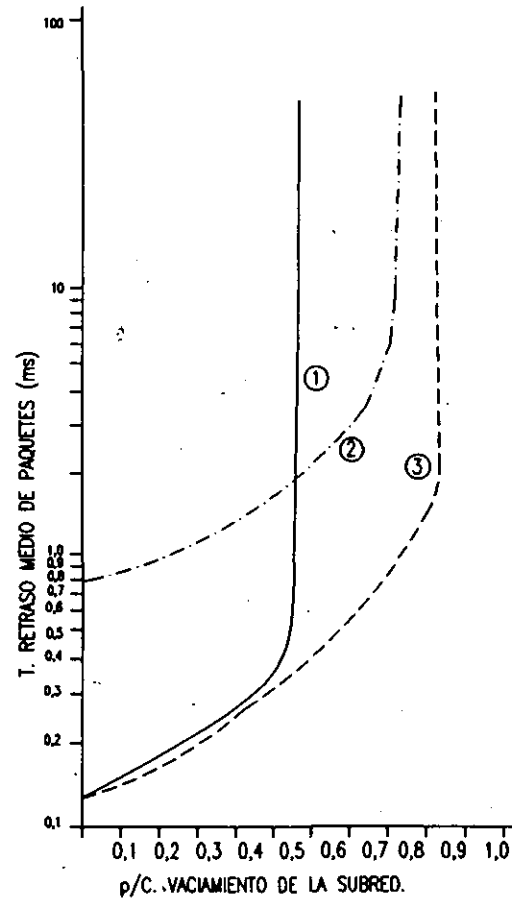
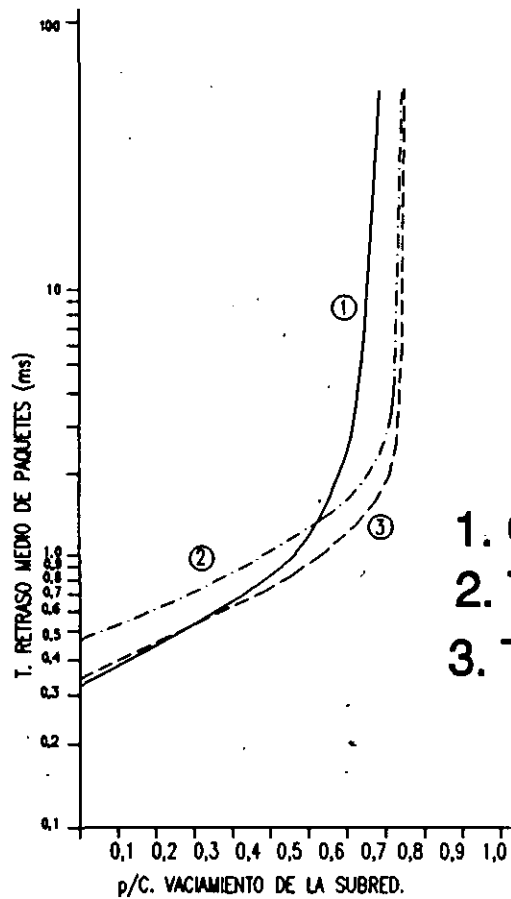




Tabla II. Propiedades de los medios físicos de las redes de área local

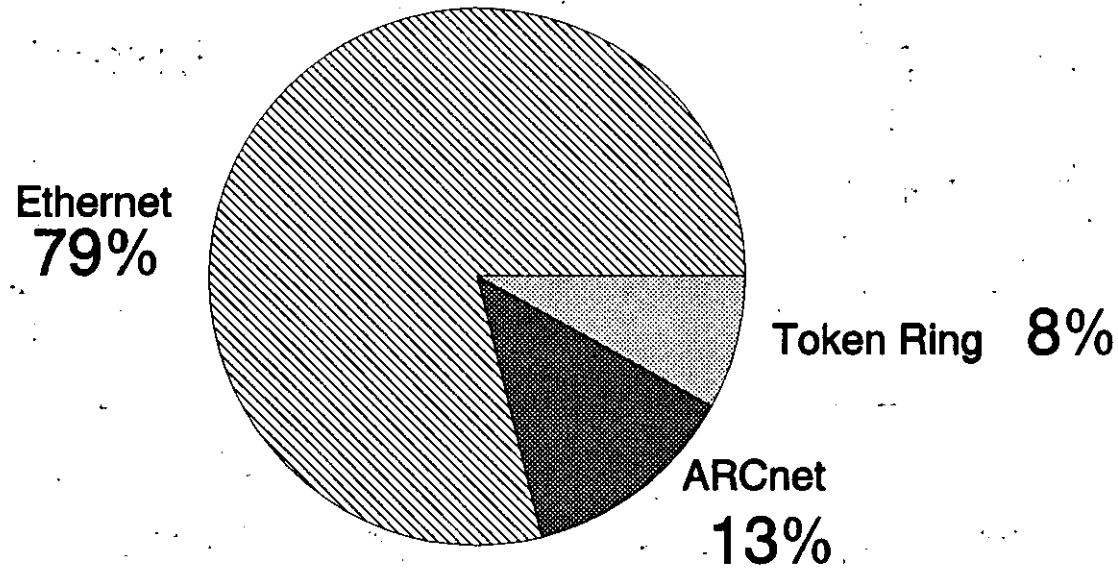
Propiedades	Par trenzado	Cable Coaxial		Fibra óptica
		Banda base	Banda ancha	
Distancia máxima	3 km (sin modem)	10 km	50 km	10 km
Número de canales	1	1	Decenas	Cientos
Ancho de banda	100 kHz - 1 MHz	50 MHz	400 MHz	500 MHz/km
Atenuación	Alta	6.5 - 60 dB/km	6.5 - 60 dB/km	1 - 8 dB/km
Tipo de señal	Analógica/Digital	Digital	Analógica en RF	Digital
Transmisión	Bidireccional	Bidireccional	Unidireccional	Unidireccional
Red adecuada	Estrella, anillo, bus	Anillo, bus	Bus	Anillo, estrella
Capacidad de conexión	50 nodos	100 nodos	1000 nodos	200 nodos
Instalación	Simple	Compleja	Compleja	Compleja
Disponibilidad	Grande	Media	Grande	Muy reducida
Confiabilidad	Baja	Media	Alta	Muy Alta
Costo	0.2 USD/m	2 USD/m	1 USD/m	3 USD/m



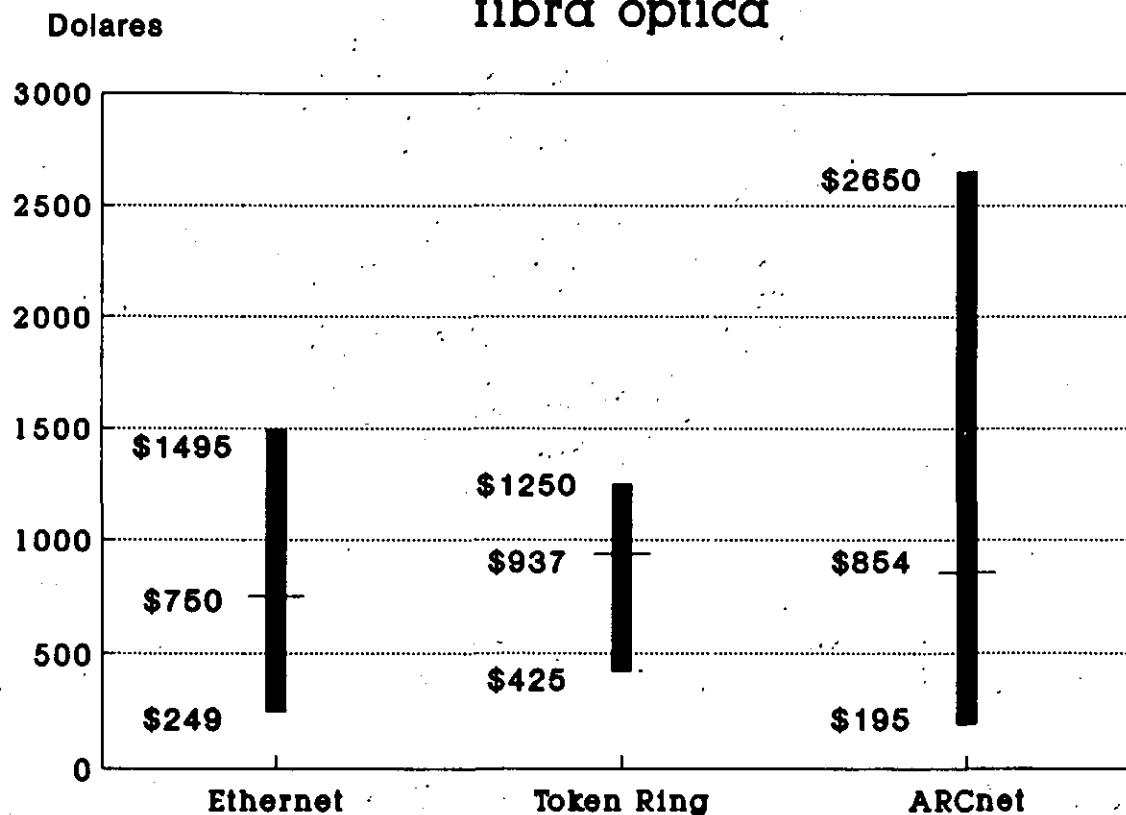
Tabla III. Empleo de Dispositivos Opticos Según la Aplicación.

Distancias de Enlace	Emisor (λ)	Detector	Fibra	Conector	Sistema
Corta de 1 o 2 kilómetros	LED 820nm	<i>pin</i>	MM	SMA o ST	LAN
Media entre 1 y 5 Km	LED1300nm Láser820nm	<i>pin</i> APD	MM UM	SMA o ST FT	FDDI LAN
Larga Mayor a 10 km Mayor a 25 km	Láser1300nm Láser1500nm	APD APD	UM UM	FT FT	Tele- fonía

Redes instaladas en la actualidad

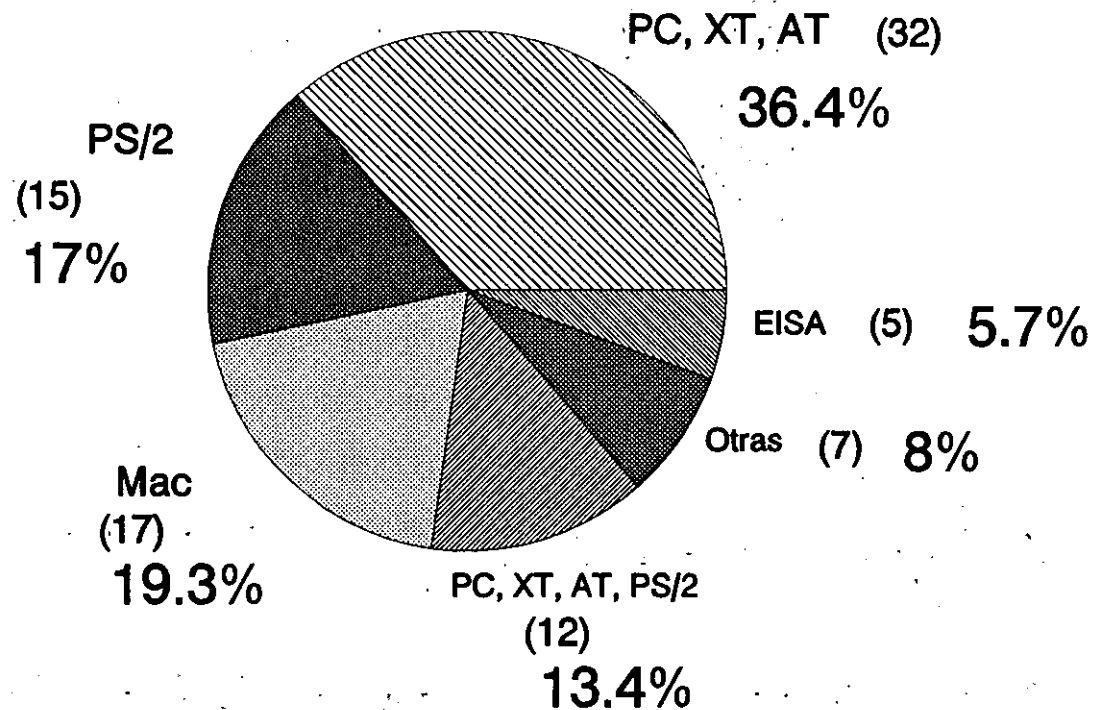


Costo de las tarjetas para LANs sobre fibra óptica

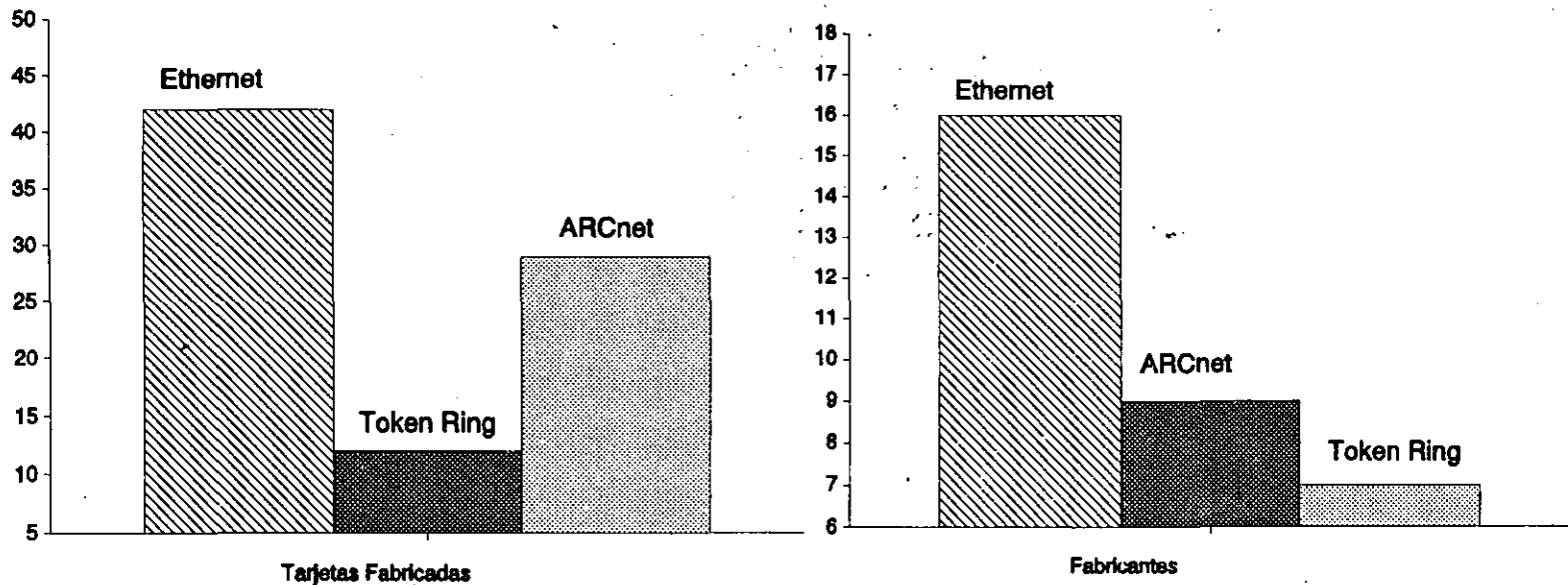


Fuente: Computer Shopper, Abril de 1992

Tipos de CPU para los que se fabrican las tarjetas de LAN ópticas



Tarjetas fabricadas para LANs ópticas



**DIRECTORIO DE ALUMNOS DEL
I CURSO INTERNACIONAL EN COMUNICACIONES
MODULO 2
TELECOMUNICACIONES VIA FIBRAS OPTICAS**

- 1.- AGUILAR CEDILLO JOSE ISMAEL
JEFE DE DEPARTAMENTO DE INGENIERIA
DIRECCION GENERAL DE TELEVISION UNIVERSITARIA
CIRCUITO CULTURAL MARIO DE LA CUEVA, CIUDAD UNIVERSITARIA
TEL. 693 74 68 DOM.
- 2.- AGUILAR LOPEZ ANGEL
SUBDIRECTOR DE INTEGRACION INDUSTRIAL
SECRETARIA DE COMUNICACIONES Y TRANSPORTES
AV. SAN FRANCISCO 1626, COL. DEL VALLE, DEL. GUSTAVO A.
MADERO, C.P. 03100, TEL. 534 79 83 OFNA., 754 11 53 DOM.
- 3.- ALVAREZ ACUNA JOSE LUIS
JEFE DE PC'S
NISSAN MEXICANA
INSURGENTES SUR 1958, COL. FLORIDA, DELEG. A. OBREGON
C.P. 01030, TEL. 664 01 11 OFNA.
- 4.- ALVARO MONTIEL RAMON
TECNICO EN COMUNICACIONES
AEROVIAS DE MEXICO, S.A.
REFORMA 445, COL. CENTRO, DELEG. CUAUHEMOC, C.P. 06500
TEL. 2 07 63 11 OFNA.
- 5.- BRITO ALDAY JUAN
PROFR. DE LABORATORIO DE COMUNICACIONES
FACULTAD DE INGENIERIA, CIUDAD UNIVERSITARIA
TEL. 623 30 50 OFNA., 686 29 95 DOM.
- 6.- COSME ACEVES JOSE FRANCISCO
INGENIERO DE PROYECTOS
ALCATEL - INDETEL
CIENCIA No. 13, CUAUTITLAN 12CALLI, ROMERO RUBIO,
C.P. 54730, TEL. 872 34 44 EXT. 481 OFNA.
- 7.- FLORES JIMENEZ PEDRO
GERENTE DE LOGISTICA CORPORATIVA
AUTOBUSES DE ORIENTE ADO, S.A. DE C.V.
ARTILLEROS No. 123, COL. 7 DE JULIO, DELEG. V. CARRANZA
C.P. 15500, TEL. 522 87 79 OFNA., 785 08 89 DOM.
- 8.- GALVAN ARZATE LEOPOLDO
GTE. EJEC. TELECOMUNICACIONES
BANCO MEXICANO S.A.
GANTE 15, 1er. PISO, COL. CENTRO, DELEG. CUAUHEMOC
C.P. 06000, TEL. 326 18 80 EXT. 3127 OFNA., 573 42 36 DOM.

- 9.- GARCIA BAUTISTA GILBERTO
 LIDER DE INVESTIGACION Y NUEVOS PROYECTOS
 AUTOBUSES DE ORIENTE A.D.O., S.A. DE C.V.
 ARTILLEROS 123, COL. 7 DE JULIO, DELEG. V. CARRANZA
 C.P. 15500, TEL. 522 87 79 OFNA., 759 23 13 DOM.
10. GARCIA CABALLERO ABEL TAURINO
 GERENTE EJECUTIVO
 BANCO MEXICANO, S.A.
 REFORMA 213-1er. PISO, COL. CUAUHEMOC, DELEG. CUAUHEMOC
 C.P. 06500, TEL. 591 16 11 EXT. 3130 OFNA., 794 43 14 DOM.
11. GARIBAY PEREZ SERGIO ASBEL
 CALLE REVOLUCION No. 211, COL. LAZARO CARDENAS, POZA
 RICA, VERACRUZ, C.P. 93300
 TEL. 91 7782) 2 96 93 DOM.
12. GONZALEZ VEGA JUAN
 ACADEMICO
 FACULTAD DE ESTUDIOS SUPERIORES - CUAUTITLAN
 CARRETERA CUAUTITLAN TEOLOYUCAN KM 3 1/2, CUAUTITLAN,
 ROMERO RUBIO, EDO. DE MEXICO
13. GRANADOS PEREZ ALDO
 ANALISTA EN SISTEMAS
 ENVIOS A.D.O.
 SOL No. 233, COL. GUERRERO, DELEG. CUAUHEMOC, C.P. 06300
 TEL. 529 48 00 OFNA., 021 06 28 DOM.
14. GUERRERO GUTIERREZ DAVID
 COORDINADOR DE PROYECTOS
 S.T.C. (METRO)
 DELICIAS 67, COL. CENTRO, DELEG. B. JUAREZ
 TEL. 709 11 33 OFNA., 743 74 87 DOM.
15. HERNANDEZ VELAZCO MAURICIO
 INGENIERO EN COMUNICACIONES
 INSTITUTO MEXICANO DE COMUNICACIONES
 AV. DE LAS TELECOMUNICACIONES S/N, COL. LEYES DE REFORMA
 DELEG. IZTAPALAPA, TEL. 692 00 77 EXT. 431 OFNA.
16. LOPEZ FLORES ROBERTO
 JEFE DE SECCION DE DESARROLLO
 AEROVIAS DE MEXICO S.A DE C.V.
 AV. TEXCOCO S/N, ZONA FEDERAL L.I.D.M., COL. PENON DE
 LOS BARRIOS, TEL. 784 27 12 OFNA., 558 37 12 DOM.
17. LOPEZ TELLEZ JOSE GUADALUPE
 JEFE DE SECCION
 ICA, INGENIERIA S.A. DE C.V.
 CALZ. LEGARIA No. 252, COL. PENSIL, C.P. 11430
 TEL. 399 69 22 OFNA., 300 44 32 DOM.

18. MAGAÑA ESPINOSA NOEMI DEL CARMEN
SOPORTE TECNICO EN TELECOMUNICACIONES
ISSAN MEXICANA
INSURGENTES SUR 1958, COL. FLORIDA, DELEG. A. OBREGO
C.P. 01030, TEL. 664 01 11 OFNA., 684 83 10 DOM.
19. MARTINEZ ALLENDE GERARDO
ANALISTA DE SISTEMAS
DIR. GRAL. DE FOMENTO DE LAS TELECOMUNICACIONES S.C.F.
SN. FRANCISCO 1626, 5o. PISO, COL. DEL VALLE, DELEG. P.
JUAREZ, C.P. 03100, TEL. 534 68 98 OFNA., 763 01 71 DOM
20. MARTINEZ REYES HORACIO LUIS
ESTUDIANTE (MAESTRIA EN CIENCIAS)
CICESE
KM. 107, CARR. TIJUANA-ENSENADA, ENSENADA, B.C.,
C.P. 22800, TEL. 91(667)4 45 13 EXT. 352 OFNA. Y
91(597) 8 07 11 DOM.
21. MARTINEZ ROSAS MIGUEL ENRIQUE
ESTUDIANTE (MAESTRIA EN CIENCIAS)
CICESE
KM. 107, CARR. TIJUANA-ENSENADA, ENSENADA, B.C.,
C.P. 22800, TEL. 91(667)4 45 13 OFNA. Y 694 10 58 DOM.
23. MICHEL ORTEGA CARLOS ENRIQUE
INGENIERO DE VENTAS
TEKTRONIX S.A. DE C.V.
CALLE VIENA No. 71, 1er. PISO, COL. DEL CARMEN COYDACAN
DELEG. COYDACAN, C.P. 04100,
TEL. 658 79 78 OFNA., 556 46 79 DOM.
22. MONTIEL GARCIA JESUS ANTONIO
ING. COMUNICACIONES SATELITE
TELEINDUSTRIA ERICSSON
VIA GUSTAVO BAZ No. 2160, TLALNEPANTLA, EDO. DE MEXICO
C.P. 54060, TEL. 726 20 00 OFNA.
24. MORALES RANGEL PABLO ISAIAS
PRUEBA DE SISTEMAS TELEFONICOS DIGITALES (RS/P)
TELEINDUSTRIA ERICSSON S.A. DE C.V.
VIA DR. GUSTAVO BAZ 2160 (OFIC 2040) TLALNEPANTLA, EDO.
DE MEXICO, C.P. 54060
TEL. 726 20 00 EXT. 3677/1120 OFNA., 398 08 29 DOM.
25. MURRIETA LEE JUAN CARLOS
MAESTRO TIEMPO COMPLETO
INSTITUTO TECNOLOGICO DE SONORA
CHIHUAHUA 818 SUR, COL. CENTRO, CIUDAD OBREGON, SONORA,
C.P. 85150, TEL. 704 91 OFNA., 679 36 DOM.

26. NARVAEZ ANDRADE GERARDO
SUPERVISOR INGENIERO
TELECONSTRUCTORA S.A. DE C.V.
AV. UNIVERSIDAD No. 1311, 6o. PISO, COL. FLORIDA, DELEG.
ALVARO OBREGON, TEL. 402 35 (CD. PEMEX, TABASCO)
27. NAVARRO ESPINO ENRIQUE
JEFE DEPTO. TELEPROCESO
LA NACIONAL, COMPANIA DE SEGUROS S.A.
MIGUEL ANGEL DE QUEVEDO 915, COL. EL ROSEDAL, DELEG.
COYOACAN, TEL. 689 02 22 OFNA., 689 27 88 DOM.
28. OCAMPO MORTERA MIGUEL ANGEL
INVESTIGADOR
CENTRO DE INVESTIGACION Y DESARROLLO CONDUMEX
KM 9.5 CARR A SLP, FRACC. IND. B. JUAREZ, QUERETARO, QRO.
C.P. 76000, TEL. 18 18 02 OFNA.
29. OCHOA LOPEZ ALEJANDRO
INGENIERO DE COMUNICACIONES
AEROVIAS DE MEXICO S.A. DE C.V.
REFORMA 445, COL. CENTRO, DELEG. CUAUHEMOC, C.P. 06500
TEL. 571 83 28 OFNA. 656 84 09 DOM.
30. ORTIZ CASTRO AGUSTIN
ACADEMICO
FACULTAD DE INGENIERIA, UNAM
CIUDAD UNIVERSITARIA, D.F.
TEL. 622 31 15 OFNA., 677 21 71 DOM
31. FAEZ BAHENA SILVIA
ICA INGENIERIA S.A. DE C.V.
CZDA. LEGARIA No. 252, COL. PENSIL, C.P. 11430
TEL. 399 69 22 EXT. 6326 OFNA., 762 66 20 DOM.
32. PEREZ MENDOZA MARTIN
SUPERVISOR GENERAL
S.C.T. - D.G.A.C.
AV. FZA. AEREA MEXICANA 235, COL. FEDERAL, DELEG.
V. CARRANZA, C.P. 15620,
TEL. 762 95 38 OFNA., 763 01 12 DOM.
33. RAMIREZ SANCHEZ EDUARDO
JEFE DEL CENTRO DE DISEÑO ELECTRONICO
FACULTAD DE INGENIERIA, UNAM
CIUDAD UNIVERSITARIA, D.F.
34. RIVAS ROSALES JOEL
ING. EN COMUNICACIONES
AEROVIAS DE MEXICO S.A. DE C.V.
REFORMA 445, COL. CENTRO, DELEG. CUAUHEMOC, C.P. 06500
TEL. 571 83 28 OFNA.

35. TELLEZ-GIRON TEYTUD ALEJANDRO
JEFE TECNICO DE COMUNICACIONES
TELEINDUSTRIA ERICSSON
VIA DR. GUSTAVO BAZ 2160, TLALNEPANTLA, EDO. DE MEXICO
C.P. 54060, TEL. 726 20 00 OFNA.
36. TRILLANES CARMONA DAVID JAVIER
INGENIERO EN MANTENIMIENTO
TELEVISA S.A. DE C.V.
AV. CHAPULTEPEC No. 18, COL. DOCTORES, DELEG. -CUAUHTEMOC
TEL. 651 34 29 DOM.
37. VALDEZ REYES JULIO
INGENIERO INSTRUCTOR
ERICSSON
VIA DR. GUSTAVO BAZ 2160, TLALNEPANTLA, EDO. DE MEXICO
C.P. 54060, TEL. 726 20 00 OFNA., 755 47 01 DOM.
38. VEGA JACOME VICTOR MANUEL
ACADEMICO
FACULTAD DE INGENIERIA, UNAM
CIUDAD UNIVERSITARIA, D.F.
TEL. 622 31 12 OFNA., 681 07 86 DOM.

EVALUACION DEL PERSONAL DOCENTE

CURSO: TELECOMUNICACIONES VIA FIBRAS OPTICAS

FECHA: 18 DE MAYO AL 9 DE JUNIO

		DOMINIO DEL TEMA	EFICIENCIA EN EL USO DE AYUDAS AUDIOVISUALES	MANTENIMIENTO DEL INTERES. (COMUNICACION CON LOS ASISTENTES, AMENIDAD, FACILIDAD DE EXPRESION).	PUNTUALIDAD	
CONFERENCISTA						
10	ING. DANIEL PINEDA CORTES					
11	DR. DAVID MUÑOZ RODRIGUEZ					
12	M. EN C. CARLOS HIRSCH GANIEVICH					
13	M. EN C. CARLOS PEREZ P.					
14	ING. EDUARDO ALALUF					
15	ING. JOSE LUIS FLORES					
16	ING. RAUL UGALDE MONCISVAIS					
17	ING. J. TOLEDO					
18	ING. ANA LILIA CAREAGA M.					
ESCALA DE EVALUACION: 1 a 10						

EVALUACION DEL PERSONAL DOCENTE

CURSO: TELECOMUNICACIONES VIA FIBRAS OPTICAS

FECHA: 18 DE MAYO AL 9. DE JUNIO

		DOMINIO DEL TEMA	EFICIENCIA EN EL USO DE AYUDAS AUDIO VISUALES	MANTENIMIENTO DEL INTERES. (COMUNICACION CON LOS ASISTENTES, AMENIDAD, FACILIDAD DE EXPRESION).	PUNTUALIDAD	
CONFERENCISTA						
10	DR. JAVIER MENDIETA					
11	DR. FERNANDO MARTINEZ PINON					
12	FIS. MARTIN SANTOS DOMINGUEZ					
13	ING. DANIEL SANCHEZ DOMINGUEZ					
14	ING. FERNANDO NAVARRETE M. DE O.					
15	DR. HILDEBERTO JARDON					
16	M. EN C. ROBERTO LINARES					
17	M. EN C. ARTURO ARVIZU MONDRAGON					
18	ING. IVAN PORTUGAL					
ESCALA DE EVALUACION: 1 a 10						

EVALUACION DEL PERSONAL DOCENTE

CURSO: TELECOMUNICACIONES VIA FIBRAS OPTICAS

FECHA: 18 DE MAYO AL 9 DE JUNIO

		DOMINIO DEL TEMA	EFICIENCIA EN EL USO DE AYUDAS AUDIO VISUALES	MANTENIMIENTO DEL INTERES. (COMUNICACION CON LOS ASISTENTES, AMENIDAD, FACILIDAD DE EXPRESION).	PUNTUALIDAD
CONFERENCISTA					
10	ING. ANGELICA MORENO A.				
11	DR. FERNANDO MARTINEZ PINON				
12	ING. SILVIA BARRIOS VELAZQUEZ				
13	DR. JAVIER GONZALEZ VILLAREAL				
14	ING. GERARDO CHAVEZ DIAZ				
15	M. EN C. DAVID COVARRUBIAS R.				
16	M. EN C. JOSE A. TOVAR MARTINEZ				
17					
18					
ESCALA DE EVALUACION : 1 a 10					

DIRECTORIO DE ALUMNOS DEL
I CURSO INTERNACIONAL EN COMUNICACIONES
MODULO 2
TELECOMUNICACIONES VIA FIBRAS OPTICAS

- 1.- AGUILAR CEDILLO JOSE ISMAEL
JEFE DE DEPARTAMENTO DE INGENIERIA
DIRECCION GENERAL DE TELEVISION UNIVERSITARIA
CIRCUITO CULTURAL MARIO DE LA CUEVA CIUDAD UNIVERSITARIA
MOD. A TEL. 693 74 68 DOM.
- 2.- AGUILAR LOPEZ ANGEL
SUBDIRECTOR DE INTEGRACION INDUSTRIAL
SECRETARIA DE COMUNICACIONES Y TRANSPORTES
AV. SAN FRANCISCO 1626, COL. DEL VALLE, DEL. GUSTAVO A.
MADERO, C.P. 03100, TEL. 534 79 83 OFNA., 754 11 53 DOM.
- 3.- ALVAREZ ACUNA JOSE LUIS
JEFE DE PC'S
NISSAN MEXICANA
INSURGENTES SUR 1958, COL. FLORIDA, DELEG. A. OBREGON
C.P. 01030, TEL. 664 01 11 OFNA.
- 4.- ALVARO MONTIEL RAMON
TECNICO EN COMUNICACIONES
AEROVIAS DE MEXICO, S.A.
REFORMA 445, COL. CENTRO, DELEG. CUAUHEMOC, C.P. 06500
TEL. 2 07 63 11 OFNA.
- 5.- BRITO ALDAY JUAN
PROFR. DE LABORATORIO DE COMUNICACIONES
FACULTAD DE INGENIERIA, CIUDAD UNIVERSITARIA
TEL. 623 30 50 OFNA., 686 29 95 DOM.
- 6.- CDSME ACEVES JOSE FRANCISCO
INGENIERO DE PROYECTOS
ALCATEL - INDETEL
CIENCIA No. 13, CUAUTITLAN IZCALLI, ROMERO RUBIO,
C.P. 54730, TEL. 872 34 44 EXT. 481 OFNA.
- 7.- FLORES JIMENEZ PEDRO
GERENTE DE LOGISTICA CORPORATIVA
AUTOBUSES DE ORIENTE ADO, S.A. DE C.V.
ARTILLEROS No. 123, COL. 7 DE JULIO, DELEG. V. CARRANZA
C.P. 15500, TEL. 522 87 79 OFNA., 785 08 89 DOM.
- 8.- GALVAN ARZATE LEOPOLDO
GTE. EJEC. TELECOMUNICACIONES
BANCO MEXICANO S.A.
GANTE 15, 1er. PISO, COL. CENTRO, DELEG. CUAUHEMOC
C.P. 06000, TEL. 326 18 80 EXT. 3127 OFNA., 573 42 36 DOM.

- 9.- GARCIA BAUTISTA GILBERTO
 LIDER DE INVESTIGACION Y NUEVOS PROYECTOS
 AUTOBUSES DE ORIENTE A.D.O., S.A. DE C.V.
 ARTILLEROS 123, COL. 7 DE JULIO, DELEG. V. CARRANZA
 C.P. 15500, TEL. 522 87 79 OFNA., 759 23 13 DOM.
10. GARCIA CABALLERO ABEL TAURINO
 GERENTE EJECUTIVO
 BANCO MEXICANO, S.A.
 REFORMA 213-1er. PISO, COL. CUAUHTEMOC, DELEG. CUAUHTEMOC
 C.P. 06500, TEL: 591 16 11 EXT. 3130 OFNA., 794 43 14 DOM.
11. GARIBAY PEREZ SERGIO ASBEL
 CALLE REVOLUCION No. 211, COL. LAZARO CARDENAS, POZA
 RICA, VERACRUZ, C.P. 93300
 TEL. 91 (782) 2 96 93 DOM.
12. GONZALEZ VEGA JUAN
 ACADEMICO
 FACULTAD DE ESTUDIOS SUPERIORES - CUAUTITLAN
 CARRETERA CUAUTITLAN TELOYUCAN KM 3 1/2, CUAUTITLAN,
 ROMERO RUBIO, EDO. DE MEXICO.
13. GRANADOS PEREZ ALDO
 ANALISTA EN SISTEMAS
 ENVIOS A.D.O.
 SOL No. 233, COL. GUERRERO, DELEG. CUAUHTEMOC, C.P. 06300
 TEL. 529 48 00 OFNA., 821 06 28 DOM.
14. GUERRERO GUTIERREZ DAVID
 COORDINADOR DE PROYECTOS
 S.T.C. (METRO)
 DELICIAS 67, COL. CENTRO, DELEG. B. JUAREZ
 TEL. 709 11 33 OFNA., 743 74 87 DOM.
15. HERNANDEZ VELAZCO MAURICIO
 INGENIERO EN COMUNICACIONES
 INSTITUTO MEXICANO DE COMUNICACIONES
 AV. DE LAS TELECOMUNICACIONES S/N, COL. LEYES DE REFORMA
 DELEG. IZTAPALAPA, TEL. 692 00 77 EXT. 431 OFNA.
16. LOPEZ FLORES ROBERTO
 JEFE DE SECCION DE DESARROLLO
 AEROVIAS DE MEXICO S.A DE C.V.
 AV. TEXCOCO S/N, ZONA FEDERAL L.I.C.M., COL. PENON DE
 LOS BAÑOS, TEL. 784 27 12 OFNA., 558 37 12 DOM.
17. LOPEZ TELLEZ JOSE GUADALUPE
 JEFE DE SECCION
 ICA, INGENIERIA S.A. DE C.V.
 CALZ. LEGARIA No. 252, COL. PENSIL, C.P. 11430
 TEL. 399 69 22 OFNA., 300 44 32 DOM.

18. MAGANA ESPINOSA NOEMI DEL CARMEN
SOPORTE TECNICO EN TELECOMUNICACIONES
UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO
INSURGENTES SUR 1938, COL. FLORIDA, DELEG. A. OBREGO
C.P. 01030, TEL. 664 01 11 OFNA., 684 83 10 DOM.
19. MARTINEZ ALLENDE GERARDO
ANALISTA DE SISTEMAS
DIR. GRAL. DE FOMENTO DE LAS TELECOMUNICACIONES S.C.T.
SN. FRANCISCO 1626, 5o. PISO, COL. DEL VALLE, DELEG. P.
JUAREZ, C.P. 03100, TEL. 534 68 98 OFNA., 763 01 71 DOM.
20. MARTINEZ REYES HORACIO LUIS
ESTUDIANTE (MAESTRIA EN CIENCIAS)
CICESE
KM. 107, CARR. TIJUANA-ENSENADA, ENSENADA, B.C.,
C.P. 22800, TEL. 91(667)4 45 13 EXT. 352 OFNA. Y
91(597) 8 07 11 DOM.
21. MARTINEZ ROSAS MIGUEL ENRIQUE
ESTUDIANTE (MAESTRIA EN CIENCIAS)
CICESE
KM. 107, CARR. TIJUANA-ENSENADA, ENSENADA, B.C.,
C.P. 22800, TEL. 91(667)4 45 13 OFNA. Y 694 10 58 DOM.
23. MICHEL ORTEGA CARLOS ENRIQUE
INGENIERO DE VENTAS
TEKTRONIX S.A. DE C.V.
CALLE VIENA No. 71, 1er. PISO, COL. DEL CARMEN COYOACAN
DELEG. COYOACAN, C.P. 04100,
TEL. 658 79 78 OFNA., 556 46 79 DOM.
22. MONTIEL GARCIA JESUS ANTONIO
ING. COMUNICACIONES SATELITE
TELEINDUSTRIA ERICSSON
VIA GUSTAVO BAZ No. 2160, TLALNEPANTLA, EDO. DE MEXICO
C.P. 54060, TEL. 726 20 00 OFNA.
24. MORALES RANGEL PABLO ISAIAS
PRUEBA DE SISTEMAS TELEFONICOS DIGITALES (RS/P)
TELEINDUSTRIA ERICSSON S.A. DE C.V.
VIA DR. GUSTAVO BAZ 2160 (OFIC 2040) TLALNEPANTLA, EDO.
DE MEXICO, C.P. 54060
TEL. 726 20 00 EXT. 3677/1120 OFNA., 398 08 29 DOM.
25. MURRIETA LEE JUAN CARLOS
MAESTRO TIEMPO COMPLETO
INSTITUTO TECNOLOGICO DE SONORA
CHIHUAHUA 818 SUR, COL. CENTRO, CIUDAD OBREGON, SONORA,
C.P. 85150, TEL. 704 91 OFNA., 679 36 DOM.

26. NARVAEZ ANDRADE GERARDO
 SUPERVISOR INGENIERO
 TELECONSTRUCTORA S.A. DE C.V.
 AV. UNIVERSIDAD No. 1311, 6o. PISO, COL. FLORIDA, DELEG.
 ALVARO OBREGON, TEL. 402 35 (CD. PEMEX, TABASCO)
27. NAVARRO ESPINO ENRIQUE
 JEFE DEPTO. TELEPROCESO
 LA NACIONAL, COMPANIA DE SEGUROS S.A.
 MIGUEL ANGEL DE QUEVEDO 915, COL. EL ROSEDAL, DELEG.
 COYOACAN, TEL. 689 02 22 OFNA., 689 27 88 DOM.
28. OCAMPO MORTERA MIGUEL ANGEL
 INVESTIGADOR
 CENTRO DE INVESTIGACION Y DESARROLLO CONDUMEX
 KM 9.5 CARR A SLP, FRACC. IND. B. JUAREZ, QUERETARO, GRO.
 C.P. 76000, TEL. 18 18 02 OFNA.
29. OCHOA LOPEZ ALEJANDRO
 INGENIERO DE COMUNICACIONES
 AEROVIAS DE MEXICO S.A. DE C.V.
 REFORMA 445, COL. CENTRO, DELEG. CUAUHTEMOC, C.P. 06500
 TEL. 571 83 28 OFNA. 656 84 09 DOM.
30. ORTIZ CASTRO AGUSTIN
 ACADEMICO
 FACULTAD DE INGENIERIA, UNAM
 CIUDAD UNIVERSITARIA, D.F.
 TEL. 622 31 15 OFNA., 677 21 71 DOM
31. PAEZ BAHENA SILVIA
 ICA INGENIERIA S.A. DE C.V.
 CZDA. LEGARIA No. 252, COL. PENSIL, C.P. 11430
 TEL. 399 69 22 EXT. 6326 OFNA., 762 66 20 DOM.
32. PEREZ MENDOZA MARTIN
 SUPERVISOR GENERAL
 S.C.T. - D.G.A.C.
 AV. FZA. AEREA MEXICANA 235, COL. FEDERAL, DELEG.
 V. CARRANZA, C.P. 15620,
 TEL. 762 95 38 OFNA., 763 01 12 DOM.
33. RAMIREZ SANCHEZ EDUARDO
 JEFE DEL CENTRO DE DISEÑO ELECTRONICO
 FACULTAD DE INGENIERIA, UNAM
 CIUDAD UNIVERSITARIA, D.F.
34. RIVAS ROSALES JOEL
 ING. EN COMUNICACIONES
 AEROVIAS DE MEXICO S.A. DE C.V.
 REFORMA 445, COL. CENTRO, DELEG. CUAUHTEMOC, C.P. 06500
 TEL. 571 83 28 OFNA.

35. TELLEZ-GIRON TEYTUD ALEJANDRO
JEFE TECNICO DE COMUNICACIONES
TELEINDUSTRIA-ERICSSON
VIA DR. GUSTAVO BAZ 2160, TLALNEPANTLA, EDO. DE MEXICO
C.P. 54060, TEL. 726 20 00 OFNA.
36. TRILLANES CARMONA DAVID JAVIER
INGENIERO EN MANTENIMIENTO
TELEVISA S.A. DE C.V.
AV. CHAPULTEPEC No. 18, COL. DOCTORES, DELEG. CUAUHEMOC
TEL. 651 34 29 DOM.
37. VALDEZ REYES JULIO
INGENIERO INSTRUCTOR
ERICSSON
VIA DR. GUSTAVO BAZ 2160, TLALNEPANTLA, EDO. DE MEXICO
C.P. 54060, TEL. 726 20 00 OFNA., 755 47 01 DOM.
38. VEGA JACOME VICTOR MANUEL
ACADEMICO
FACULTAD DE INGENIERIA, UNAM
CIUDAD UNIVERSITARIA, D.F.
TEL. 622 31 12 OFNA., 681 07 86 DOM.