

25

28



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

**ESCUELA NACIONAL DE ESTUDIOS PROFESIONALES
ARAGON**

FALLA DE ORIGEN

**" EMISORES OPTICOS PARA
MULTIPLEXORES DIGITALES "**

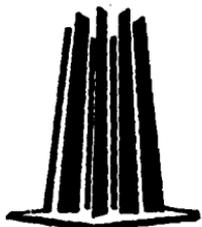
T E S I S

**QUE PARA OBTENER EL TITULO DE
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA**

P R E S E N T A

ENRIQUE GARCIA GUZMAN

**DIRECTOR DE TESIS:
ING. DAVID BERNARDO ESTOPIER BERMUDEZ**





Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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



UNIVERSIDAD NACIONAL
AVENIDA DE
MEXICO

ESCUELA NACIONAL DE ESTUDIOS PROFESIONALES

ARAGÓN
DIRECCION

ENRIQUE GARCIA GUZMAN
PRESENTE.

En contestación a su solicitud de fecha 3 de mayo del año en curso, relativa a la autorización que se le debe conceder para que el señor profesor, Ing. DAVID ESTOPIER BERMUDEZ, pueda dirigirse al trabajo de Tesis denominado "EMISORES OPTICOS PARA MULTIPLEXORES DIGITALES", con fundamento en el punto 6 y siguientes, del Reglamento para Exámenes Profesionales en esta Escuela, y toda vez que la documentación presentada por usted reúne los requisitos que establece el precitado Reglamento; me permito comunicarle que ha sido aprobada su solicitud.

Aprovecho la ocasión para reiterarle mi distinguida consideración.

ATENTAMENTE
"POR MI RAZA HABLARA EL ESPIRITU"
San Juan de Aragón, Mex., 5 de mayo de 1995
EL DIRECTOR

M. de los RÍOS, MERRIFIELD CASTRO

c c p Jefe de la Unidad Académica.
c c p Jefatura de Carrera de Ingeniería Mecánica Eléctrica.
c c p Asesor de Tesis.

CCMC/AIR/lla.



TEMA:

***EMISORES OPTICOS PARA
MULTIPLEXORES DIGITALES.***



Dedico este trabajo de tesis a mis:

PADRES

Sr. Cándido García Brigada.

Sra. Gilda Imelda Guzmán Suárez.

Por que gracias a su cariño, apoyo y confianza
que han depositado en mi, les debo lo que soy.

HERMANOS

Raúl, Martha, Matilde, Gerardo, Abel,
Rodolfo, Maribel, Nancy y Alma por compartir
conmigo los momentos difíciles y alegres que da
la vida en su diaria enseñanza y ser ejemplo a seguir.

AMIGOS

Que me han brindado su amistad a lo largo de mi vida
y ayudado siempre a seguir adelante. En especial a los amigos
de la generación 88-92.

También:

A MI ESCUELA

Por haberme brindado la
oportunidad de pertenecer a ella.

A MI DIRECTOR DE TESIS

Ing. DAVID BERNARDO ESTOPIER BERMUDEZ.

Por su grandiosa ayuda, dedicación y
comprensión para el desarrollo de este trabajo.

A MIS SINODALES

Ing. RAUL BARRON VERA.

Ing. JUAN GASTALDI PEREZ.

Ing. SILVIA VEGA MUYTOY.

Ing. NARCISO ACEVEDO HERNANDEZ.

Por su ayuda tan valiosa en las correcciones
necesarias del trabajo y el apoyo que hubo
durante mi tiempo como estudiante.

A MIS MAESTROS

Por guiarme durante mi recorrido
como estudiante y contribuir con ello
a mi formación como profesionista.

Muy agradecido:

ENRIQUE GARCIA GUZMAN.

CONTENIDO:

INDICE.

OBJETIVO.

JUSTIFICACION.

INTRODUCCION.

CAPITULO I: PCM BASICO (30+2).

CAPITULO II: MULTIPLEXORES DIGITALES.

CAPITULO III: EMISORES OPTICOS.

CAPITULO IV: FIBRAS OPTICAS.

**CAPITULO V: UN SISTEMA DE COMUNICACION TELEFONICA POR
FIBRA OPTICA.**

CONCLUSIONES.

GLOSARIO.

BIBLOGRAFIA.

INDICE:

	Pag.
I- OBJETIVO	
II- JUSTIFICACION.	
III- INTRODUCCION.	
CAPITULO I: PCM BASICO (30+2).	
I.1. Introducción.	1
I.2. Señales analógicas y digitales.	1
I.3. Naturaleza analógica de la voz.	2
I.4. Procesos básicos del PCM.	3
I.5. Muestreo.	3
I.6. Cuantificación.	9
I.7. Codificación.	13
I.8. Transmisión.	18
I.9. Recepción.	20
I.10. Detección de error.	21
CAPITULO II: MULTIPLEXORES DIGITALES.	
II.1. Generalidades de multiplexores digitales.	30
II.1.1. Introducción.	30
II.1.2. Estructuras jerárquicas.	30
II.1.3. Sincronización por justificación positiva.	32
II.1.4. Memorias elásticas.	38
II.1.5. Estructuras de las tramas de alto orden.	42
II.2. Multiplexores digitales.	49
II.2.1. Diagrama a bloques.	49
II.2.2. Funcionamiento.	49

II.2.3. Sentido de Transmisión.	51
II.2.4. Sentido de Recepción.	52
II.2.5. Supervisión y Alarmas.	55
II.2.6 Sincronización de la red.	57
II.2.7. Códigos de línea.	60

CAPITULO III: EMISORES OPTICOS.

III.1. Introducción.	61
III.2. Principios básicos de los semiconductores.	63
III.3. Emisores de luz.	73
III.3.1. Emisores LED.	74
III.3.2. Emisores LD.	85
III.4. Receptores de luz.	88
III.4.1. Fotoreceptor PIN.	91
III.4.2. Fotoreceptor APD.	92
III.5. Código de línea.	99

CAPITULO IV: FIBRAS OPTICAS.

IV.1. Introducción.	101
IV.2. Propagación de la luz.	102
IV.3. Teoría de la fibra óptica.	112
IV.4. Métodos de fabricación de la fibra óptica.	118

CAPITULO V: UN SISTEMA DE COMUNICACION TELEFONICA POR FIBRA OPTICA.

V.1. Introducción.	125
V.2. Configuración básica de un sistema de transmisión por fibra óptica.	126

CONCLUSIONES.

GLOSARIO.

BIBLIOGRAFIA.

OBJETIVO.

La realización del presente trabajo tiene como objetivo servir de material didáctico a todos aquellos estudiantes de ingeniería que se inician en el área de comunicaciones o ingenieros que desarrollan sus actividades en la parte de telefonía.

JUSTIFICACION.

Ya que este trabajo describe todos los elementos que intervienen en el sistema de comunicación telefónica por fibra óptica, como se podrá observar en cada capítulo.

En el capítulo I se describe la primera etapa de este tipo de comunicación, como lo es el proceso de conversión de la señal de voz (señal analógica) en una señal digital. Lo que se conoce como PCM de primer orden.

Para el capítulo II se describe la filosofía de operación básica de los multiplexores digitales incluyendo el proceso de PCM de alto orden, los cuales se ocupan para grandes distancias y grandes capacidades de abonados.

Capítulo III habla sobre la transmisión y recepción de información de voz, por el medio de transmisión que es la fibra óptica, de los elementos que convierten la señal digital a señal de luz y viceversa, así sus características físicas y eléctricas.

El capítulo IV hace un análisis de la teoría de propagación de luz y métodos de fabricación que se hacen para la fibra óptica.

Para el capítulo V se muestra un diseño de un sistema de comunicación telefónica por fibra óptica.

Este trabajo también pretende, con la información presentada, hacer énfasis en la importancia que tiene hoy en día, la transmisión digital y las fibras ópticas en sistemas de transmisión telefónica.

INTRODUCCION:

Hoy en día los equipos de telecomunicaciones, a causa de la gran demanda y rápido crecimiento a la que son sometidos tienen como función principal, la de transmitir de la mejor forma posible (mayor rapidez, seguras, eficientes y costeables), la información requerida; por lo que la transmisión digital de información es una manera más óptima de transmitir, que la de otros medios por vía directa.

Una de las técnicas de transmisión digital, es el sistema PCM (Modulación por Pulsos Codificados), que convierte una señal analógica a digital en la transmisión y viceversa en la recepción. Este sistema permite agrupar canales telefónicos de voz en un solo tren de pulsos digitales con una velocidad de transmisión determinada.

Por eso gracias al avance en la tecnología, la comunicación digital llegó a ser factible, y esto permitió la multiplexación sobre cables de baja frecuencia, por lo que se reemplazaron las bobinas de pupinización por regeneradores para compensar las pérdidas debidas al cable; con esto, se hizo posible la transmisión de señales de voz digitales para largas distancias sin perder la calidad de la señal.

Por el gran aumento de tráfico telefónico, se hizo necesario el aumento en la capacidad del sistema (sistemas de orden superior), así, para el PCM de alto orden, son necesarios cables con características necesarias (cables con bajas pérdidas, y con un mayor ancho de banda, etc.), por eso en la actualidad se están empleando las fibras ópticas, cable coaxial, microondas y satélites, de acuerdo a las necesidades con las que es diseñado el sistema.

Estos sistemas de más alto orden son también conocidos con el nombre de multiplexores digitales, su tarea básica es la de multiplexar 4 señales afluentes ó tributarias de orden superior y viceversa.

Como se menciona con anterioridad, uno de los medios de transmisión que se ocupa actualmente en los multiplexores digitales, son las fibras ópticas, que son una solución a la creciente demanda de canales de comunicación terrestre, tanto para pequeñas, como para grandes distancias, gracias a sus grandes ventajas que tienen en comparación con otros medios de transmisión (pequeñas, ligeras, bajas pérdidas, gran capacidad de transmisión y libres de interferencias).

Por lo que, para utilizar fibra óptica y multiplexores digitales en comunicaciones telefónicas, necesitamos de elementos que conecten estas dos partes físicas y estos son: los emisores ópticos y receptores ópticos (en transmisión y recepción), en cada extremo de la fibra, cuya función es convertir señales eléctricas a señales de luz y viceversa.

CAPITULO I

PCM BASICO

"Un amigo es un hermano que elegimos."

Francisco J. José Draa



I.1. INTRODUCCION:

En 1937 "LTC Laboratorios de París" de la corporación ITT y Alec H. Reeves, concibieron la idea de la **MODULACION POR PULSOS CODIFICADOS (PCM)** en asociación con la transmisión digital. La patente Francesa fue registrada en 1938, aventajando a las patentes Británicas y Americanas en 1939 y 1942 respectivamente; pero no fue sino hasta 1948 en que los estudios hechos en los laboratorios de Bell Telephone demostraron que PCM era un hecho, pero con un gran problema de implantación para poderse realizar.

En 1956 se avanzó a la realización y desarrollo del PCM gracias a las ventajas del transistor, logrando así en 1962 el primer sistema PCM por American Telephon Corporation.

En los años 60's, se introdujeron los sistemas PCM de 24 y 30 canales como una forma completamente nueva de transmitir información por los pares de cable ya existentes entre las diferentes centrales.

Podemos mencionar que el PCM vino a revolucionar las comunicaciones y a dar solución al aumento del tráfico telefónico ya que el par físico sólo transportaba señales telefónicas no moduladas y la capacidad del mismo era menor en comparación al uso del PCM.

Las razones que podemos mencionar, por las cual se transmite en PCM en la actualidad son las siguientes:

- Calidad en la transmisión, que es independiente de la distancia.
- Técnica de multiplexaje por división de tiempo, el cual permite un incremento de canales a través de un par de cables.
- Economía por enlaces.
- Tecnología de punta.
- Combinación con la red digital.
- Integración de servicios. Aparte de voz transmite: Datos, Códigos en información visual, etc..

I.2. SEÑALES ANALOGICAS Y DIGITALES.

Una señal analógica la podemos describir como una función continua del tiempo. Las señales analógicas se presentan cuando una forma de onda física, tal como una onda acústica o luminosa, se convierte en una señal eléctrica. La conversión se hace por medio de un transductor, como por

ejemplo, el micrófono, que convierte las variaciones de presión de sonido en variaciones de voltaje o de corriente y una celda fotoeléctrica, que hace lo mismo con las variaciones de intensidad de la luz.

La señal de voltaje que se muestra en la figura I.1.a) se conoce como una señal analógica. Las características de este tipo de señales se indicaran más a fondo en el punto posterior.

Otra forma de representar a una señal es la de una sucesión de números, cada uno de ellos representando la magnitud de la señal en un instante de tiempo. La señal resultante se denomina señal digital. Como se muestra en la figura I.1.b).

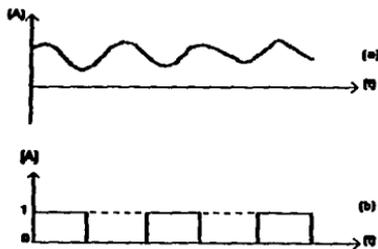


Figura I.1 Representación esquemática de una señal analógica y digital.

I.3. NATURALEZA ANALOGICA DE LA VOZ.

Haciendo referencia a la telefonía, uno de sus principales objetivos, es la transmisión de voz a distancia.

El sonido es producido por una serie de cambios de presión en el aire que circunda al emisor de dicho sonido; la voz es emitida al vibrar las cuerdas y cavidades bucales de una persona modulando con el movimiento de la boca los sonidos, y puede tomar cualquier intensidad y cualquier frecuencia dentro de un rango determinado.

Por lo tanto para que se produzca un sonido deben existir tres elementos:

- a) Fuente sonora (un cuerpo que vibre, ejemplo una cuerda de guitarra).
- b) Medio elástico de transmisión (ejemplo, el aire).
- c) Receptor (ejemplo el oído humano).

Las características del sonido se mencionan a continuación:

- a) Amplitud o intensidad (energía que posee el sonido).
- b) Frecuencia o Tono (depende del número de vibraciones por segundo).
- c) Forma o Timbre (característica que distingue a dos fuentes sonoras distintas de igual intensidad y frecuencia). La diferencia consiste en que un sonido producido por una fuente sonora esta constituido por la suma de varios sonidos, uno llamado fundamental y otro múltiple, sensitivos de la frecuencia fundamental llamadas armónicas. Gráficamente estas características se pueden ver en la figura 1.2).

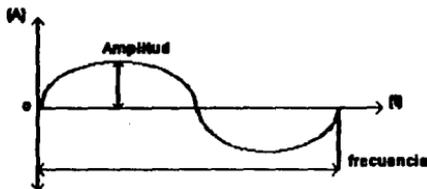


Figura 1.2) Representación gráfica de las características del sonido.

De las características del sonido hay dos que son susceptibles de medir:

- **INTENSIDAD:** La intensidad del sonido o potencia del sonido es su fuerza relativa. La unidad de medida es el decibel (dB).
- **FRECUENCIA:** Es el número de veces o ciclos que se repite una señal por segundo. Se mide en ciclos por segundo (cps) o Hertz (Hz).

I.4. PROCESOS BASICOS DEL PCM.

La Modulación por Pulsos Codificados (PCM), es un método para convertir información analógica de habla a señales digitales, cada una de las cuales esta representada por un tren de pulsos binarios. La conversión se realiza en tres procesos importantes: Muestreo, Cuantificación y Codificación.

I.5. MUESTREO:

Antes de entrar a la etapa de muestreo, mencionaremos que hay una etapa de filtraje la cual describiremos a continuación. En esta parte se filtra la señal analógica a un rango de ancho de banda

predeterminado (canal de voz de 300 a 3400 Hz). Los filtros son del tipo LC (pasivo, que elimina el rizo de la señal) que resulta en baja disipación de potencia y ruido reducido. Para reducir las interferencias de la red de distribución de fuerza se emplea además un filtro de alternacia (filtro activo RC, que elimina la primera armónica de 60 Hz).

Ahora continuamos con el muestreo. Este proceso esta basado en el teorema de muestreo, el cual nos dice que al transmitir una señal de información no es necesario hacerlo con la señal completa, sino que basta con muestras (segmentos) de ella tomadas periódicamente.

Por lo tanto el proceso de elegir los puntos de medición en la curva de conversación analógica se denomina muestreo. Al efectuar este proceso, tomamos el primer paso hacia una representación digital de la señal de conversación por que los instantes de muestreo elegidos nos dan las coordenadas de tiempo de los puntos de medición.

Sin embargo, para cumplir lo anterior, es necesario que la frecuencia con que estén tomadas esas muestras (frecuencia de muestreo) sea, como mínimo, el doble de la frecuencia máxima de la señal. Por ejemplo para el canal telefónico con un ancho aproximado de 0 a 4 KHz, la frecuencia de muestreo es de 8 KHz. La voz tiene una banda base de 200 a 1500 Hz o sea un ancho de banda aproximadamente de 14800 Hz y la frecuencia del sonido que el oído humano percibe varia de 40 a 18000 Hz, se puede decir que la información contenida (o inteligible), esta contenida en la banda de frecuencia (o rango) de 300 a 3400 HZ, siendo el ancho de banda igual a 3100 Hz.

Puede decirse que el proceso de muestreo de una señal es la transformación de ésta en una sucesión de números, f_k , distribuidos temporalmente en instantes bien definidos, t_k , de manera que $f_k = f(t)|_{t=t_k}$. Este proceso se muestra en la figura.1.3.

Normalmente, la diferencia $t_k - t_{k-1}$ es constante y se le llama periodo de muestreo ($t_k - t_{k-1} = T$).

Dos preguntas pueden surgir al presentarse este fenómeno, y estas son:

- Además de las diferencias evidentes, en el dominio del tiempo, entre ambas señales. Como afecta el muestreo a las características de frecuencia de una señal?
- Cual es el valor más grande del periodo de muestreo que garantice la reconstrucción de dicha señal; es decir, la obtención de $f(t)$ a partir de la sucesión $\{f_k\}$?

Estas dos preguntas nos llevan a dar la descripción matemática del proceso de muestreo, lo cual se describe ahora mismo.

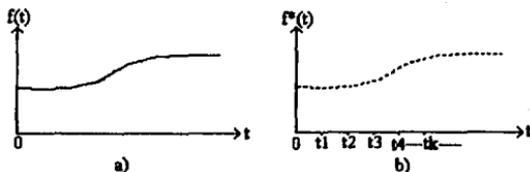


Figura 1.3. Proceso de muestreo a) Señal analógica. B) señal muestreada.

Considérese una señal analógica $f(t)$, presente en la entrada de un convertidor analógico-digital. La función de este convertidor es de proporcionar en su salida un número que es proporcional a la amplitud de la señal $f(t)$ en el instante de conversión.

El proceso de muestreo puede entonces traducirse como una modulación de la señal $f(t)$ por una función periódica. Dicha función periódica consiste en un tren de pulsos $p_T(t)$ (figura 1.4) de amplitud h y duración ϵ . El resultado es una señal muestreada, $f^*(t)$, dada por la expresión:

$$f^*(t) = f(t) P_T(t) \dots \dots \dots 1.1)$$

La señal de muestreo, $p_T(t)$, puede expresarse por medio de su serie de Fourier:

$$p_T(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} C_k e^{jk\omega_0 t} \dots \dots \dots 1.2)$$

La señal muestreada, $f(t)^*$, queda entonces como sigue:

$$f(t)^* = f(t) \sum_{k=-\infty}^{\infty} C_k e^{jk\omega_0 t} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} f(t) C_k e^{jk\omega_0 t} \dots \dots \dots 1.3)$$

La transformada de Fourier de (1.3) es:

$$F\{f^*(t)\} = F^*(W) = F\left\{\sum_{k=-\infty}^{\infty} f(t) C_k e^{jk\omega_0 t}\right\} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} C_k F\{f(t) e^{jk\omega_0 t}\} \dots \dots \dots 1.4)$$

Considerando el teorema de corrimiento, (1.4) puede escribirse como sigue:

$$F^*(W) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} C_k F(W - k\omega_0) \dots \dots \dots 1.5)$$

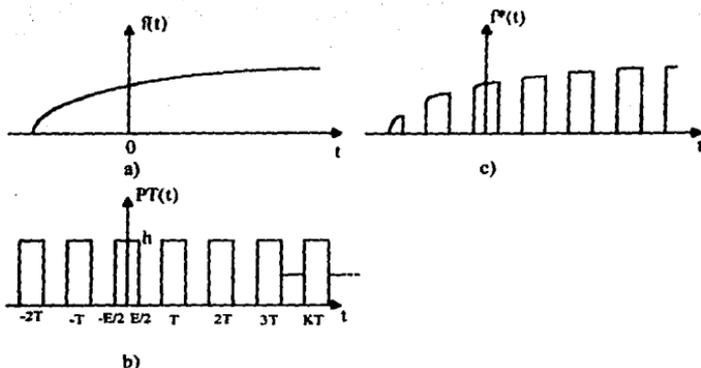


Figura 1.4. Proceso de muestreo a) Señal a muestrear b) Señal de muestreo c) Señal muestreada

El espectro en frecuencia de una señal $f(t)$ muestreada por una señal periódica $p_T(t)$ es la suma de los espectros de la señal $f(t)$ centrados en $\omega = k\omega_0$ y ponderados por el coeficiente C_k . Si $f(t)$ tiene un espectro en (magnitud) como el mostrado en la figura 1.5a, $f^*(t)$ tendrá un espectro que es la suma de los espectros mostrados en la figura 1.5b.

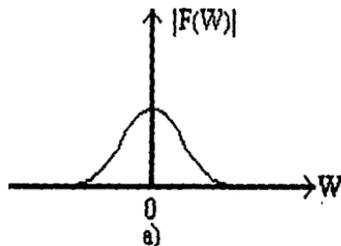


Figura 1.5a. Espectro de la señal $f(t)$.

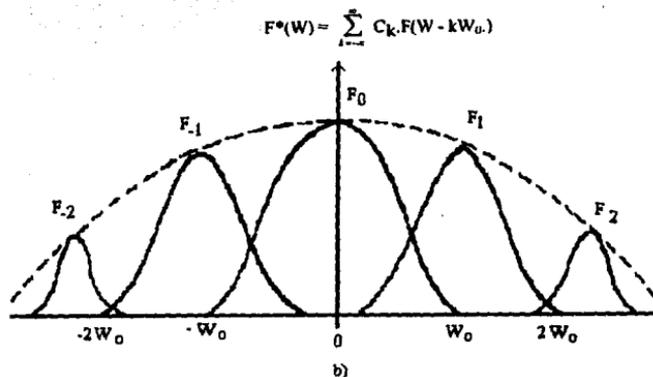


Figura 1.5b. Espectro de la señal $f(t)$ muestreada.

Es evidente que la señal muestreada, $f^*(t)$, contiene toda la información necesaria para reconstruir la señal original, $f(t)$. Sin embargo, la recuperación fiel del espectro $F(W)$ solo es posible si se cumplen las tres condiciones siguientes:

- i) Que la señal $f(t)$ tenga un espectro limitado en frecuencia.
- ii) Que el periodo de muestreo, $T = 2\pi/W_0$, sea lo suficientemente pequeño para que los diferentes espectros $F_k(W)$ (figura 1.5) estén colocados a una distancia suficiente para que no se traslapen.
- iii) Que exista un filtro con el cual pueda recuperarse la señal $f(t)$.

Las dos primeras condiciones constituyen lo que se conoce como teorema de Shannon.

Sea una señal $f(t)$ cuyo espectro en frecuencia está limitado a W_{\max} . Entonces, $f(t)$ podrá ser reconstruida por filtraje lineal si la frecuencia de muestreo es al menos el doble de W_{\max} .

En efecto, sea $f(t)$ una señal cuyo espectro en frecuencia (magnitud) se muestra en la figura 1.6.

Cuando $W_0 \geq 2W_{\max}$ es posible, en el caso ideal, recuperar la señal $f(t)$ a partir de la señal muestreada, $f^*(t)$, por medio de un filtro con las características mostradas en la figura 1.7. Sin embargo, si $W_0 < 2W_{\max}$, los diferentes espectros se traslaparían y la señal obtenida estaría deformada con respecto a la señal original.

En la realidad, nunca se tienen espectros de banda limitada ni filtros con las características ideales mostradas en la figura 1.7, como se vera más adelante, por lo que siempre existirá una distorsión de la señal original muestreada.

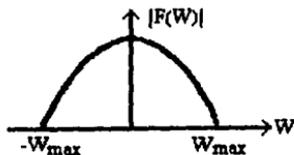


Figura 1.6. Señal con espectro en frecuencia (magnitud).

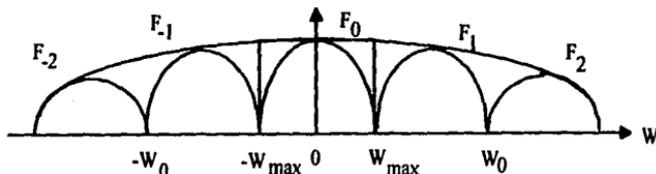


Figura 1.7. Señal recuperada a partir de la señal de muestreo.

A menudo se dice que la señal muestreada está modulada por amplitud de pulsos por que consiste en un tren de pulsos, cuyas amplitudes han sido moduladas por la señal original. La modulación por amplitud de pulsos (**PAM**), es un método de modulación de pulsos analógicos porque las amplitudes de los pulsos pueden variar de manera continua de acuerdo con las variaciones de la señal original.

La relativa simplicidad de los sistemas PAM los hace atractivos para algunas aplicaciones telefónicas. No obstante, la PAM no es adecuada para la transmisión en distancias largas a causa de la dificultad de la regeneración de los pulsos con suficiente exactitud, lo cual es importante por que los pulsos PAM contienen la información en la forma de pulso. Figura 1.8).

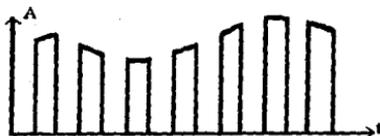


Figura 1.8) Muestras PAM.

1.6. CUANTIFICACION:

En la etapa de muestreo se ha visto que se convierte una señal continua en una señal discreta en tiempo, pero para poder transmitir señales en forma digital es necesario que también esas señales sean discretas en amplitud.

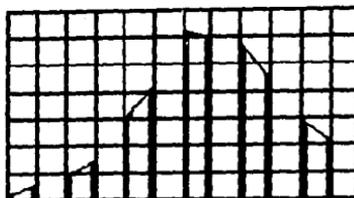
Al proceso de comparar el valor de las muestras resultantes con un número finito de valores contenidos en una escala de referencia asignando el valor correspondiente a dicho muestreo se le denomina cuantificación.

Como se puede observar en la figura 1.9.a), las muestras obtenidas siguen teniendo la amplitud aleatoria de la señal analógica. El siguiente paso del proceso consiste en convertir estas variadas amplitudes a un número determinado (valores discretos). Para ello, comparamos las amplitudes con un número determinado de niveles de cuantificación aproximadamente al nivel más cercano, con lo que reducimos el número de valores de amplitud a uno igual al total de niveles de cuantificación empleados. (por ejemplo, en la figura 1.9.b) se usan 8 niveles).

Al efectuar este proceso existen ciertas pérdidas de información representada por la diferencia existente entre la amplitud de la muestra y la amplitud del nivel de decisión que se le asigna. A este fenómeno se le llama ruido o distorsión de cuantificación.

Es importante conocer la relación señal a ruido de cuantificación (SQR) para poder determinar en donde existe una mayor tolerancia al ruido, para obtener esta relación se debe dividir el voltaje de la amplitud seleccionada entre el ruido de cuantificación, ya que el ruido de cuantificación es la mitad del voltaje del bit menos significativo, se obtiene la expresión mostrada en la ecuación siguiente:

$$SQR = \text{Voltaje} / \text{ruido de cuantificación} = V / (V_{\text{bit}} / 2).$$



a) Señal analógica muestreada.



b) Muestras cuantificadas.

Figura 1.9) Niveles de cuantificación.

De la ecuación anterior, se observa que a mayor amplitud mejora la relación señal a ruido de cuantificación. Generalmente el ruido de cuantificación originado por la digitalización de una muestra analógica se expresa como: La relación de la potencia promedio de la señal a la potencia promedio de ruido.

Considerando que en la voz humana son más frecuentes las señales de amplitudes bajas el ruido no es lineal, sino que es mayor para amplitudes pequeñas de las muestras y despreciable para las más grandes. Esto ocasiona que la relación señal a ruido de cuantificación no sea pareja para las diferentes amplitudes de la señal. Por ello, es necesario aplicar una cuantificación no lineal, lo que quiere decir que a las amplitudes pequeñas se les aplica niveles de cuantificación menos amplios y según aumenta la amplitud de la señal de los niveles lo hace proporcionalmente.

Esto puede efectuarse de dos maneras, o comprimiendo el rango dinámico de la señal antes de la cuantificación y expandiéndolo nuevamente en el lado de la recepción. Podemos definir este rango

dinámico como una relación entre la mayor y menor magnitud de voltaje que puede ser codificada, la cual se expresa de la siguiente forma:

$$\text{Rango dinámico } V_{\max} / V_{\min}$$

Donde el valor mínimo de voltaje que se puede tomar es el valor de resolución.

$$\text{Rango dinámico } V_{\max} / \text{Resolución}$$

Como se puede observar de la ecuación anterior a medida que se disminuye el valor de la resolución, el rango dinámico se hace más eficiente, comúnmente se expresa en decibeles.

$$\text{Rango dinámico (dB)} = 20 \log (V_{\max} / V_{\min})$$

Para poder determinar el código PCM a utilizar con un rango dinámico dado, se aplica la ecuación:

$$RD = 2^N - 1$$

Donde:

RD= Valor absoluto del rango dinámico.

N= Número de bits a utilizar en un código PCM.

O también podemos utilizar intervalos de cuantificación crecientes con la amplitud. Este proceso a menudo se denomina compansión, (comprensión y expansión). Los sistemas PCM modernos usan el último método de compansión. Con una ley aproximadamente logarítmica que gobierna el aumento en el tamaño de intervalo de cuantificación, es posible obtener una relación aproximadamente constante de señal a distorsión de cuantificación en una amplia gama de volúmenes de conversación, empleando a la vez mucho menos niveles que los que se requerirán con intervalos de cuantificación uniforme. Para PCM en telefonía, el CCITT ha recomendado dos leyes, que son conocidas comúnmente como la ley A y la ley μ .

En la figura 1.10) se observa la curva de la ley de codificación A. Esta curva está dividida en 13 segmentos, a lo que debe su nombre. En la mitad inferior de ella caen las muestras con polaridad negativa y en la superior las positivas.

Cada segmento contiene 16 niveles de cuantificación, excepto el 7, que contiene 64 (como puede observarse, en realidad son cuatro segmentos en uno). Sumando los niveles de todos los segmentos obtenemos el número 256 que es el número de niveles de cuantificación empleados por la ley A.

Otro punto importante del cual podemos hacer referencia es sobre la capacidad del canal o velocidad de transmisión.

Así como hemos descrito con anterioridad sobre la velocidad de muestreo que nos da el teorema de Shannon, también describiremos lo que se conoce como, "Capacidad de transmisión" o "Capacidad de Shannon". Del cual se hace mención a continuación.

La relación para la capacidad, en bits/s, de un sistema PCM con una potencia de salida S que transmite señales digitales por un canal de ancho de banda B y que introduce ruido gaussiano aditivo es: La capacidad de canal, que en este caso representa la velocidad de transmisión de bits posible para una probabilidad de error prescrita. Shannon fue capaz de demostrar que, mediante apropiadas codificaciones de una secuencia binaria de un mensaje antes de ser transmitido, debe poderse alcanzar una velocidad de error lo más baja posible, siempre que la capacidad del canal C no se excediera. La expresión de la capacidad para este caso de ruido blanco de banda limitada fue descrita por Shannon de esta forma:

$$C = W \log_2 (1 + S/N) \quad \text{Bits/s.}$$

Donde S es la potencia promedio de la señal y $N = n_0 W$ la potencia promedio de ruido. (S/N es, pues, la relación señal a ruido en el receptor).

Entonces, con tal que no se intente transmitir más de C bits/s por este canal, debe esperarse obtenerse una velocidad de error tolerable. Específicamente, si la velocidad de transmisión binaria es R bits/s (el intervalo binario es entonces de $1/R$ segundos), y si $R < C$, puede demostrarse que la probabilidad de error está limitada por:

$$P_e \leq 2^{-E(C,R)T} \quad R < C$$

donde $E(C,R)$ es una función positiva, tal como se muestra en la siguiente figura. A medida que la transmisión R tiende a C la probabilidad de error $\rightarrow 1$. Esto es evidente conforme a la ecuación anterior y la figura.

El parámetro T que aparece en la ecuación indica el tiempo que se requiere para transmitir la señal codificada. Con la velocidad de transmisión binaria R y la capacidad del canal C fijas, la probabilidad de error puede reducirse incrementando T.

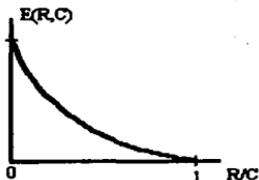


Figura. Exponente de error de Shannon.

1.7. CODIFICACION:

Las muestras cuantificadas todavía no son apropiadas para la transmisión, porque sería difícil construir circuitos regeneradores capaces de distinguir entre la gran cantidad de amplitudes de las muestras, usualmente 256, que necesitamos para las señales de conversación.

Sin embargo, hay gran flexibilidad en la codificación de estas amplitudes en formas eléctricas adecuadas para la transmisión. En general, la muestra cuantificada puede codificarse en dos o más pulsos con menores niveles de amplitud por pulso. Un grupo de n pulsos, cada uno con b niveles de amplitud discreta posibles, puede representar b^n niveles de muestras cuantificadas.

Como sabemos, los pulsos con dos niveles, es decir, los pulsos binarios, son atractivos para la transmisión porque son fáciles de regenerar en la línea de transmisión. No es difícil construir circuitos regeneradores capaces de determinar si un pulso está presente o no.

Los sistemas prácticos actuales usan la codificación binaria de las muestras de conversación cuantificadas. Véase en la figura 1.11), como la telefonía usa 256 niveles de cuantificación, cada muestra se codificará en un grupo de código, o palabra PCM, consistente en 8 pulsos binarios (8 bits).

Como la velocidad de muestreo usada es de 8000 muestras/segundo, una señal de conversación modulada por pulsos codificados generará una señal digital de 64 Kb/s.

Para ello, cada uno de los 256 niveles de cuantificación tiene asignado un número binario de 8 dígitos (bits), el cual lo identifica. Por ejemplo (fig. 1.10), el número:

$$X = 11010111$$

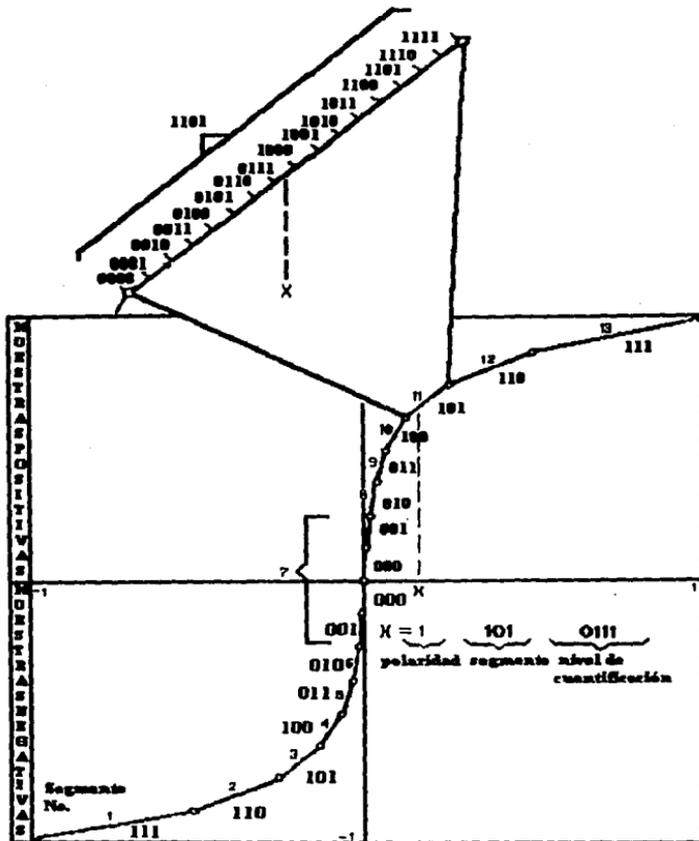


Figura I.10) Ley de codificación A.

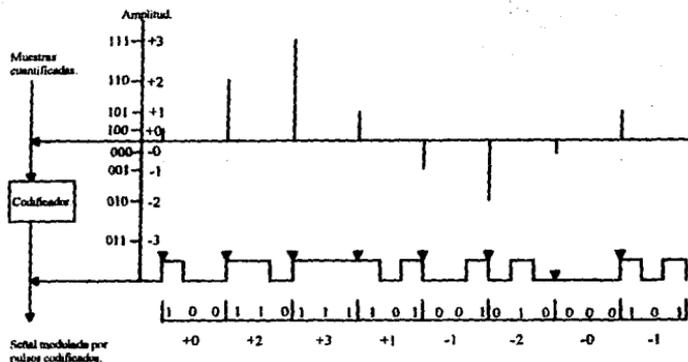


Figura 1.11) Codificación de muestras cuantificadas con 8 niveles de cuantificación.

(3 dígitos binarios palabra de código).

El primer dígito, de izquierda a derecha, nos indica la polaridad de la muestra, de acuerdo a la igualdad:

Polaridad + = 1

Polaridad - = 0

Así el número 1 del ejemplo nos indica que la muestra tiene polaridad positiva y por lo tanto, cae en uno de los segmentos de la mitad superior de la curva.

Los siguientes tres dígitos indican en cual de los segmentos de la mitad correspondiente de la curva está ubicada la muestra. En nuestro ejemplo vemos en la fig. 1.10 que a los dígitos 101 les corresponde el segmento 11.

Los últimos cuatro dígitos nos dicen a cual de los 16 niveles de cuantificación del segmento 11 nos referimos. como se ve en la ampliación de este en la fig. 1.10), los bits 0111 corresponde al octavo nivel de cuantificación de este segmento, o sea el 384 desde la parte interior de la curva.

En otras palabras, a una muestra positiva con amplitud correspondiente al nivel de cuantificación 384 le corresponde el número de código de 8 bits 11010111.

INTERVALOS DE CUANTIFICACION	TENSION	SEGMENTO	SEGMENTO BINARIO	TAMAÑO DEL ESCALON
0 - 16	0 - 16 mV	7	000	1 mV
16 - 32	16 - 32 mV	7	001	1 mV
32 - 48	32 - 64 mV	6 Y 8	010	2 mV
48 - 64	64 - 128 mV	5 Y 9	011	4 mV
64 - 80	128 - 256 mV	4 Y 10	100	8 mV
80 - 96	256 - 512 mV	3 Y 11	101	16 mV
96 - 112	512 - 1024 mV	2 Y 12	110	32 mV
112 - 128	1024 - 2048 mV	1 Y 13	111	64 mV

TRAMA Y MULTITRAMA:

Ya hemos visto como una muestra individual de un canal telefónico es convertida a un número de código de 8 bits, el cual indica su polaridad y amplitud. Sin embargo, recordemos que estamos muestreando 30 canales simultáneamente y cada muestra tiene su número de 8 bits.

También sabemos que trama es el intervalo existente entre dos muestras de un mismo canal y en ella se intercalan las de los otros canales del sistema, o sea, corresponde a una vuelta del muestreador por todos los canales.

Cada número de 8 bits ocupa un espacio de tiempo y cada trama tiene 32 espacios de tiempo (fig. 1.12), de los cuales 30 corresponden a los canales muestreados y los dos restantes (0 y 16) se usan: el primero para alineamiento de trama y el segundo para señalización y alineamiento de multitrama.

Diciséis tramas consecutivas forman una multitrama, con duración de 2 ms.

ALINEAMIENTO DE TRAMA Y ALARMA.

En el PCM, es esencial una coordinación perfecta entre el lado transmisor y el receptor, esto es, que el canal 1 salido a la transmisión sea interpretado correctamente como canal 1 en la recepción.

Para ello, se usa un par de palabras de alineamiento de trama de 8 bits, ubicadas alternativamente en el espacio de tiempo 0 de cada trama. Estas palabras se estructuran de la siguiente manera:

X 0 0 1 1 0 1 1

Y

X 1 0 X X X X X

Donde: X = Dígitos no específicos dependientes de las características del equipo. Se ponen en 1 cuando no son usados.

0 = Dígito normalmente cero pero que se vuelve 1 cuando hay una alarma de pérdida de alineamiento de trama.

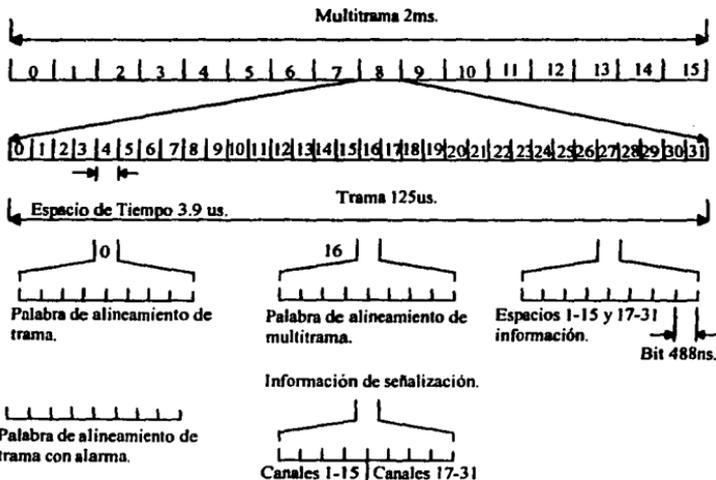


Figura 1.12) Estructura de trama y multitrama para sistemas PCM de 30 canales.

ALINEAMIENTO DE MULTITRAMA Y SEÑALIZACION.

Al igual que en el caso de tramas, se requiere de un control para mantener la sincronización Transmisor - Receptor de multitrama. Esto se hace mediante un número de 8 bits transmitido en la primer trama de cada multitrama, el cual tiene la estructura:

0 0 0 X Y X X

Donde: X: Bit de reserva, se pone a 1 si no se utiliza.

Y: Bit utilizado para indicación de alarma al extremo distante. En condición de funcionamiento normal se pone a 0; en condición de alarma se pone a 1.

En las 15 tramas restantes de la multitrama, el espacio 16 se usa para transmitir la señalización de los canales. Como ésta solo ocupa 4 de los 8 dígitos del número, se transmite la señalización de dos canales de cada trama. Así la segunda trama de la multitrama lleva los canales 1 y 17, la tercera los 2 y 18, y así respectivamente hasta la última que lleva los 15 y 31.

I.8. TRANSMISION:

CODIGOS DE LINEA:

Una vez efectuados los procesos de muestreo, cuantificación y codificación, obtenemos una señal formada por una serie de pulsos binarios unipolares. (Binarios porque pueden tener solo dos valores 0 o 1, y unipolares porque solo tienen una polaridad).

Estos pulsos pueden ser de dos tipos:

NRZ: No retorno a cero (fig. I.13.a.)

RZ: Retorno a cero (fig. I.13.b.)

En el primero, el bit o pulso ocupa todo el espacio de tiempo, por lo que si hay dos unos seguidos, los pulsos se unen. El RZ ocupa solo la mitad del espacio de tiempo, descendiendo al valor cero a la mitad de este, lo que da mayor protección contra la interferencia entre símbolos.

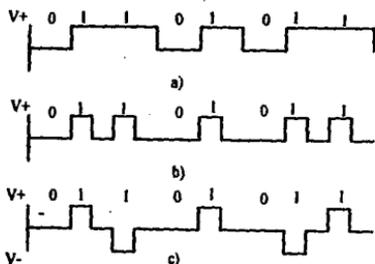


Figura I.13) Tipos de pulsos binarios.

La señal RZ o NRZ, debido a su unipolaridad, posee un alto contenido de corriente directa, la cual no puede pasar a través de los transformadores existentes en el equipo de línea.

Para remediar esto, la señal es convertida a un código de línea. El más sencillo es el AMI (inversión de marcas alternadas (fig. I.13.c.)), este código consiste únicamente en invertir la polaridad de las marcas o pulsos uno con respecto al anterior, o sea alternadamente. Al hacer esto, la señal se vuelve bipolar y se elimina la corriente continua de la señal.

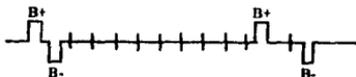
Sin embargo, el código AMI tiene una gran desventaja, y es que en las secuencias largas de ceros, no hay inversión de polaridad, lo que ocasiona que no se pueda extraer la señal de temporización en los regeneradores.

Para superar esta situación se idearon otros códigos que contuvieran mayor bipolaridad. El más usual es el código HDB3 (Alta densidad bipolar).

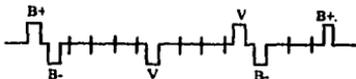
En este código no se permiten más de 3 ceros consecutivos; esto es, cada vez que se presenta una secuencia prolongada de ceros, esta se divide en grupos de cuatro, y el cuarto cero se substituye por un pulso de violación (V). Además, para lograr mayor bipolaridad si el pulso siguiente al de violación es otro cero se substituye por un pulso bipolar extra. Esto se ejemplifica en la figura I.14).

Regeneración: Una vez convertida a código de línea, la señal se transmite a la línea o cable de transmisión. Durante el tránsito a través de este, la señal se distorsiona gradualmente, pudiendo haber error en la interpretación de los bits en la recepción. Debido a lo anterior, se colocan tanto en la línea como en la terminal receptora equipos regeneradores cada determinada distancia, los cuales tienen la misión de substituir a los pulsos distorsionados por otros nuevos.

Tenemos la siguiente señal AMI.



Para convertirla a HDB3, cada cuarto cero consecutivo se substituye por un pulso de violación con la misma polaridad que el pulso bipolar inmediatamente anterior.



Cuando el pulso siguiente al de violación es cero, se añade un pulso bipolar adicional con polaridad contraria al inmediato anterior.

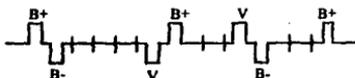


Figura 1.14) Construcción de una señal HDB-3.

Esto se hace en tres etapas: Igualación, sincronización y regeneración (Fig. 1.15).

La primera etapa se desarrolla en un ecualizador/amplificador, el cual compensa la atenuación de la línea y eleva el nivel de los pulsos para hacer más fácil su identificación.

Para la sincronización, se extrae de la señal recibida un tren de pulsos de sincronía, el cual tiene la misma velocidad numérica de la señal.

Como esta extracción se efectúa mediante un circuito resonante, el cual es excitado por las variaciones de la señal, cuando existen secuencias prolongadas de ceros en el código AMI no hay dichas variaciones y se pierde la sincronía.

Los circuitos de decisión comparan la señal de llegada con un nivel de decisión, cuando la señal sobrepasa, se considera un pulso 1 y se manda una orden al circuito regenerador, el cual genera un pulso de las características deseadas. Cuando la señal es menor que el nivel de decisión, se considera un pulso cero, y el regenerador deja pasar el espacio correspondiente. Como puede observarse en la figura 1.15), existen dos regeneradores, uno para pulsos positivos y otro para negativos, los cuales se alternan, asegurando así la bipolaridad.

1.9. RECEPCION:

En la recepción se efectúa el proceso inverso al de transmisión, convirtiéndose la señal PCM a la analógica correspondiente a cada canal, mediante tres pasos: regeneración, decodificación y demodulación.

La regeneración tiene la misma función y procedimiento que la efectuada en la línea de transmisión (códigos de línea).

Antes de decodificarse, la señal bipolar de código de línea es convertida a unipolar (NRZ o RZ); después esta es trasladada del código de 8 bits a las muestras de la señal analógica, las cuales se integran mediante filtros de paso bajo y dan la señal analógica original.

Desde luego, el demodulador del receptor debe estar perfectamente sincronizado con el muestreador del transmisor, para que la señal de cada canal sea recuperada fielmente, lo cual se logra mediante la sincronía de trama y multitrama ya descrita con anterioridad.

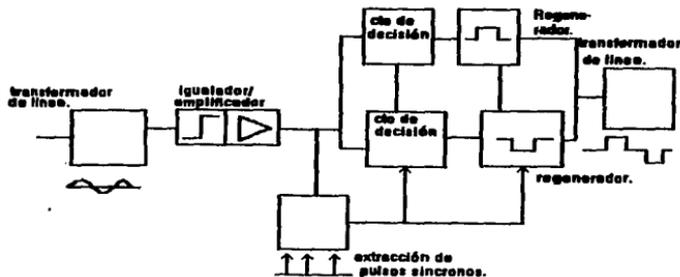


Figura I.15) Diagrama a bloques simplificado de un regenerador.

I.10. DETECCION DE ERROR.(VRC):

En un sistema de transmisión podemos señalar que los datos transmitidos están sujetos a errores debido a las siguientes condiciones:

- Atenuación.
- Distorsión de atenuación.
- Ruido.
- Colisiones.

Para nuestro sistema de transmisión digital PCM tenemos una forma de detectar estos errores en la transmisión de información. Uno de los más comunes y potentes códigos para realizar este proceso, es el CRC, el cual es usado para X.25 (Nivel 2), SS7 (Nivel de enlace) y LAPD.

Tal vez el CRC sea el esquema más confiable para la detección de error. Con el CRC aproximadamente el 99.95% de todos los errores transmitidos es detectado. Este es utilizado generalmente con códigos de 8 bits o 7 bits cuando no se usa la paridad.

A continuación describiremos parte de la recomendación G.704 de la norma de C.C.I.T.T. que hace mención sobre la sincronía de trama y habla sobre el procedimiento VRC-4.

Como mencionamos con anterioridad sobre la longitud de trama es que ésta, está formada por 256 bits, numerados del 1 al 256. La frecuencia de repetición de trama es de 8000 Hz..

Sobre la asignación de los bits de la trama numerados del 1 al 8, en el espacio T_{s_0} se indica en el cuadro la-VRC-4.

Descripción del procedimiento VRC-4 mediante el bit 1 de la trama.

Uso especial del bit 1 de la trama.

Cuando es preciso suministrar protección contra la simulación de la señal de alineación de trama y/o cuando es preciso contar una capacidad mejorada de monitorización de errores, se utilizará el procedimiento de verificación por redundancia cíclica-4 (VRC-4), como se especifica a continuación.

NOTA - En el diseño del equipo capaz de aplicar el procedimiento VCR-4 debe preverse la posibilidad de interfuncionamiento con equipos que no permitan aplicar la VCR, pudiéndose determinar esta opción en una norma manual (por ejemplo, mediante puentes). En tal caso de interfuncionamiento, el bit 1 de la trama debe ponerse a 1 en ambos sentidos de transmisión (véase la nota 1 del cuadro 1b-VRC).

Asignación de los bits de la trama numerados del 1 al 8 (Cuadro la-VRC-4)

Número del bit	1	2	3	4	5	6	7	8
Tramas alternadas								
Trama que contiene la señal de alineación de trama	Si	0	0	1	1	0	1	1
	Nota 1	Señal	de	alineación	de	trama		
Trama que no contiene la señal de alineación de trama	Si	1	A	Sa ₄	Sa ₅	Sa ₆	Sa ₇	Sa ₈
	Nota 1	Nota 2	Nota 3			Nota 4		

Nota 1.- Si: Bits reservados para uso internacional.

Nota 2.- Este bit se pone a 1 para evitar simulaciones de la señal de alineación de trama.

Nota 3.- A: Indicación de alarma distante. En funcionamiento normal, puesto a 0; en condición de alarma, puesto a 1.

Nota 4.- Sa₄ a Sa₈: Bits adicionales de reserva que pueden utilizarse como sigue:

- i) Los bits Sa₄ a Sa₈ pueden ser recomendados por el CCITT para uso en aplicaciones punto a punto específicas (por ejemplo, los equipos transcodificadores a la Recomendación).
- ii) El bit Sa₄ puede ser recomendado por el CCITT como un enlace de datos basado en mensajes para la trama y termina donde se separa la trama.
- iii) Los bits Sa₅ a Sa₈ son para uso nacional cuando no se les necesita para aplicaciones punto a punto específicas (véase el inciso i) anterior).

Los bits Sa₄ a Sa₈ (cuando no se utilizan) deben ponerse a 1 en enlaces que atraviesan fronteras internacionales.

La asignación de los bits 1 a 8 de la trama se indica en el cuadro 1b-VRC-4 para el caso de una multitrama VCR-4 completa.

Cada multitrama VCR-4, compuesta de 16 tramas numeradas de 0 a 15, se divide en dos submultitramas (SMT) de 8 tramas, denominadas SMT I y SMT II, lo que indica su orden respectivo de aparición dentro de la estructura de multitrama VCR-4. La SMT constituye el tamaño del bloque de verificación por redundancia cíclica 4 (VCR-4) (o sea, 2048 bits).

La estructura de multitrama VCR-4 no está relacionada con el uso posible de una estructura de multitrama en el intervalo de tiempo de canal 16 a 64 kbits/s.

Uso del bit 1 en la multitrama VCR-4 a 2048 kbit/s.

En las tramas que contienen la señal de alineación de trama (definida en el cuadro 1a-VRC-4), el bit 1 se utiliza para transmitir los bits VCR-4. En cada SMT hay cuatro bits VCR-4, denominados C₁, C₂, C₃ y C₄.

El bit 1 se utiliza para transmitir la señal de alineación de multitrama VCR-4, y los bits (E) de indicación de error VCR-4.

La señal de alineación de multitrama VCR-4 es de la forma 001011.

Los bits E pueden utilizarse para indicar submultitramas con errores recibidas pasando ese estado binario de un bit E de 1 a 0 para cada submultitrama con errores. Todo retardo en la detección

de una submultitrama con errores y la fijación del bit E que indica el estado de error debe ser a un segundo.

Estructura de multitrama VRC (Cuadro 1b VRC).

	Submultitrama (SMT)	Número de trama	Bits 1 a 8 de la trama							
			1	2	3	4	5	6	7	8
		0	C1	0	0	1	1	0	1	1
		1	0	1	A	S ₄	S ₅	S ₆	S ₇	S ₈
		2	C2	0	0	1	1	0	1	1
M		3	0	1	A	S ₄	S ₅	S ₆	S ₇	S ₈
U	I	4	C3	0	0	1	1	0	1	1
L		5	1	1	A	S ₄	S ₅	S ₆	S ₇	S ₈
T		6	C4	0	0	1	1	0	1	1
I		7	0	1	A	S ₄	S ₅	S ₆	S ₇	S ₈
T		8	C1	0	0	1	1	0	1	1
R		9	1	1	A	S ₄	S ₅	S ₆	S ₇	S ₈
A		10	C2	0	0	1	1	0	1	1
M		11	1	1	A	S ₄	S ₅	S ₆	S ₇	S ₈
A	II	12	C3	0	0	1	1	0	1	1
		13	E	1	A	S ₄	S ₅	S ₆	S ₇	S ₈
		14	C4	0	0	1	1	0	1	1
		15	E	1	A	S ₄	S ₅	S ₆	S ₇	S ₈

NOTA 1 - E = bits de indicación de error VCR-4 (véase el uso del bit 1 en la multitrama VRC-4 a 2048 Kb/s).

NOTA 2 - S₄ a S₈ = bits de reserva (véase la nota 4 al cuadro 1a-VRC-4).

NOTA 3 - C₁ a C₄ = bits de verificación por redundancia cíclica-4.

NOTA 4 - A = indicación de alarma distante (véase el cuadro 1a-VRC-4).

En las tramas que no contienen la señal de alineación de trama (véase el cuadro 1a-VRC-4), el bit 1 se utiliza para transmitir la señal de alineación de multitrama VRC-4, y los bits (E) de identificación de error VCR-4.

NOTA 1 - Los bits E se tomarán en cuenta incluso si se halla que la submultitrama que los contiene, tiene errores, puesto que hay poca probabilidad de que los bits E tengan errores.

NOTA 2 - A corto plazo, puede haber, en algunos países, equipos que no utilizan los bits E; en este caso, los bits E se ponen a UNO binario.

Verificación por redundancia cíclica.**Proceso de multiplicación/división.**

Una palabra VCR-4 específica, situada por ejemplo en la submultitrama N, es el resto que queda después de multiplicar el polinomio correspondiente a la submultitrama N - 1 por x^4 y de dividir el resultado (en módulo 2) por el polinomio generador $x^4 + x + 1$.

Nota - Al representar el contenido del bloque de verificación en forma de polinomio, el primer bit del bloque, o sea, el bit 1 en la trama cero o el bit 1 en la trama 8, debe ser considerado como el bit más significativo. De manera similar, se define C_1 como el bit más significativo del resto y C_4 como el bit menos significativo del resto.

Procedimiento de codificación.

- i) Los bits VCR-4 de la SMT se sustituyen por CEROS binarios.
- ii) La SMT se somete al proceso de multiplicación/división.
- iii) Se almacena el resto del proceso de multiplicación/división, que queda listo para ser introducido en las posiciones de bit VCR-4 respectivas de la SMT siguiente.

Nota - Los bits VCR-4 generados de esta manera no influyen en el resultado del proceso de multiplicación/división aplicado en la SMT siguiente porque, tal como se indica en el apartado i), las posiciones de bit VCR-4 en una SMT se ponen inicialmente a cero en el proceso de multiplicación/división.

Procedimiento de decodificación.

- i) Una SMT recibida se somete al proceso de multiplicación/división a que se hace referencia, después de extraerle los bits VCR-4 y reemplazarlos por ceros.
- ii) Se almacena el resto de la división, y a continuación se compara bit por bit con los bits VCR recibidos en la SMT siguiente.
- iii) Si el resto calculado por el decodificador corresponde exactamente a los bits VCR-4 recibidos en la SMT siguiente, se supone que la SMT verificada no contiene errores.

El polinomio generador CRC16.

Un CRC se calcula dividiendo el valor numérico total del bloque de datos por una constante, llamada polinomio generador. El cociente se desecha, y el resto se añade al bloque y se transmite junto a los datos.

Los CRC suelen calcularse utilizando varias secciones de registros de desplazamiento realimentados, con funciones lógicas XOR (o-exclusiva) colocadas entre cada sección y al final. En la figura 1.16 se contempla una disposición típica, que realiza el CRC del HDLC (Control de Enlace de Datos de Alto Nivel) de CCITT/ISO, denominado CCITT-CRC. Los círculos con "+" en el centro representan elementos XOR. Para $B=0$ o $B=1$, Las dos reglas de XOR son:

1. $B \text{ XOR } B = 0$
2. $B \text{ XOR } 0 = B$

El circuito de registros de desplazamiento se inicializa a todo "unos" al empezar a calcular el CRC de un mensaje. A medida que cada uno de los bits de caracteres transmitidos se envía por el medio de transmisión, también se aplica el punto A de la figura 1.16, tras lo cual todo el registro se desplaza un solo bit. Como los bits se transmiten y desplazan, cada bit que se presenta en A también afecta al estado de los otros elementos XOR, y este efecto se propaga en todo el registro durante varios tiempos de bits posteriores a la aparición del bit. Así, cualquier bit continua afectando a los datos transmitidos durante un tiempo considerable tras el envío del bit. Cuando se ha enviado el último bit de datos, los bits del registro de desplazamiento CRC se complementan y se transmiten.

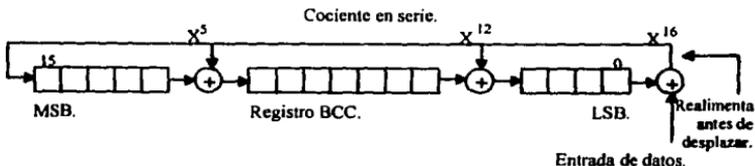


Figura 1.16. Realización del CRC-CCITT con registros de desplazamiento.

En el receptor se realiza el mismo proceso, y cuando se detecta el final del mensaje con el CRC incluido, se compara el CRC únicamente con el valor 0001101000011111. Si coinciden, todo va bien, y el registro CRC se inicializa a todo "unos" en espera del siguiente mensaje. Si no es este valor especial

el que se encuentra, se comunica al programa que se ha producido un error de transmisión y se envía un reconocimiento negativo al emisor.

El procedimiento CRC tiene la ventaja de que el estado actual del registro de desplazamiento es el resultado de estados anteriores. Es por ello improbable que una secuencia de errores, como ocurre normalmente en transmisión de datos en serie, produzca en el receptor un CRC calculado igual al valor enviado.

Los algoritmos CRC suelen realizarse por Hardware y se han desarrollado circuitos integrados para llevar a cabo todo el proceso mediante más de un método.

Procesos de codificación y de verificación.

Considerados en conjunto, los bits de servicio y los bits de información corresponden numéricamente a los coeficientes de un polinomio de mensaje cuyos términos van de X^{n-1} (n = número total de bits en un bloque o secuencia) a X^0 , por orden decreciente. Este polinomio se divide en módulo 2 por el polinomio generador $X^{16} + X^{12} + X^3 + 1$. Los bits de control corresponden numéricamente a los coeficientes de los términos que van de X^{15} a X^0 del polinomio que queda como resto de esta división. El bloque completo, compuesto de los bits de servicio y de los bits de información, seguidos de los bits de control, corresponde numéricamente a los coeficientes de un polinomio perfectamente divisible en módulo 2 por el polinomio generador.

En el transmisor, los bits de servicio y de información se someten a un proceso de codificación que equivale a una división por el polinomio generador. El resto que se obtiene se transmite a línea inmediatamente después de los bits de información, por orden decreciente de términos.

Al llegar al receptor, cada bloque se somete a un proceso de decodificación que equivale a una división por el polinomio generador: esta división dará un resto cero si no hay errores. La presencia de un resto significa que hay errores.

estos procesos pueden realizarse fácilmente con un registro de desplazamiento cíclico de 16 pasos, con compuertas de realimentación adecuadas. Antes de comenzar el tratamiento de un bloque, se pone el conjunto del registro en la posición 0. En el receptor, la condición general 0 al final del tratamiento de un bloque indica una recepción exenta de errores.

Codificación y decodificación en los sistemas de códigos cíclicos.

La figura 1.17 Representa un dispositivo de codificación con registro de desplazamiento. En la codificación, los pasos de memoria están puestos a cero, las partes A y B están activadas, la puerta C está bloqueada y los K bits de servicio e información se cuentan y se introducen. Aparecerán al mismo tiempo a la salida.

Una vez introducidos los bits, se bloquean las puertas A y B y se activa la puerta C, procediendo el registro a 16 nuevos cálculos. Durante este cómputo, aparecen sucesivamente en la salida los bits de control apropiados.

La composición de la secuencia de sincronización puede hacerse con $K=4$, siendo los cuatro bits 0101. Se suspende el cómputo mientras dura el relleno de sincronización.

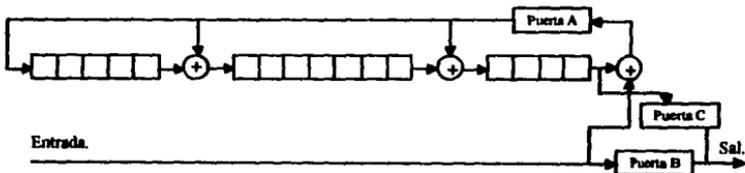


Figura 1.17. Dispositivo de codificación.

Decodificación.

La figura 1.18 Representa un dispositivo de decodificación con registro de desplazamiento. Para la decodificación, se activan las puertas A, B y E, se bloquea la puerta D y se ponen a cero los pasos de la memoria.

Los K bits de información o de prefijo se cuentan entonces y se introducen, y se bloquea la puerta B después de K cómputo. A continuación, se cuentan e introducen los 16 bits de control y se examina el contenido de los pasos de la memoria. Este contenido será cero si el bloque no contiene errores. Un contenido distinto de cero indica que el bloque es erróneo.

Sincronización en el receptor.

En el caso de una sincronización por bloque, se activa la puerta D (figura 1.18), se bloquean las puertas A, B y E y se examina el registro durante varios intervalos de bit consecutivos para ver si contiene la

secuencia de 16 bits requerida. Una vez identificada esta secuencia, el registro y el contador se ponen a cero y se prosigue normalmente la decodificación.

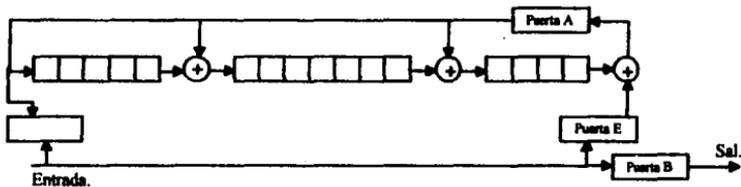


Figura 1.18. Dispositivo de decodificación.

CAPITULO II

MULTIPLEXORES DIGITALES

"La amistad multiplica las gozas y divide las penas".



II.1. GENERALIDADES DE LOS MULTIPLEXORES DIGITALES.

II.1.1. Introducción.

Desde que se dispuso de circuitos integrados digitales suficientemente confiables y accesibles en lo que respecta al precio, se pudo implantar este tipo de transmisión digital en forma rentable. Esto dio lugar a que la transmisión por multiplexado temporal y, en especial la modulación por pulsos codificados (PCM) funcionen principalmente con tecnología de circuitos integrados.

Los sistemas primarios (PCM de primer orden) que son los que se disponen para aplicaciones en distancias cortas y en distancias medianas y largas, donde una gran capacidad de canales es indispensable, resulta más económico y práctico agrupar un gran número de sistemas PCM en una línea común de transmisión, que usar varios sistemas de primer orden independientes. Estos sistemas de más alto orden son también conocidos con el nombre de multiplexores digitales.

La tarea básica de un multiplexor digital es la de combinar un número de agrupaciones de pulsos o señales entrantes (tributarias), en una salida de flujo de pulsos con una razón de flujo mucho mayor, la cual es más alta que la suma de las razones de flujo de las tributarias y viceversa. En un sistema de segundo orden son combinados cuatro sistemas PCM de primer orden a una señal común digital.

Como ya se vio en el capítulo anterior de primer orden, la forma más simple permite agrupar 30 canales telefónicos de voz en un solo tren de pulsos digital con una velocidad de transmisión de 2048 Kb/s, lo cual se conoce como PCM de primer orden. Estas señales pueden formar parte como fuente para multiplexores digitales de niveles jerárquicos inmediatos que conforman los sistemas de multiplexación digital de alto orden.

Sobre los sistemas PCM de primer orden se estructura la jerarquía de niveles de alto orden y estos a su vez se pueden transmitir por cable coaxial, fibra óptica o radio enlaces.

II.1.2. Estructuras jerárquicas.

Descripción de los sistemas de alto orden.

Los sistemas de transmisión son tanto más rentables cuanto mayor número de canales telefónicos pueden agrupar. Por ello las señales a transmitir se agrupan escalonadamente y, en caso necesario pueden puntearse y distribuirse en el nivel de agrupamiento respectivo (nivel jerárquico). Las

estructuras de multiplexado que se originan con ello se fundamentan en el sistema PCM básico (PCM de 30 canales norma europea). En la figura II.1. se observa el diagrama de jerarquización de primero a cuarto orden y los medios que se pueden utilizar para transmitir la información en cada uno de ellos.

Procedimiento de multiplexado de señales digitales.

Las señales de los equipos de multiplexado PCM y de otras fuentes de señales digitales pueden agruparse en velocidades binarias más elevadas de los niveles jerárquicos inmediatos, es decir, estos equipos de multiplexados disponen ya de señales de entrada digitales, procedentes de los sistemas tributarios o sistemas jerárquicos inferiores. En la jerarquía de multiplexado de señales digitales se agrupan respectivamente 4 señales digitales según la recomendación (G.702 del CCITT) que es usual también en Europa en una nueva señal digital, como se observa en la figura II.2.

Señales plesiocronas.

En el procedimiento de multiplexión hay que tener en cuenta que las velocidades binarias de los cuatro sistemas tributarios tienen un margen de tolerancia por lo que no son sincronicas.

En el caso de una red asincrona los relojes de los equipos (por ejemplo de primer orden de 2048 Kb/s) son independientes. La temporización de frecuencias tienen el mismo valor nominal 2048 Kb/s sin embargo, en ellas hay variaciones alrededor de este valor y son contenidas dentro de límites especificados (± 50 ppm) o de otra forma ($\pm 5 \cdot 10^{-5}$ Kb/s), debido a estas variaciones las señales son llamadas a ser plesiocronas.

Diferencia entre señales plesiocronas y señales sincronicas.

Para comprender mejor este concepto haremos una analogía, suponiendo que las tributarias son camiones que van a entrar a un andén de carga para que su información sea transportada a un camión más grande. En un ambiente plesiocrono los camiones entrarían al andén de carga en un instante similar pero desfasados en instantes de tiempo pequeños. Por el contrario en un ambiente sincrono estos llegarían al mismo tiempo al andén de carga, ver figura II.3.

La multiplexión de las señales plesiocronas es más compleja que de las señales sincronicas por lo que para la adaptación de estas cuatro señales plesiocronas al reloj del sistema del equipo multiplexor se hace uso de un sistema de justificación por pulsos positivos (justificación positiva).

Este proceso permite que las señales digitales tributarias entren con una razón de velocidad diferente, para que sean correctamente relacionadas a la razón del reloj del equipo multiplex.

II.1.3. Sincronización por justificación positiva.

Proceso de justificación. La justificación positiva es un procedimiento para la transmisión sin posibilidad de error o interferencias entre señales digitales. Es decir, evita la interferencia de información de una señal digital, con otra señal digital de velocidad binaria ligeramente diferente que no tenga su velocidad original. En la justificación positiva se pone a disposición de una señal de entrada, un canal de transmisión cuya capacidad condicionada por el sistema, es mayor (alrededor del 0.2%) que la velocidad binaria nominal de la señal de entrada.

El principio se puede observar en la figura II.5.: A partir de la señal entrante, se recupera el reloj respectivo y con ello se inscribe la señal digital en la memoria elástica (memoria tampón). En la memoria elástica, es posible la simultaneidad del proceso de lectura y de escritura. La frecuencia de lectura que se obtiene del multiplexor condicionada por el sistema, se elige más rápidamente de lo que pueda ser la frecuencia del sistema tributario teniendo en consideración todas las tolerancias y pausas del reloj, en lo que se refiere a la información de la trama.

Con una frecuencia de reloj más elevada queda asegurado que se puedan transmitir todos los bits entrantes. A causa de esta lectura sistemática más rápida, se presenta inmediatamente la situación en la que habría que leer datos, aunque no haya nuevos datos inscritos. Para evitarlo se comparan en un circuito las direcciones de lectura y escritura. En el caso de que la dirección de lectura alcance o adelante a la dirección de escritura se inserta, mediante el circuito comparador un hueco en la frecuencia de reloj de escritura, por cuyo motivo la dirección de lectura no continua transfiriendo y la dirección de escritura que sigue activa obtiene nuevamente un adelanto (salto).

Sin embargo, la transferencia hacia la ruta de transmisión tiene que seguir en forma continua; por consiguiente, se inserta un bit de relleno para la transmisión que carece de información. De esta forma a modo de ejemplo y explicando de una manera sencilla, el bit precedente que está aplicado a la salida de la memoria elástica, se inserta de nuevo.

De cualquier forma este bit de relleno no aporta información útil. La certeza de que un bit determinado es un bit de relleno ha de serle comunicada al puesto extremo mediante la información de los bits de control de justificación. Esta información es evaluada allí configurándose el hueco en el

punto correcto, con lo que se impide la escritura en la memoria elástica. Adicionalmente, el contador de dirección de escritura no sigue contabilizando.

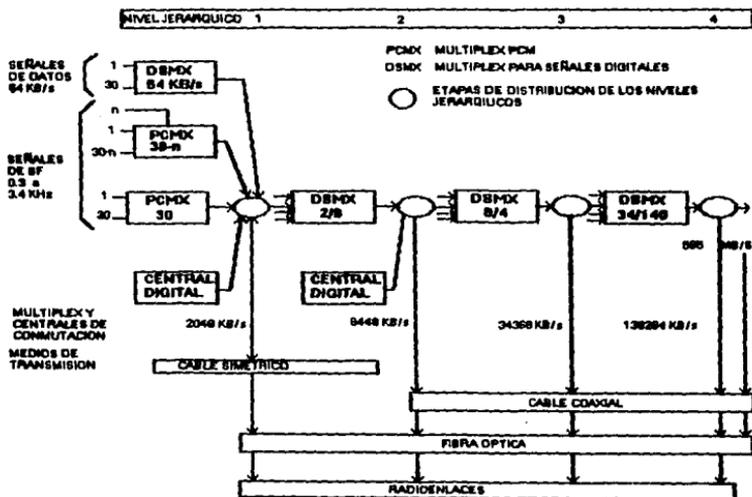


Figura II.1. Estructura jerárquica de los sistemas de transmisión digital.

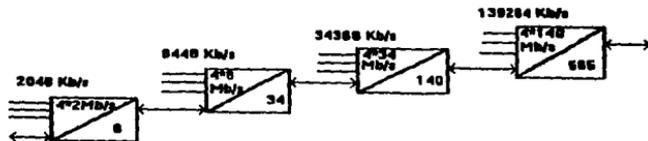


Figura II.2. Principios de los sistemas de alto orden.

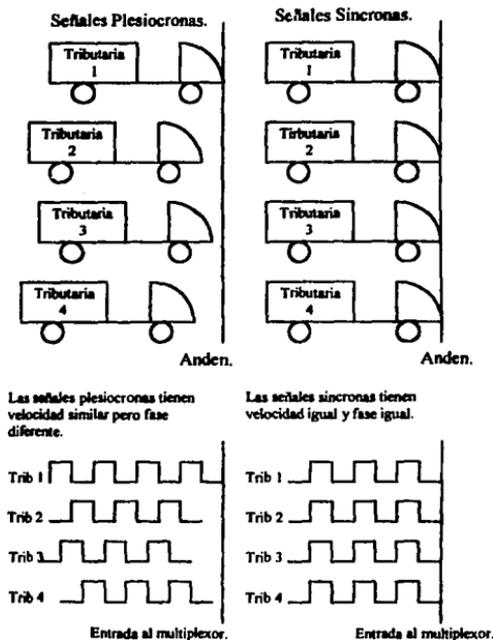


Figura 11.3. Diferencia de señales sincronas y plesiocronas

Para la transferencia de la señal a través de la ruta de transmisión, la frecuencia de reloj no debe de presentar ningún hueco. Con un oscilador (VCO) de banda estrecha controlado por tensión se determina el hueco en la frecuencia de reloj. Las oscilaciones residuales en la frecuencia de reloj se denominan jitter (fluctuaciones de fase). La frecuencia de reloj en el lado de recepción sigue a la del lado de transmisión.

Comparación jerárquica de los diferentes sistemas existentes G.702 CCITT.

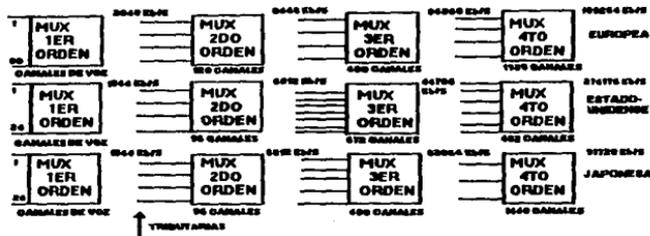


Figura II.4 Comparación entre sistemas jerárquicos.

La presencia o la ausencia de los bits de justificación son indicadas por los bits de justificación. Hay tres de estos para cada componente de canal distribuido como es indicado.

Justificación positiva es indicada por la señal 111 y su ausencia de la señal por 000.

Una decisión mayoritaria es aplicada en el extremo receptor tal que la señal 110 es interpretado como una indicación de justificación y la señal 001 como indicador de esta ausencia.

El demultiplexor debe reconocer y extraer los bits de justificación a cada señal componente en orden para reconstruir la señal correctamente. Entonces cuando los bits de justificación existen deben ser alojados en una posición específica dentro de la trama.

Ejemplo de justificación positiva.

A continuación se explica en forma breve el proceso de justificación en la etapa de multiplexación de 2 Mb/s a 8 Mb/s. En la figura II.6. se muestran en forma de bloques el proceso.

Explicación.

Una memoria buffer de 8 a 10 celdas y un comparador de fase son usados para procesar cada componente de señal de información. Los datos de 2 Mb/s son escritos a una velocidad de escritura y leídos a una velocidad ligeramente más alta, velocidad de lectura. La memoria entonces tiende a vaciarse, para compensar ésta diferencia en tiempo el dispositivo efectúa una operación de justificación periódica, la cual involucra un bit repetitivo en la lectura. Esta operación es requerida por

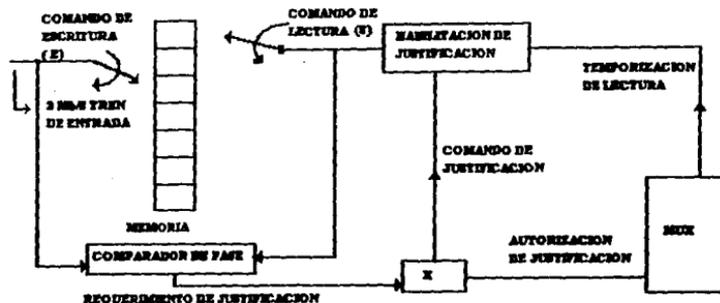


Figura II.6. Justificación positiva.

En este ejemplo cada bit en la memoria buffer de la señal de entrada es almacenada por 4 intervalos básicos de tiempo. La señal de lectura es más rápida que la señal de escritura y el pulso para el bit 15 de lectura debe ser retardado por un intervalo básico de tiempo de la señal de temporización de sincronía para ser leído correctamente, esto es realizado por la justificación, todos los subsecuentes pulsos de lectura son también retardados en la misma cantidad. En este ejemplo, dos bits sistemáticamente insertados aparecen cerca después de la justificación entonces los pulsos de lectura desde que se esta leyendo al bit 18 son retardados por 2 intervalos básicos de tiempo de tal manera que están en traza relativa con los pulsos de escritura. La escritura debe preceder a la lectura.

En la práctica, un pulso de lectura no puede venir en fase con el correspondiente pulso de escritura, tan pronto como la diferencia en fase sea detectada por el comparador de fase un requerimiento de justificación es generado.

Este requerimiento no es conocido inmediatamente, la diferencia de fase decrece hasta el punto en el cual la justificación ocurre y durante este incorrecto período de espera, la operación de lectura debe ser evitada, en la figura se ilustra que la justificación ocurre inmediatamente después del requerimiento, el tren digital de 16 pulsos deben ser sincronizados cuando sean multiplexados.

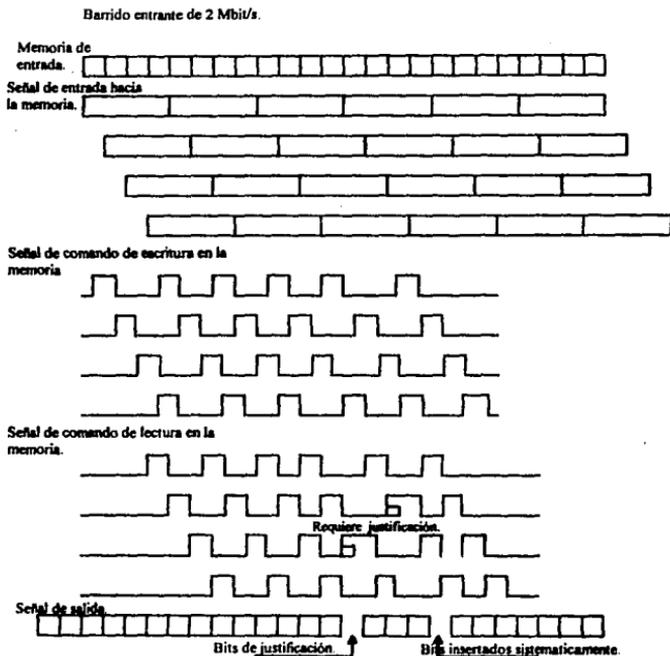


Figura II.7 Diagramas de tiempo de las señales en la memoria.

II.1.4. Memorias Elásticas.

Memoria Elástica.

Como ya se ha visto en el tema anterior, el dispositivo que permite el proceso de justificación para sincronizar las señales digitales es una memoria elástica constituida por una memoria RAM que permite en el sentido de transmisión escribir la información de los tributarios a su velocidad nominal y

leer la información hacia la siguiente etapa de multiplexión a una velocidad mayor que la nominal, pero en forma asincrónica para todos los tributarios con el propósito de sincronizar la información.

En la figura II.8 se muestra un diagrama a bloques de esta etapa que constituirá el circuito de sincronía y relleno en el sentido de transmisión. Este circuito se encuentra de manera parecido en los multiplexores de segundo, tercero, cuarto y quinto orden, variando únicamente las razones de velocidad para cada orden.

En el sentido de recepción se tiene un circuito de memoria elástica que permite escribir las señales demultiplexadas a una velocidad mayor de la nominal y leer la información hacia los circuitos de salida a la velocidad nominal del nivel jerárquico correspondiente. En la figura II.9 se muestra un circuito típico de vaciado de información en el sentido de recepción.

Oscilador Controlado por Tensión.

El VCXO es un oscilador controlado por tensión, sintonizado normalmente a la velocidad de reloj del nivel jerárquico y por medio del cual se genera el reloj de lectura RCLK. El comparador de fase

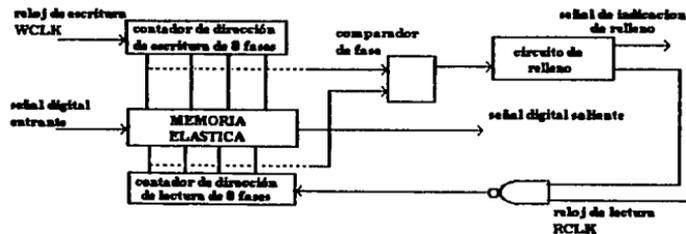


Figura II.8 Ejemplo de un circuito que conforma la memoria elástica en sentido de transmisión.

compara la salida de los contadores de direcciones de lectura y escritura y la salida de este depende de la diferencia entre los 2 relojes de entrada. Esta salida pasa a través de filtros de paso; baja de un amplificador de C.C. variable cuya amplitud instantánea es la función de la perturbación en el reloj de escritura WCLK. Esta tensión determina la frecuencia actual de VCXQ, y de ésta forma determina también la frecuencia en que se lee la tributaria desde la memoria intermedia.

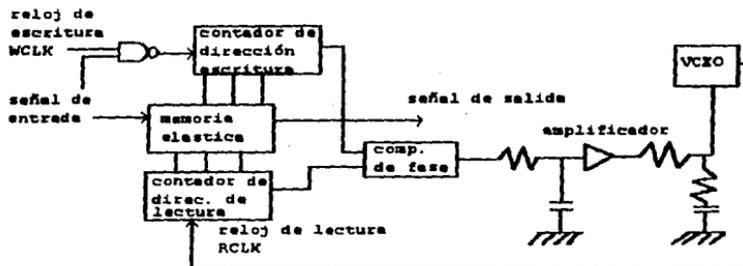


Figura II.9 Diagrama a bloques de un circuito de memoria en el sentido de recepción.

El funcionamiento de estos circuitos es similar en los niveles jerárquicos de segundo, tercer y cuarto orden, lo único que cambia son las razones de velocidad como se trata a continuación.

Segundo orden.

Los flujos de señal de bit entrante de 2048 Kb/s después de pasar por un convertidor de código donde las señales decodificadas o una señal unipolar pasan a ser inscritos en la memoria elástica con una velocidad de escritura propia (2048 Kb/s), pero la salida de la memoria elástica proporciona la información con una mayor razón que corresponde a:

(T/n) donde T es la razón del equipo múltiplex (8448 Kb/s),

n = número de señales tributarias a multiplexar.

Por lo tanto $(8448\text{Kb/s}/4)=2112\text{Kb/s}$.

Esta razón está seleccionada con un margen suficiente para ajustar la diferencia en las razones relativas del múltiplex y las señales de los tributarios de salida, además para permitir la adición de la señal de sincronía de trama y de otros dígitos de servicio. De la razón de bits de 2112 Kb/s se tienen disponibles 2052 Kb/s para información de las tributarias. La diferencia entre las razones de 2048 Kb/s y 2052 Kb/s es rellenada por bits que no aportan información llamados bits de justificación o de relleno, insertados a intervalos fijos de tiempo, si la memoria tiene información escrita en el intervalo justificable, entonces informa al sincronizador de trama y los bits de justificación no son usados, en

caso contrario, si en el intervalo justificable no hay información del tributario, la memoria informa que han sido usados bits de justificación.

Para informar la presencia de los bits de relleno individuales, se agregan bits de control de relleno a una razón de 30 Kb/s, lo cual conduce a una razón de 2082 Kb/s.

Se agregan también los bits de sincronía y transporte de alarmas, también a una razón de 30 Kb/s lo cual conduce a una razón total de bits de 2112 Kb/s.

Tercer orden.

El sistema múltiplex digital de tercer orden, multiplexa en división de tiempo los cuatro flujos de señales digitales provenientes de los múltiplex de segundo orden, obteniendo una señal que tiene un flujo de pulsos de 34368 Kb/s. Los flujos de las tributarias entrantes de 8448 Kb/s después de pasar por el decodificador se escriben en una memoria elástica a una razón digital propia (8448Kb/s), pero a la salida de la memoria se lee la información a una razón de:

(T/n) Donde T= la razón de bits del múltiplex de tercer orden (34368 Kb/s).

n= número de señales tributarias a multiplexar.

Por lo tanto, la razón de la salida de la memoria T/n es:

$(34368 \text{ Kb/s} / 4) = 8592 \text{ Kb/s}$.

La razón del flujo a la salida de la memoria esta seleccionada de tal forma que, se tenga un margen suficiente para acomodar la diferencia en las razones relativas del múltiplex y las señales de los tributarios de salida, además, para permitir la adición de la sincronía de trama y otros dígitos de servicio.

Por lo anterior tenemos que, de la razón de la salida de la memoria de 8592 Kb/s se tienen disponibles 8458 Kb/s para información de las tributarias.

La diferencia entre la razón de bits presente real 8448 Kb/s y 8458 Kb/s es rellenada con bits que no portan información "bits de relleno o de justificación", insertados como ya hemos dicho a intervalos de tiempo fijos.

Si la memoria tiene información escrita en el intervalo justificable, entonces informa al sincronizador de trama y los bits de justificación no son usados, en caso contrario, si en el intervalo justificable no hay información del tributario, la memoria informa que se han usado bits de justificación.

Se agregan bits de control de justificación, para informar la presencia de los bits de justificación individuales a una razón de aproximadamente 67 Kb/s lo cual conduce a una razón de bits de 8525 Kb/s.

De igual manera también se tienen que insertar los bits de sincronización y transporte de alarmas, también a una razón de 67 Kb/s, esto nos conduce a una razón total de bits de 8592 Kb/s.

II.1.5. Estructuras de las tramas de alto orden.

Segundo orden.

En el nivel jerárquico de los 8 Mb/s se agrupan cuatro señales con las velocidades binarias de 2048 Kb/s en una señal conjunta de 8448 Kb/s. Para una diferenciación expresa de los cuatro canales tributarios se ha dotado también a esta señal múltiplex digital de una trama de impulsos, normalizada por el CCITT G.742 la cual se muestra en la figura II.6, en ella se reflejan los requisitos específicos del procedimiento de justificación positiva.

Se ha convenido una trama de impulsos con 848 bits de forma que, se pueda dividir en cuatro bloques conteniendo cada uno 212 bits. Al comienzo del primer bloque se encuentra la palabra de alineamiento de trama con una muestra fija de 10 bits, seguida de dos bits de servicio. El bit 13 es el primer bit útil y precisamente proviene del sistema tributario número 1, el bit 14 es un bit procedente del sistema tributario número 2 y así sucesivamente.

En este caso, así como en todos los casos de multiplexado de señales digitales más elevadas, los flujos de señales se entrelazan o intercalan bit a bit. Al comienzo del segundo, tercero y cuarto bloque se presenta por cada uno de ellos, un grupo de 4 bits que contienen la información de relleno. En el bloque cuarto se añade inmediatamente otro grupo de 4 bits que, en caso de necesidad, pueden ser definidos como bits de relleno.

El primer bit de cada grupo de cuatro pertenece al sistema tributario número 1, el segundo bit al sistema tributario número 2 y así sucesivamente. Solamente se puede definir un bit determinado como bit de relleno por cada sistema tributario dentro de una trama de impulsos. En el caso de que los tres bits de información de relleno respectivos se hayan activado previamente a 111, entonces el bit que podría ser de relleno no contiene ninguna información útil; en el caso de que estuvieran activados a 000, entonces el bit que podría ser de relleno contiene información útil.

La información de relleno se transmite de esta forma asegurada por triplicado. En el lugar de recepción se aplica la decisión múltiple, puesto que una interpretación errónea de la información de relleno tendría amplias consecuencias, se transmitirá no solamente un bit erróneo o bien se omitirá un bit útil, sino que todos los bits útiles que siguieran estarían desplazados temporalmente en una posición binaria. Por esto en la práctica quedan interferidos todos los canales en el sistema tributario afectado; la palabra de alineamiento de trama aparece en una posición errónea; en el sistema tributario tiene que sincronizarse nuevamente y permanece durante este tiempo bloqueado.

En un equipo de multiplexado digital el proceso de sincronización se da por finalizado cuando, se han detectado como correctas tres palabras de alineamiento de trama inmediatas consecutivas. El sistema no se considera sincronizado si hay cuatro palabras de alineamiento de trama erróneas.

Como se observa en la figura II.10. la estructura de la trama consiste de 848 bits por lo que la frecuencia de repetición de cada trama es de:

$$(8448 \text{ Kb/s} / 848 \text{ bits}) = 9.9622 \text{ Khz}$$

La longitud o duración de la trama de segundo orden es por lo tanto

$$(1 / 9.9622) = 100.378 \text{ us}$$

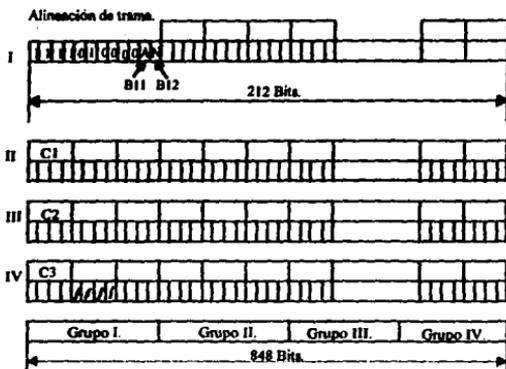
De los 848 bits se tienen destinados 10 bits para la palabra de sincronía, 2 bits para alarmas y uso futuro y 12 bits para el control de los bits de relleno por lo que se tienen 824 bits disponibles para información de los tributarios divididos en cuatro; se tienen:

$$(824 / 4) 206 \text{ bits por tributaria primaria.}$$

Durante una trama de segundo orden de 100.378 us, una tributaria primaria operando a la razón nominal de 2048 Kb/s suministrará.

$$(100.378 \text{ us} * 2048 \text{ Kb/s}) = 205.5757 \text{ bits}$$

Cuando son enviados a la línea 206 bits por la trama de segundo orden ocurrirá una insuficiencia de 0.4242 bits por trama, por lo que es necesario insertar un bit de relleno cada 2.357 tramas y la frecuencia de repetición de relleno será aproximadamente de 4khz.

Estructuras de trama de segundo orden.

A: Bit de transmisión de alarma (1) con alarma, (0) sin alarma.

N: Bit de reservado a usos futuros. Normalmente fijo en (1).

C1, C2, C3: Bits de control de justificación. (111) con relleno (000) sin relleno

///: Bits asignados para justificación.

Figura II.10 Estructura de la trama de segundo orden.

Tercer Orden.

La estructura de la trama de 34 Mb/s la describe la recomendación G.751 del CCITT.

Así como se vio en los sistemas de 8Mb/s, la trama se divide en grupos. Una trama consiste de 1536 bits y se divide en 4 grupos, cada uno de ellos con 384 bits, como se observa en la siguiente tabla.

Estructura de la trama.**Grupo 1**

- Palabra de alineamiento de trama (1111010000)
- Bit de indicación de alarma al equipo multiplex digital distante
- Bit reservado para uso nacional
- Bits de las tributarias entrantes

Número de bit en el esquema.**Bits No. 1 a 384.**

- 1 a 10
- 11
- 12
- 13 al 384

Grupo 2	Bits No. 385 al 768
-Bits de control de justificación C1	1 al 4
-Bits de las tributarias entrantes	5 al 384
Grupo 3	Bits No. 769 al 1152
-Bits de control de justificación C2	1 al 4
-Bits de las tributarias entrantes	5 al 384
Grupo 4	Bits No. 1153 al 1536
-Bits de control de justificación C3	1 al 4
-Bits de justificación de las tributarias entrantes	5 al 8
-Bits de las tributarias entrantes	9 al 384
Longitud de trama	1536 bit/s
Número de bits por barrido entrante	378 bits
Máxima razón de justificación por barrido entrante	22375 bits
Razón de justificación nominal	43.6%

Como se observa en la figura II.11. la estructura de la trama consiste de 1536 bits por lo que la frecuencia de repetición de cada trama es de:

$$(34368 \text{ Kb/s} / 1536 \text{ bits}) = 22.375 \text{ KHz}$$

La longitud o duración de la trama de tercer orden es por lo tanto

$$(1 / 22.375 \text{ KHz}) = 44.6927 \text{ us}$$

De los 1536 bits se tienen destinados 10 bits para la palabra de sincronía, 2 bits para alarmas y uso futuro, 12 bits para el control de los bits de relleno por lo que se tienen 1512 bits disponibles para información de los tributarios divididos en cuatro se tienen:

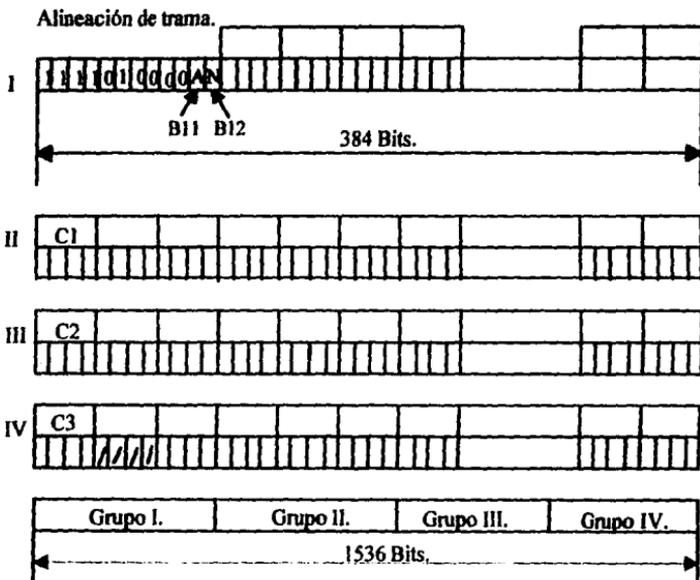
$$(1512 / 4) = 378 \text{ bits de información por tributaria primaria.}$$

Durante una trama de tercer orden de 44.6927 us, una tributaria secundaria operando a la razón nominal de 8448 Kb/s suministrará.

$$(44.6927 \text{ us} * 8448 \text{ Kb/s}) = 377.564 \text{ bits}$$

Cuando son enviados a la línea 378 bits por la trama de tercer orden ocurrirá una insuficiencia de 0.436 bits por trama, por lo que es necesario insertar un bit de relleno cada 2.293 tramas y la frecuencia de repetición de relleno será aproximadamente de 9.7579 KHz.

Estructura de trama de tercer orden.



A: Bit de transmisión de alarma (1) con alarma, (0) sin alarma.

N: Bit de reservado a usos futuros. Normalmente fijo en (1).

C1, C2, C3: Bits de control de justificación. (111) con relleno (000) sin relleno

///: Bits asignados para justificación.

Figura II.11. Estructura de trama de tercer orden.

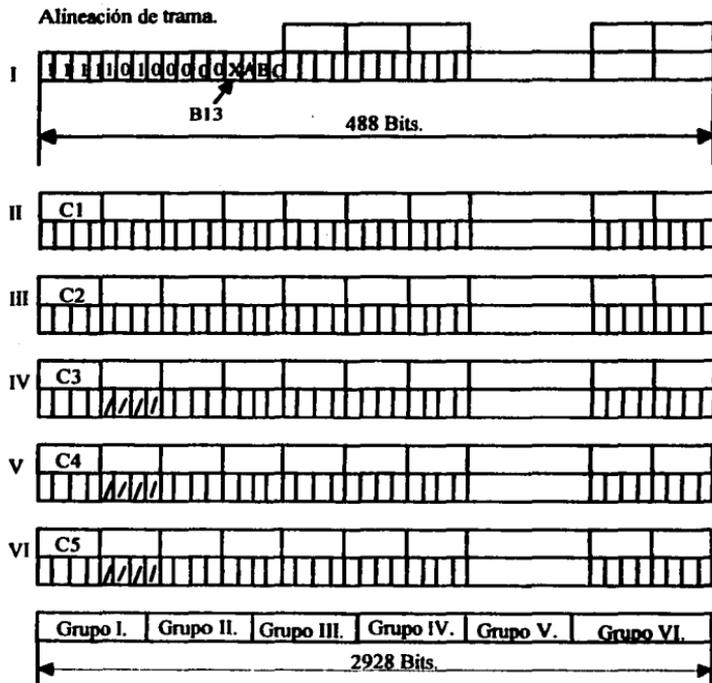
Después de la multiplexión de los cuatro flujos primarios incluyendo los bits de justificación, los bits de sincronía y los bits de control de justificación por medio de la intercalación de bits, la estructura de trama contiene 1536 bits.

Cuarto Orden.

Los sistemas de 140 Mb/s se norman por la recomendación G.751 del CCITT y diferencia de los sistemas de 8 Mb/s y de los 34 Mb/s solamente en la longitud de la trama y el número de grupos.

Una trama consiste de 2928 bits y se divide en 6 grupos cada uno con 488 bit. La relación de justificación nominal es de 41.9%

Estructura de la trama de cuarto orden (140 Mb/s).	Número de bit en la escritura.
Grupo 1	Bits No. 1 al 488
-Palabra de alineamiento de trama (111110100000)	1 al 12
-Bit de indicación de alarma al extremo múltiplex distante	13
-Bit reservado para uso nacional	14
-Bits reservados para usos futuros	15 y 16
-Bits de las tributarias entrantes	17 al 488
Grupo 2	Bits No. 489 al 976
-Bits de control de justificación C1	1 al 4
-Bits de las tributarias entrantes	5 al 488
Grupo 3	Bits No. 977 al 1464
-Bits de control de justificación C2	1 al 4
-Bits de las tributarias entrantes	5 al 488
Grupo 4	Bits No. 1465 al 1952
-Bits de control de justificación C3	1 al 4
-Bits de las tributarias entrantes	5 al 488
Grupo 5	Bits No. 1953 al 2440
-Bits de control de justificación C4	1 al 4
-Bits de las tributarias entrantes	5 al 488
Grupo 6	Bits No. 2441 al 2928
-Bits de control de justificación	1 al 4
-Bits de justificación de las tributarias entrantes	5 al 8
-Bits de las tributarias entrantes	9 al 488

Estructura de trama de cuarto orden.

X: Bit de transmisión de alarma (1) con alarma (0) sin alarma.

A, B, C: Bit reservado a usos futuros. Normalmente fijo en (1).

C1, C2, C3: Bits de control de justificación. (111) con relleno (000) sin relleno.

///: Bits asignados para justificación.

Figura II.12 Estructura de la trama de cuarto orden.

II.2. MULTIPLEXORES DIGITALES.

II.2.1. Diagrama a bloques.

En la figura II.13. se muestra un diagrama a bloques de lo que contendria un multiplexor digital.

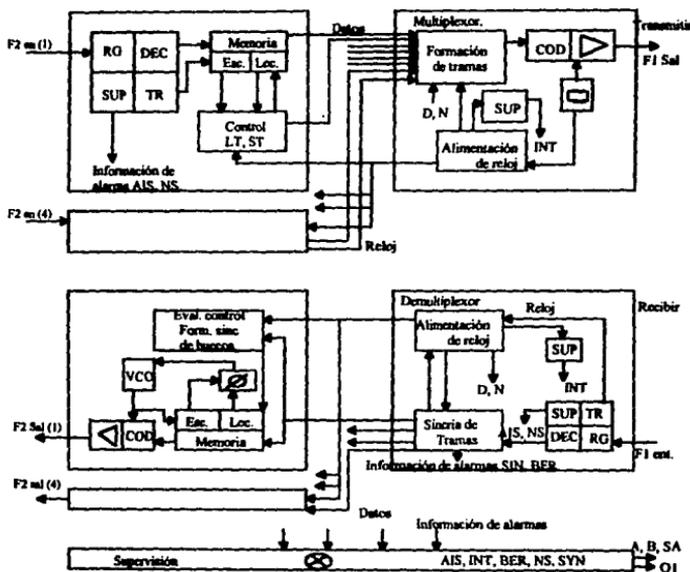


Figura II.13. Diagrama a bloques de un multiplexor.

II.2.2. Funcionamiento.

Un equipo multiplexor en la dirección de transmisión se compone básicamente (de izquierda a derecha):

Sentido de Transmisión.

- Cuatro interfaces idénticas F2 (ent) con, los bloques funcionales regenerador, decodificador, supervisión, restitución del reloj, la memoria elástica y el circuito de control para la información de relleno.
- El multiplexor con los bloques funcionales, formación de las tramas, alimentación del reloj, codificador y amplificador de salida.

En la dirección opuesta, el receptor contiene:

Sentido de Recepción.

- El demultiplexor con la interfase F1 (ent), la sincronización de tramas y la alimentación del reloj.
- Cuatro interfaces idénticos F2 (sal) con los bloques funcionales evaluación de relleno, memoria elástica (buffer) con el oscilador controlado por tensión VCO e interfaz F2 (sal).

Para la estructura de la trama de multiplexado del nivel jerárquico inmediato superior se insertan en la unidad central de conexión "multiplexor" los bits para la palabra de alarma, la información de relleno y, dado el caso un bit de relleno. En el siguiente bloque se realiza el "multiplexado" siguen el principio de la conversión serie/paralelo y, finalmente, en la dirección de transmisión, se codifica la señal múltiplex en forma de flujo binario serie para la transmisión en línea y entonces se amplifica.

A partir de la alimentación central del reloj, se derivan todas las informaciones de reloj necesarias para la estructura de la trama en la dirección de emisión o bien para su resolución de recepción.

En el extremo de la ruta de transmisión, en el demultiplexor se separan unos de otros los datos plesiochronos de las cuatro señales procedentes de la señal de nivel más alto multiplexada; ello tiene lugar en el bloque funcional, sincronización de tramas mediante:

- La búsqueda del comienzo de trama.
- La segregación en las cuatro señales parciales (asignación de canales). Con vistas a la disponibilidad de la ruta de transmisión así como de la calidad de transmisión de la misma, se somete a una rutina de supervisión a los datos de las vías de señales múltiplex. S1... S4 tanto del lado emisor como del receptor, para lo cual se consultan cíclicamente varios criterios de supervisión desde un microcontrolador. Este da la notificación de alarma urgente o no urgente después de una evaluación de

la causa controlada por programa, además se comunica al equipo colateral la detección de una avería del equipo o de una perturbación en la señal con los bits de servicio D (urgente) y N (no urgente). Conforme a la filosofía de conservación del CCITT, el multiplex activa la señal de indicación de alarma AIS en caso de avería, por lo que todos los equipos demultiplexores siguientes reconocen esta señal y por este motivo no disparan otras alarmas. Las interfaces de señales digitales tienen detectores para identificar señales entrantes AIS.

II.2.3. Sentido de transmisión.

Etapa de entrada.

El flujo de bits plesiosincronos codificados de los tributarios procedentes de un equipo PCM o de otro multiplexor digital de jerarquía inferior entran al multiplexor por medio de un conector situado algunas veces en el frente de las unidades como en el caso del S-7000 de Ericson o por el panel posterior de las repisas como en el caso del Phillips S/L o el Alcatel T-9 cuya impedancia de entrada característica, según la recomendación G.703 del CCITT es de 75 ohms desbalanceadas.

Los trenes de pulsos de las señales son convertidos primeramente de forma bipolar en forma unipolar, son decodificados y convertidos al código NRZ para ser escritos en las memorias elásticas (intermedias), de 8 bits, a una velocidad de lectura gobernado por los pulsos extraídos del reloj de escritura WCP(S). La información almacenada es leída por los relojes de lectura RCP(S) que se generan en la unidad multiplexora. La frecuencia de reloj de lectura es más alta que la frecuencia del reloj de escritura que como ya se había mencionado con anterioridad tiene la finalidad de facilitar la sincronización de los flujos entrantes y permitir la inserción de las señales de control adicionales que son:

- La palabra de sincronía de trama.
- Los bits de alarma A y bits para usos futuros H.
- Los bits de control de justificación C.

Etapa multiplexora.

Las señales individuales de los tributarios son intercaladas y los impulsos de control insertados, por intercalación de bits conforme a la estructura de trama del nivel jerárquico multiplexado.

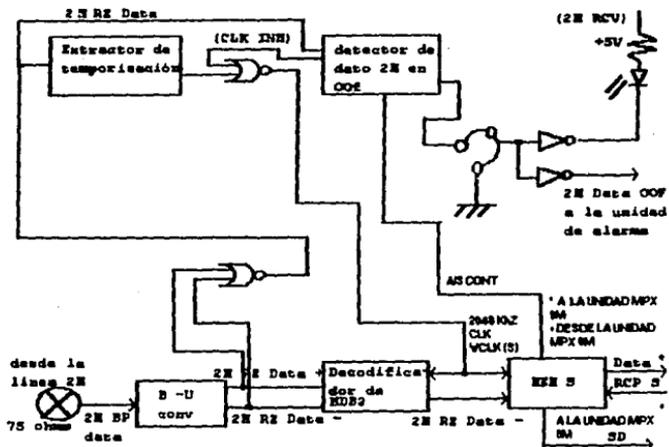


Figura II.14.

Etapas de salida.

La señal multiplexada se convierte de forma unipolar NRZ a HDB3. La señal codificada sale del multiplexor via la interfaz digital por medio de cable coaxial a 75 ohms.

II.2.4. Sentido de recepción.**Etapas de Entrada.**

De la etapa común de interfase en el sentido de transmisión, se observa que el flujo de bits entrantes de la línea, se reciben a alta velocidad multiplexados, y en código HDB3 bipolar conforme a la norma G.703 del CCITT. Esta señal se convierte a forma unipolar, para después extraer los pulsos de reloj. Se decodifica el código HDB3 controlados por los pulsos de reloj extraídos y se pasa a la etapa de demultiplexación. Esto se observa en la figura del circuito de salida en el sentido de transmisión.

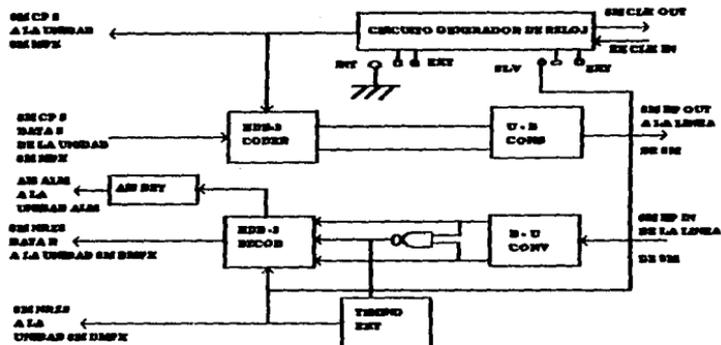


Figura II.16.

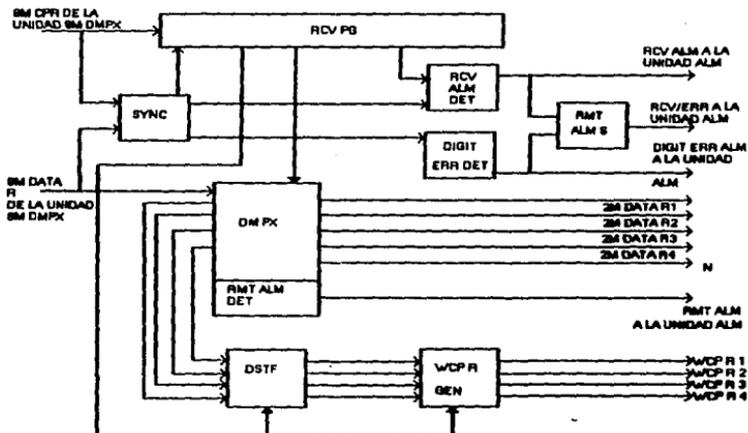


Figura II.17.

Etapas de salida.

Los flujos de datos demultiplexados, son escritos en memorias intermedias en las unidades o etapas de canal, a una velocidad de escritura generada por el generador de impulsos de reloj y leídos nuevamente por los relojes derivados del VCO gobernados por cada una de las señales individuales de tributarios. Este proceso elimina la perturbación causada por la eliminación de los impulsos de intervalo de tiempo ficticios "F", "C" y el intervalo de los bits de justificación. Después de la codificación y conversión a forma bipolar, las cuatro salidas del multiplexor salen por los enlaces de salida.

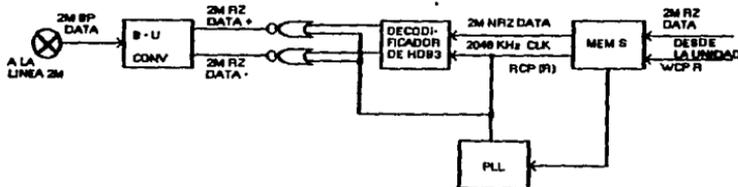


Figura II.18.

II.2.5 Supervisión y Alarmas.**Clasificación de las alarmas.**

Las rutinas de supervisión son capaces de detectar las averías de los equipos y las interferencias de la señal en los multiplexores y demultiplexores. El panel de supervisión respectivo recibe las indicaciones correspondientes a través de un bus interno. El origen de estas indicaciones para las 4 señales se encuentran, respectivamente:

- 1.- A la entrada de la interfase F2.
- 2.- En los elementos centralizados del multiplexor.
- 3.- En la entrada de la interfaz F1.

A partir de ellas se pueden deducir informaciones en bloques cuyas condiciones tienen los siguientes significados:

- 1.- El enlace no esta disponible en el caso de que:

- Exista una avería o haya fallado la alimentación del reloj en la parte de emisión o recepción.
 - No se detecte ninguna señal en la interfase F1 o F2.
 - FALLE el sincronismo de tramas después de que el multiplexor haya recibido una palabra errónea de alineación de trama 4 veces consecutivas (SYN).
 - Se detecte una señal uno permanente (AIS).
 - La razón de error binario de la señal digital sea $BER > 1 \cdot 10^{-3}$.
- 2.- Disminución de la calidad del enlace, en el caso de que:
- La razón de error binario sea $BER > 1 \cdot 10^{-6}$.
- 3.- Información procedente del equipo distante, en el caso de que:
- Se reciba el bit D en la palabra de alineamiento de trama con información de que el extremo remoto presente alguna avería de las del punto 1.

La clasificación de las alarmas se observa en la figura II. 19.

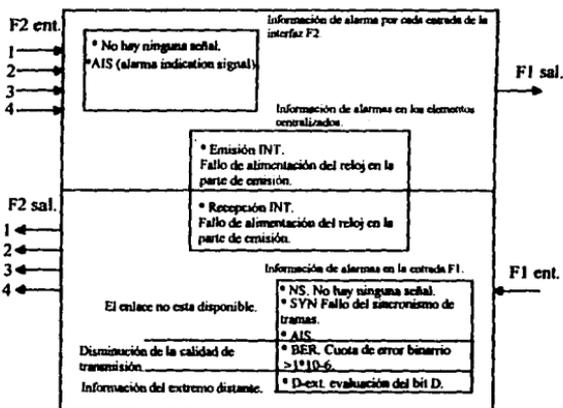


Figura II. 19. Diagrama de categorías de alarmas.

Supervisión de las funciones del sistema y alarmas.

El microcontrolador como se observa en la figura II.20. es el elemento centralizado del módulo de supervisión; desde él se consultan y supervisan cíclicamente las informaciones de alarma de varios módulos multiplexores a través del bus SI. Las informaciones de alarma son evaluadas por un procesador controlado por programa y se convierten en las diferentes indicaciones de averías e interferencias.

En la figura se ha presentado el concepto de alarmas de tal forma que es idóneo no solo para señalizaciones en tecnología convencional sino también para redes modernas de supervisión en el marco de la red de gestión de telecomunicación (TMN), aunque actualmente los equipos de transmisión de alto orden por fibra óptica o radio enlace no están conectados en red sus equipos de supervisión.

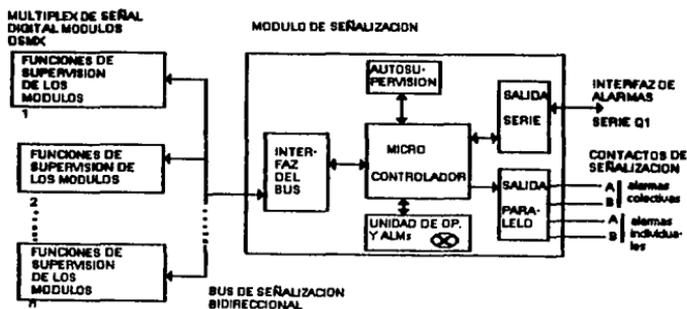


Figura II.20. Diagrama a bloque del módulo de supervisión.

II.2.6. Sincronización de la red (entre centrales).

Sobre las normas de sincronización el CCITT, la define como, el proceso de ajustar los instantes significativos correspondientes de dos señales para hacerlas sincras.

Con las técnicas para realizar este proceso, lo que se busca es que equipos individuales sincrónicos puedan ser interconectados para formar una red de manera tal que se sincronicen sus relojes o puedan operar de manera independiente.

Los relojes trabajan sobre dos parámetros importantes, que establecen sus características primordiales, las cuales son su exactitud y su estabilidad.

La exactitud de un reloj es la capacidad que este tiene para generar una frecuencia tan cercana como sea posible al valor nominal. Se puede evaluar mediante la relación:

$$e = |\Delta R| / R$$

donde: R es la frecuencia nominal del reloj (Hz) y ΔR es la variación de la frecuencia.

La estabilidad de un reloj es el grado con el que un reloj produce la misma frecuencia, durante un período de tiempo, una vez establecida la operación continua.

$$E = (|\Delta R| / R) * (1/Tf - Ti)$$

donde: Tf es el tiempo final.

Ti es el tiempo inicial.

La sincronización de la red implica la sincronización de todas las centrales de la red. Los enlaces de transmisión pueden sincronizarse automáticamente derivando su reloj de una central. Es importante sincronizar la red para prevenir deslizamientos incontrolados. Como los deslizamientos son inevitables, se debe establecer una tasa máxima de deslizamientos.

La tasa de deslizamiento, la podemos definir como el conjunto de bits perdidos o duplicados que ocurren en un cierto intervalo de tiempo, y es proporcional a la diferencia de exactitudes de los relojes de los equipos enlazados. Se especifica en (bit/s).

Las técnicas básicas que pueden usarse para sincronizar la red son:

Plesiocrono. Este método utiliza relojes muy exactos en todas las centrales de la red de manera tal que la tasa de deslizamientos es estable. El método se utiliza en conexiones internacionales de redes digitales. La exactitud del reloj es del tipo I recomendado por CCITT.

Justificación de toda la red. El mecanismo de justificación también puede usarse para sincronizar toda la red. El diseño de enlaces y de las centrales se realizan para correr velocidades ligeramente mayores que los requeridos. Los relojes se sincronizan entre sí, y así cada canal se justifica independientemente.

Sincronización mutua. Esta técnica, establece una frecuencia de reloj común en la red mediante el intercambio de las referencias de los relojes de todas las centrales entre sí. Cada una de las centrales recibe los relojes de todas las centrales promediándolos y usando este promedio como reloj local y de transmisión.

Este esquema permite que la red continúe funcionando aunque falle el reloj de una central.

Reloj maestro o unilateral. La utilización de un reloj maestro que transmita a todas las centrales una señal de reloj. Todas las centrales se conectan a este nodo y por razones de fiabilidad se requieren enlaces alternos, lo cual lo hace muy caro.

Sincronización maestro esclavo o despótica. La referencia se transmite por unos pocos nodos de conmutación de nivel alto. Después de que estos nodos sincronizan sus relojes a la referencia y remueven el jitter que se haya inducido en el enlace, la referencia se envía a las centrales de nivel bajo mediante los enlaces digitales.

Como todas las centrales están sincronizadas a un reloj común, directa o indirectamente, generalmente no ocurren deslizamientos.

Paquetes. Otro esquema que puede utilizarse el de conmutación por paquetes, aunque es dirigido principalmente a aplicaciones de datos.

Características de los relojes.

Para la red digital (TELMEX), los relojes se clasifican en tres tipos:

Tipo I. Los parámetros mínimos a los que se deberán ajustar estos relojes son:

Exactitud: $1 \cdot 10^{-11}$.

Estabilidad $1 \cdot 10^{-11}$ día.

Tipo II. Los parámetros mínimos a los que se deberán ajustar estos relojes son:

Exactitud: $1.0 \cdot 10^{-10}$.

Estabilidad: $1.0 \cdot 10^{-10}$ día.

Tipo III. Los parámetros mínimos a los que se deberán ajustar estos relojes son:

Exactitud: $1 \cdot 10^{-9}$.

Estabilidad: $1 \cdot 10^{-9}$ día.

II.2.7. Código de línea.

Una vez multiplexadas las señales digitales de las tributarias deben de pasar a la etapa de salida del equipo multiplexor para ser tratadas en un equipo de transmisión y posteriormente a un medio de transmisión.

Al pasar a esta etapa la señal debe de adoptar un código en la señal que es un código de línea, para que la señal pueda ser enviada al medio de transmisión. En esta etapa se tiene el código HDB3 para los multiplexores de segundo y tercer orden y el código CMI para los multiplexores de cuarto y quinto orden.

Código CMI.

El código de inversión de marcas codificadas normalmente usado en la interfase de 139,264 + 5 Kb/s (terminal de salida del equipo de cuarto orden). Es un código de 2 niveles sin retorno a cero en el cual, el cero binario se codifica de manera que los niveles de amplitud A1 Y A2 se obtienen alternativamente cada uno durante un periodo igual a un intervalo unitario completo (T).

Observación para el cero binario.

Existe siempre una transición positiva en el punto medio del intervalo de tiempo unitario binario.

Observación para el uno binario.

- 1.- Existe una transición positiva al comienzo del intervalo de tiempo unitario binario si el nivel precedente era A1.
- 2.- Existe una transición negativa al comienzo del intervalo de tiempo unitario binario si el último binario esta codificado en el nivel A2.

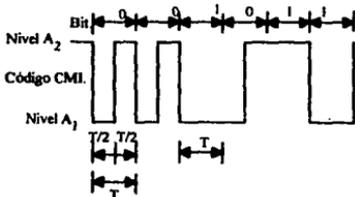


Figura II.21. Diagrama del código CMI.

CAPITULO III

EMISORES OPTICOS

"La amistad es una planta que crece con lentitud y tiene que aguantar las sacudidas de la actividad antes de merecer su nombre".



III.1. INTRODUCCION.

Podemos decir que de los logros más importantes en el Terreno de las comunicaciones en estos últimos años, son el avance en la tecnología de la transmisión de información a través de las fibras ópticas. Muchos sistemas de comunicaciones por fibras ópticas han sido instalados en el mundo por compañías telefónicas, transmitiendo datos a velocidades altas en distancias grandes sin repetidores, lo anterior se realizaría con un alto grado de dificultad empleando los medios convencionales, tales como: el espacio libre y los cables metálicos.

Los sistemas de comunicaciones por fibra óptica son bastante utilizados en la transmisión punto a punto, aplicándose en: telecomunicaciones, troncales y distribución de señales de video, conexiones entre equipos de video, conexiones entre equipos de procesamiento, control, instrumentos de medición, etc. Estos sistemas difieren de los sistemas de comunicaciones por radio y por cables metálicos por la forma de transmitir la información y el medio de transmisión. En los sistemas de comunicaciones por radio la información esta contenida en ondas electromagnéticas y el medio de transmisión que se utiliza es el espacio libre. La comunicación por cables metálicos se hace a través de conductores, viajando la información a través de estos en forma de ondas de voltaje o corriente.

Para un enlace telefónico usando fibras ópticas, como el que se muestra en la figura III.1, en cada uno de los extremos de la fibra encontraremos un transductor cuya función como se habla mencionado con anterioridad es convertir un tipo de energía a otro (Energía eléctrica a energía de luz y/o viceversa).

A este transductor se le conoce con el nombre de fuente de luz, que para propósitos de comunicaciones es considerando como un generador de energía electromagnética de una longitud de onda (λ) en el espectro de luz visible o infrarroja, que servirá de portadora de la información. Esta información, en forma de señal eléctrica modula la intensidad de la fuente de luz.

En el extremo del transmisor hay un transductor electro-óptico, que convierte la señal eléctrica de su entrada a una señal de luz en su salida (figura III.2.).

Una vez modulada es acoplada a la fibra óptica y llega a otro extremo donde se encuentra el receptor que contiene el otro transductor llamado fotodetector que convierte la energía óptica recibida en energía eléctrica de nuevo, para así poder recuperar la información mandada en el haz de luz modulado (figura III.3.).

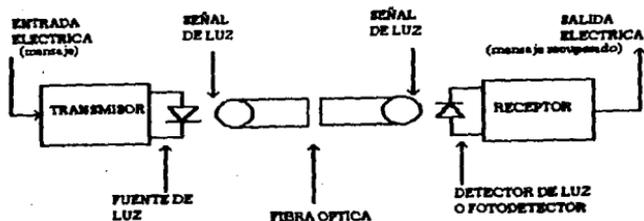


Figura III.1. Sistema de comunicación por fibra óptica.

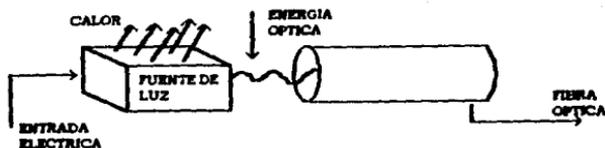


Figura III.2. Transmisión de información en la fuente de luz.

Cuando se diseña un enlace óptico el objetivo básico es permitir que señales de entrada sean transmitidas y recibidas a una distancia dada con una calidad de señal aceptable.

Para satisfacer esto y otras limitaciones del sistemas es necesario que las fuentes de luz usadas cumplan con las siguientes características:

- La mayor salida de potencia posible.
- Compatibilidad con la fibra en longitud de onda.
- Tamaño pequeño.
- Consumo bajo de energía.
- Características estables en función del tiempo y temperatura.
- Que tenga un ancho espectral estrecho.



Figura III.3. Recepción de información en el fotodetector.

III.2. PRINCIPIOS BASICOS DE LOS SEMICONDUCTORES.

Para poder entender el principio de operación de los emisores y detectores de luz, que son fabricados con materiales semiconductores, es importante repasar lo básico respecto a la estructura de esos materiales.

Fundamentalmente un semiconductor, como su nombre lo indica es un material cuyas propiedades eléctricas son intermedias entre los buenos conductores como el cobre y la de los conductores pobres o aislantes como los plásticos.

Para poder justificar estas diferencias es necesario remontarnos a la estructura atómica de la materia, la cual explicaremos en forma muy simplificada.

La materia esta constituida por átomos, y un "átomo aislado" consiste de un núcleo y una nube de electrones girando a su alrededor donde cada electrón puede tener una energía distinta dependiendo de que tan cerca o lejos este la órbita en la cual gira en torno al núcleo.

Los electrones que gravitan en la capa periférica más alejada del núcleo se llaman de valencia, ya que de ellos es de quienes dependen las propiedades químicas del cuerpo del que se trate y, sobre todo, su valencia.

La gama de energías que pueden tener estos electrones sin que se presenten tendencias a escaparse o a liberarse de la atracción del núcleo, es decir, que prosigan su gravitación, se le llama banda de valencia. (Figura III.4).

Si un electrón de valencia se le aplica una energía suficiente, tendrá tendencia a salirse de la atracción del núcleo y podrá convertirse en un electrón libre o portador de carga eléctrica, capaz de transportar una corriente. La gama de energías que pueden tener los electrones capaces de transportar una corriente es la que se llama banda de conducción.

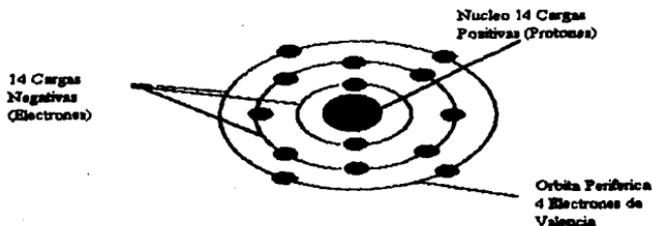


Figura III.4. Estructura atómica.

La banda de valencia esta separada de la de conducción por una banda prohibida, en la que no puede haber ningún electrón (con excepción de casos especiales).

En un átomo aislado, un electrón (negro) puede ocupar uno de un número discreto de niveles de energía dependiendo, entre otras cosas, de su grado de excitación (Figura III.5).

Cuando un electrón absorbe energía, este se mueve a un nivel más alto, cuando pierde su energía, este cae a un nivel más bajo y en el proceso emite un fotón de luz cuya longitud es inversamente proporcional al nivel de energía de la transición. Este fenómeno es llamado luminiscencia.

En un sólido, los átomos que lo forman son arreglados en red cristalina y los niveles discretos de energía de cada electrón se fusionan para formar bandas, casi continuas, cada una de las cuales contiene aproximadamente el mismo número de niveles que los que tienen dados en el cristal.

La banda formada por los niveles de los electrones de valencia, que enlazan a los átomos del cristal se llama banda de valencia y la banda donde los electrones se mueven libremente se llama banda de conducción y tiene más alta energía que la de valencia.

Estas bandas son separadas una de otra por una región prohibida de energía, llamadas bandas prohibidas (Eg), en las cuales no pueden existir electrones en el cristal (salvo en situaciones especiales) (figura III.6).

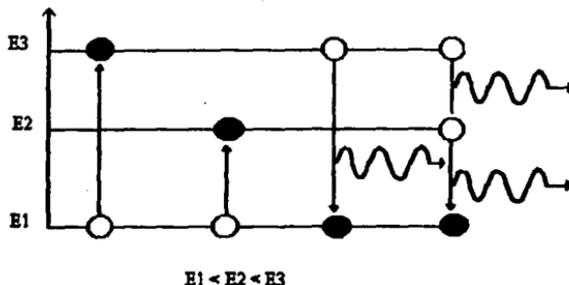


Figura III.5. Grado de excitación.

Estas bandas de energía pueden describirse como vacías, llenas o parcialmente llenas, dependiendo de que, ninguno de los estados es ocupado por los electrones, todos son ocupados por electrones o solamente algunos de ellos.

En un metal, una buena parte de la banda de conducción está llena de electrones. Entonces hay vacantes disponibles para electrones libres o portadores de carga. Esto implica que con una carga insignificante de energía, casi nula, se genera un flujo de corriente. Por esta razón son buenos conductores eléctricos (fig. III.7a).

En un aislante la banda de valencia está completamente llenada con electrones y una gran banda prohibida (E_g) la separa de la banda de conducción (figura III.7b), la cual está vacía, esto implica que para poder pasar un electrón de la banda de valencia a la de conducción para iniciar el flujo se requiere una cantidad grande de energía (E_g). Por esta razón son pobres conductores eléctricos.

En semiconductores, la banda de conducción casi no tiene electrones y la banda de valencia está casi llena con electrones. Tiene pocos estados vacíos llamados huecos los cuales pueden pensarse como si fueran partículas cargadas positivamente y la banda prohibida que los separa no es muy grande, por lo tanto la energía necesaria para mover el electrón (E_g) de la banda de valencia a la banda de conducción, para hacerlo conducir como flujo de corriente es muy pequeña. (Figura III.7b).

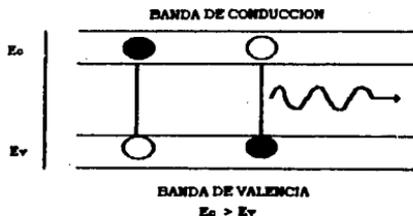


Figura III.6.

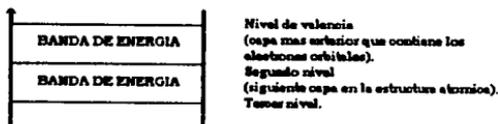


Figura III.7a.

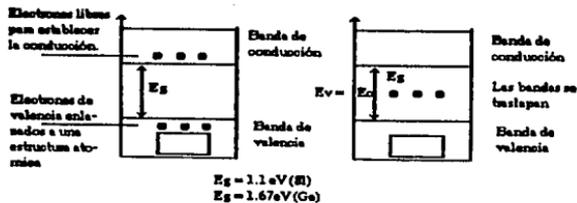


Figura III.7b.

Resumiendo: para que un electrón fluya como corriente, debe ser liberado de la banda de valencia para que pueda moverse en la estructura molecular del material. Un electrón que ha sido

liberado así, del átomo, se dice que esta en la banda de conducción. El electrón es un electrón libre por que ya no esta ligado al átomo. Para estar disponible, entonces, el electrón debe moverse de la banda de valencia a la banda de conducción. Que con tanta facilidad sucede esto, que es lo que hace la distinción entre buenos y pobres conductores.

ABSORCION Y EMISION DE UN FOTON.

Los emisores y detectores de luz se basan en los tres procesos ópticos que suceden en los semiconductores, mismo que a continuación describimos brevemente.

Como ya hemos comentado anteriormente, para que un electrón pase de la banda de valencia, que es un estado estable, a la banda de conducción requiere que se le agregue energía de alguna forma.

Si definimos a un fotón como partícula o quantum de energía (o como una onda de longitud de onda λ), y suponemos que hacemos incidir uno, sobre un electrón en la banda de valencia, este absorberá esta energía, si excede a E_g , el electrón entonces se excitará y brincará a la banda de conducción a un estado inestable. A este proceso se le conoce con el nombre de absorción y es en el que se basan los dispositivos fotodetectores. (figura III.8a).

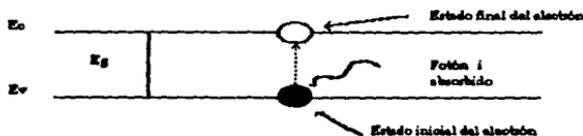


Figura III.8a.

Después de un tiempo promedio en la banda de conducción (su tiempo de vida) el electrón excitado cae espontáneamente de nuevo a la banda de valencia, sin estímulo externo, para recombinarse con un hueco, al hacerlo libera la diferencia de energía que absorbió, emitiendo un fotón con una energía E_g . La luz producida, se dice que es una emisión espontánea. (Figura 8b). A este proceso se le llama electroluminiscencia y a los dispositivos que la produce son llamados diodos electroluminiscentes, mejor conocidos como LEDs.

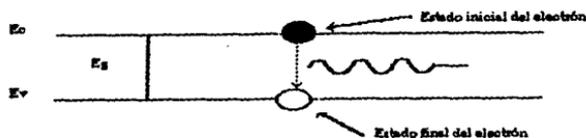


Figura III.8b.

Si ahora suponemos que a un electrón que se encuentra excitado en la banda de conducción le aplicamos un fotón con energía E_g , el electrón caerá a la banda de valencia para recombinarse con un hueco liberando su exceso de energía E_g , emitiendo un fotón. Este fotón producido está acoplado en energía y fase con el fotón incidente. La luz producida en esta forma se dice que es una emisión estimulada. Figura 8c. Este es el fenómeno del que son basados los diodos láser semiconductores.

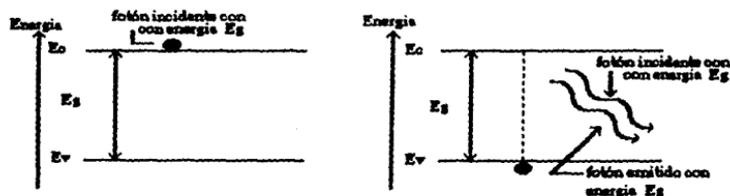


Figura III.8c.

LONGITUD DE ONDA DE LA LUZ EMITIDA.

La longitud de onda de la luz emitida por la fuente de luz de fibras ópticas es un factor importantísimo, ya que, como se ha visto la característica de atenuación de las fibras ópticas es variable de acuerdo a la longitud de onda de la fuente.

Esta curva nos enseña que las longitudes de onda más indeseables en fibras ópticas son de 630 nm (luz visible), donde las pérdidas son del orden de 600 dB/Km, por lo tanto debemos evitar a toda costa usar fuentes de luz con una λ de ese valor.

Como ya hemos visto, en el proceso de recombinación de un electrón-hueco hay una emisión espontánea de luz y su longitud de onda está relacionada principalmente con la energía de la banda prohibida E_g del material de que se trate. Esto implica que la banda prohibida de los semiconductores tiene un efecto controlante en sus propiedades ópticas.

En materiales, como el arseniuro de galio (GaAs) que tienen una estructura y una energía de banda prohibida, es tal que, en el proceso de recombinación resulta una emisión de luz. Sin embargo en otros materiales como silicio y el germanio, el proceso es principalmente no radiactivo y no se generan fotones.

Para determinar la longitud (λ) de onda de la luz obtenida en un proceso de recombinación tenemos:

$$E_g = E_c - E_v = hf$$

donde:

E_g = Energía de la banda prohibida eV.

E_v = Energía de banda de valencia.

E_c = Energía de la banda de conducción.

h = Constante de Planck $4.137 \cdot 10^{-15}$.

f = Frecuencia de la luz.

λ = Longitud de onda (μm).

c = velocidad de la luz.

$$f = c/\lambda; \quad E_g = hc/\lambda.$$

$$\lambda = hc/E_g = 1.24/E_g \text{ } \mu\text{m}.$$

$$\lambda (\mu\text{m}) = 1.24/E_g.$$

De esta expresión podemos calcular la longitud de onda de los LEDs con solo conocer su E_g . Por ejemplo, para diodos de Arseniuro de galio (GaAs) donde su energía de banda prohibida E_g es 1.43 eV podemos calcular su λ en μm .

$$\lambda = 1.24/E_g = 1.24/1.43 = 0.89 \text{ } \mu\text{m}.$$

Esta longitud de onda es de una luz dentro de los infrarrojos cercanos, y podría ser usado para aprovechar la primera ventana (de onda corta) de las fibras ópticas.

SEMICONDUCTORES DE TIPO "N" Y TIPO "P".

Algunos materiales, tales como los elementos químicos silicio y germanio o mezclas de 2 diferentes elementos (por ejemplo indio y fósforo) o de 3 elementos (digamos indio, galio y arsénico) o más, son semiconductores sin impurezas llamados intrínsecos.

Sin embargo, con frecuencia se le agregan átomos de impurezas con niveles de energía en la banda prohibida, con el fin de modificar sus propiedades ópticas y eléctricas. A estos materiales resultantes se les llama extrínsecos.

Existen dos tipos:

En el primero, semiconductores tipo "N", cada uno de los átomos de impurezas llamados donadores, contribuye con uno de sus electrones para la banda de conducción, Figura III.9. Ahora la cantidad de energía requerida para liberar y elevar este electrón es bastante pequeña comparada con la energía de la banda prohibida del material intrínseco, ya que el donador pierde un electrón, este adquiere un hueco o una carga positiva inmóvil. Por eso la corriente es transportada por los electrones de la banda de conducción.

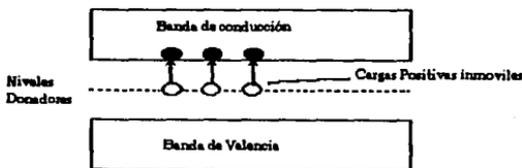


Figura III.9. Semiconductor tipo "N".

En la segunda variedad llamada semiconductor tipo "P", los átomos de impurezas llamados aceptadores cada uno captura un electrón de la banda de valencia, dejándole así a esta banda un hueco que es la ausencia de un electrón. El hueco actúa en todos los aspectos como si fuera una carga positiva. Significando que el aceptor ha adquirido una carga negativa. La corriente es transportada por huecos (positivamente cargado) móviles, (figura III.10).

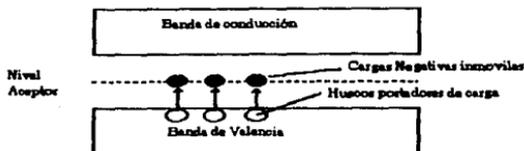


Figura III.10 Semiconductor tipo "P".

Los LASERS y los LEDs usan elementos del grupo III y V de la tabla periódica para su implementación.

Si combinamos un número igual de átomos con tres electrones y un número igual de átomos con cinco electrones, los átomos formarían enlaces covalentes de tal forma que los átomos tienen completas sus capas de valencia (ocho electrones) por lo tanto no existen portadores libres.

Para crear un material tipo "N" combinamos materiales del grupo V en mayor proporción que del grupo III. Ahora la estructura tiene electrones. Similarmente una estructura que tiene más átomos del grupo III que del grupo V resultará que hay huecos disponibles como portadores.

LA UNIÓN "PN".

Cuando parte de un cristal semiconductor del tipo N y parte del tipo P la frontera entre las dos partes es llamada unión PN.

La unión PN de semiconductores es la estructura básica utilizada en los dispositivos electro-ópticos usados en fibras ópticas. Tanto LASERS, LEDs como fotodiodos tienen uniones PN.

Para comprender que pasa en una unión PN, imaginaremos el instante de tiempo en el que el material P se pone en contacto por primera vez con el material N.

Ya que la unión es una frontera que tiene cargas negativas móviles (electrones) en un lado y cargas positivas móviles (huecos) por el otro; por movimiento térmico estas cargas se moverán hacia la unión, donde deberán recombinarse produciendo una corriente neta que fluirá en el diodo. Este proceso empieza a suceder pero se detiene debido a que un número pequeño de electrones y huecos ya han alcanzado la unión y se han recombinado. Debido a que los huecos y electrones móviles ahora se mantienen inmóviles en la frontera cargados positivamente y negativamente, evitan que haya más migraciones de portadores a través de la unión.

Por estas cargas inmóviles se genera un campo electrostático (barrera de potencial) que se opone al movimiento y detienen el flujo de corriente, figura III.11.

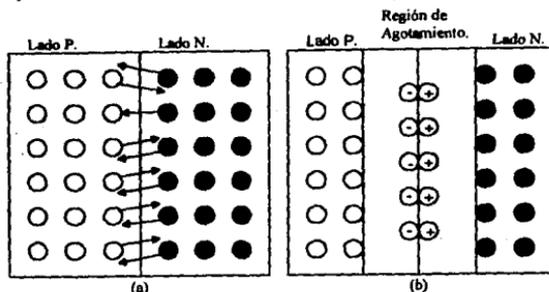


Figura III.11. Unión "PN".

El resultado es un doblez de las bandas de conducción y de valencia como se puede observar en la figura III.12.

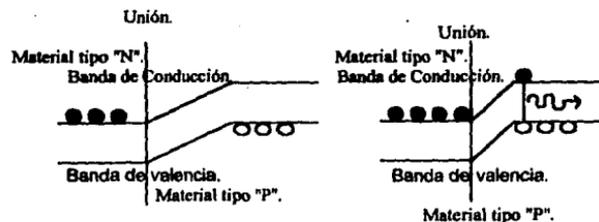


Figura III.12. Bandas de conducción de valencia.

Aplicándole un voltaje externo al cristal de tal forma que se oponga al campo internamente inducido (barrera de potencial), las bandas pueden ser desdobladas y de esta forma una corriente puede ser inducida para que fluya a través de la unión. Esto es llamado polarización directa del diodo, (figura III.13).

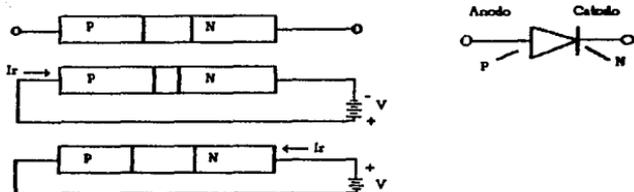


Figura III.13. Polarización directa.

Cuando la unión PN es polarizada directamente, es lo suficientemente grande como para que los electrones fluyan a través de la unión PN de la banda de conducción del lado N a la del lado P; se dice que hace una inyección de electrones.

III.3. EMISORES DE LUZ.

Entre las diferentes fuentes ópticas que existen, los diodos láser (LD) y los diodos emisores de luz (LED) son los únicos que satisfacen todos los requerimientos exigidos por los sistemas de telecomunicaciones. Actualmente, la instalación de sistemas de comunicaciones por fibras ópticas se ha difundido ampliamente debido principalmente a dos factores: enorme capacidad de transmitir información y costo relativamente bajo. Estos logros han sido posibles gracias a los grandes avances tecnológicos: desarrollo de fibras de vidrio con bajas pérdidas y grandes anchos de banda; desarrollo de dispositivos ópticos de alta calidad y confiabilidad (fuentes ópticas, LED, LD, detectores ópticos PIN y APD).

Las fuentes de luz que satisfacen estas exigencias y las más usadas en sistemas con fibras ópticas son:

- * Diodos emisores de luz (LEDs).
- * Diodos lasers semiconductor (LD).

Es importante recalcar que las fuentes de luz son escogidas de tal forma que las longitudes de onda de la luz emitida tengan una baja atenuación en la fibra y que caigan dentro del rango sensible del detector.

En el caso del fotodetector, para maximizar las pérdidas admisibles en la fibra y en consecuencia la distancia entre emisor y detector, se le pide que cumpla con lo siguiente:

- Alta eficiencia.
- Rápida respuesta.
- Bajo nivel de ruido.
- Tamaño pequeño.
- Confiable.
- Económico.
- Funcionar en temperatura ambiente.
- Alimentación por una fuente conveniente.

Los dispositivos detectores de luz que mejor satisfacen estos requerimientos son los fotodiodos. Los fotodiodos más usados en sistemas con fibras ópticas son:

- Fotodiodo PIN.
- Fotodiodo APD.

Tanto los emisores de luz como los fotodetectores son fabricados con semiconductores.

III.3.1. EMISORES LED.

Los diodos emisores de luz (LED), son fuentes de luz con emisión espontánea (no coherente). Los LED son diodos P-N que para emitir se polarizan directamente.

Un semiconductor P tiene huecos libres en la banda de valencia y un semiconductor N tiene electrones libres en la banda de conducción, cuando el semiconductor P se une con el semiconductor N se forma una barrera de potencial como se presenta en la figura III.14. En esta condición, los electrones no tienen suficiente energía para atravesar la barrera de potencial y llegar al semiconductor P para recombinarse con los huecos, tampoco los huecos tienen la suficiente energía para atravesar la barrera de potencial y llegar al semiconductor N y recombinarse con los electrones libres, por lo tanto no existe ningún movimiento de carga.

Si se aplica una polarización directa al diodo, la barrera de potencial disminuye elevando la energía potencial en el semiconductor N y disminuye la energía potencial en el semiconductor P.

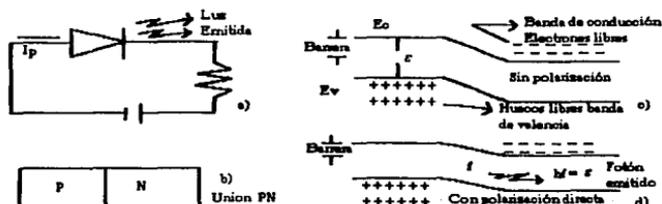


Figura III.14.

Bajo esta condición los electrones y huecos tienen suficiente energía para atravesar la barrera, los electrones pasarán de la banda de conducción a la banda de valencia recombinándose con los huecos, si el semiconductor es de transición directa, la energía perdida por los electrones se convertirá en energía óptica en forma de fotones.

Para la fabricación de diodos de alta eficiencia que acoplen suficiente energía es necesario que la recombinación de electrón-hueco se realice en una área pequeña, y que los fotones emitidos se radien en una dirección preferida. Esto se logra confinando a los portadores de carga en una área pequeña con barreras de potencial y confinando a los fotones con perfiles adecuados de índices de refracción.

Lo anterior se logra con heterouniones, las cuales son uniones de semiconductores disímolos con diferentes niveles de energía y con índices de refracción diferentes. Los diferentes niveles de energía ($E = E_c - E_v$) crean barreras de potencial tanto para electrones como para huecos. Una representación de una doble heterounión se presenta en la figura III.15.

Cuando un hueco y un electrón se recombinan se emite energía. Dependiendo del material esta energía puede ser o no en forma de luz, por ejemplo para el Silicio y el Germanio, los electrones y huecos al combinarse la mayor parte de su exceso de energía la emite como calor y no como luz; en cambio el Arseniuro de Galio tiene una estructura y una banda prohibida de tal forma que la recombinación de portadores resulta en emisión de luz de una longitud de onda λ de aprox. 0.89 μ m apropiado para ser usado como fuente de luz en fibras en la primera ventana.

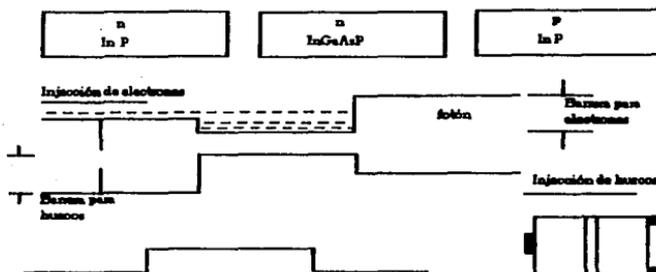


Figura III.15.

Además, el material debe ser escogido para que el tiempo de vida de los portadores sea muy pequeño, lo cual asegura que la salida de luz emitida responda rápidamente a las variaciones de corriente inyectada. La salida de luz del dispositivo es modulada por la intensidad de la corriente.

TIPOS DE LEDS USADOS EN FIBRAS OPTICAS.

El LED que hemos discutido tiene una estructura de homounión, lo que esto quiere decir que la unión PN esta formada por un solo tipo de material semiconductor, la recombinación de electrones y huecos se logra en la unión, pero la emisión de luz no es tan fácilmente accesible, además es omnidireccional, mucha de esa luz es absorbida por el mismo material y desperdiciada. Como resultado se obtiene baja radiancia y un patrón de salida que no es muy apropiada para fibras ópticas porque solo una pequeña porción de la luz emitida puede ser acoplada al núcleo de la fibra óptica.

Una estructura heterounión reduce este problema. Una heterounión es una unión PN formada con materiales que tienen estructura cristalina similar pero con diferentes niveles de energía e índice de refracción diferentes. Los diferentes niveles de energía restringen a los portadores y proporcionan una salida de luz más direccional y el hecho de que sean de índice de refracción diferentes ayudan a guiar la luz con reflexión interna total como en el núcleo de una fibra óptica.

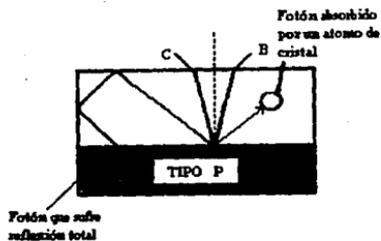


Figura III. 16.

Para ser utilizado en aplicaciones de transmisión en fibras ópticas un LED debe tener una salida de alta radiancia para acoplar suficiente potencia óptica en la fibra, una respuesta de tiempo de la emisión lo suficientemente rápida para poder modular señales de alta frecuencia y una alta eficiencia cuántica o de producción de luz.

Los Leds de alta radiancia (HRLLED - High Radiance LED) están diseñados específicamente para inyectar luz eficazmente en fibras multimodo y pueden ser de dos tipos genéricos:

- Emisión superficial (SLED).
- Emisión lateral (ELED).

LEDs DE EMISION SUPERFICIAL (SLED).

La alta radiancia en estos LEDs se logra restringiendo la región de emisión a solo una pequeña superficie de toda la pastilla, utilizando un pequeño contacto metálico del tipo P, la luz se obtiene a través de un pozo formado por ataque de ácido sobre el sustrato de tipo N (opuesto al contacto P) eliminando así la absorción en el sustrato y puede acoplarse mejor a la fibra introduciendo un rabillo de fibra óptica. La pequeña área emisora o activa está situada en el pozo para acoplar fibras de núcleo pequeño.

El plano de la región emisora de luz es conectada perpendicularmente a los ejes de la fibra.

La luz se emite isotrópicamente de la zona activa pero, debido al gran índice de refracción del material (3.5 aprox) solo la luz emitida dentro de un cono de un semiángulo de 16 grados con respecto a la perpendicular al plano de la unión PN puede, salirse del diodo.

Los primeros en usar esta tecnología fueron Burrus y Dawson, por esta razón también se les conoce con el nombre de diodo "BURRUS". (Figura III.17).

Los emisores Burrus más sencillos tienen generalmente áreas de emisión de unos 50 μm de diámetro para que sean compatibles con una fibra multimodo de índice gradual 50/125.

Estos tipos de diodos de alta radiación son fabricados de ALGaAs /GAAs para longitudes de onda de 800 a 885 nm. Estos son los materiales que más se utilizan en la fabricación de LEDs actualmente.

La adición de resina epoxica en las paredes tiende a reducir el índice de refracción, incrementando así la eficiencia de la potencia en el dispositivo, obteniéndose una mayor potencia acoplada a la fibra al reducir reflexiones de fresnell.

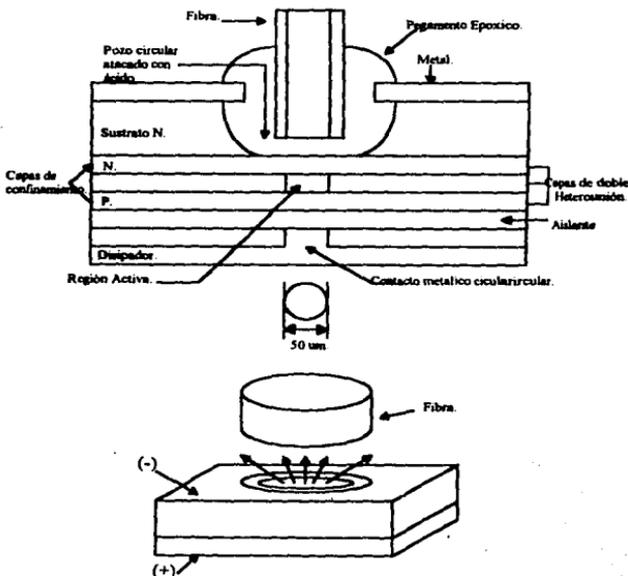


Figura III.17. Diodo Burrus.

LED DE EMISION LATERAL (ELED).

En este diodo como en el Burrus, el área emisora en lugar de ser un área circular es una tira, la luz que se aprovecha para la fibra óptica es la emitida a los lados de la tira y forma un haz elíptico. En una de las caras del diodo se coloca un espejo y en la otra una cubierta antirreflejante para aumentar la eficiencia de la emisión. La mayor parte de la luz propagada se emite únicamente por la cara antirreflejante debido a que la capa reflectora refleja hacia allí la luz que incide.

La región activa esta encerrada con dos capas guidoras que tienen un índice de refracción más bajo que el de la región activa pero más alto que las otras capas que la rodean. De tal forma que se forman la estructura de una guía con el mismo principio que la fibra óptica. Esta nos guiará la radiación óptica hacia donde esta posicionada la fibra óptica (figura III. 18) que la colectará.

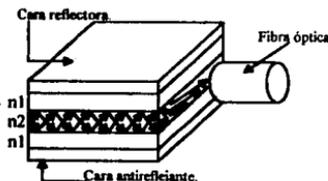


Figura III. 18.

Para acoplar diámetros de núcleo típicos (50 a 100 μm), las tiras de contacto del emisor lateral son de 50 a 70 μm de ancho.

La estructura de un diodo ELED se muestra en la figura III. 19.

COMPARANDO SLEDs Y ELEDs.

Un SLED opera a una densidad de corriente en exceso de 100 A/cm^2 y emite aproximadamente de 1 a 10 mW aunque típicamente la radiación acoplada a las fibras aproximadamente es solo de 100 μW . Se necesita una corriente de como de 300 mA para operar el dispositivo.

Un ELED emite menos potencia que los SLEDs pero se acopla a la fibra más eficientemente. La corriente necesaria es similar.

El ELED tiene las siguientes características:

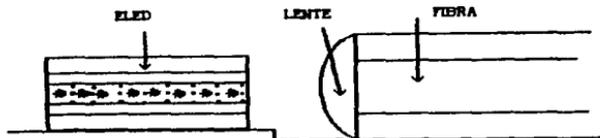
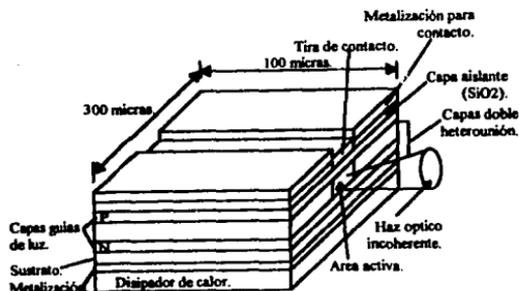


Figura III. 19.

- Es altamente direccional.
- Patrón de radiación más estrecho aunque elíptico, por lo tanto los lentes que se usen serán elípticos.
- Su empaquetamiento es difícil debido a la propiedad de emisión lateral.
- Tiene pequeñas aperturas numéricas ($N.A. = 0.25$ a 0.3)
- Producen más baja potencia de salida que los SLEDs.

ESPECIFICACIONES DE LOS LEDs.

Estas características nos ayudará a determinar la viabilidad de usar o no un LED para nuestra aplicación.

Las principales características y sus significados son:

POTENCIA DE SALIDA.- (mWatts) Es la potencia óptica emitida a una corriente de excitación específica. Un ELED tiene una mayor potencia de salida que un SLED. Algo importante que recordar

es que la potencia total de salida del dispositivo y la potencia que es usable al acoplar a la fibra son muy diferentes.

PATRON DE SALIDA.- La forma en que se reparte en el espacio el flujo luminoso emitido es una gráfica polar de radiación. El patrón de salida de la luz es importante en fibras ópticas, ya que conforme la luz deja el chip se dispersa. Solamente una porción entra a la fibra.

Un patrón más pequeño permite que le entre más luz a la fibra. Una buena fuente deberá tener un pequeño diámetro de emisión y pequeña apertura numérica (N.A.).

El diámetro de emisión define que tan grande es el área de la luz emitida. La N.A. define a que ángulos se dispersa la luz. Si, ya sea, el diámetro emitido o la N.A. de la fuente es más grande que la de la fibra receptora; algo de la potencia optima se pierde.

Se dice que todos los ELED tienen un patrón de radiación de salida "Lambertiano".



Figura III.20.

SALIDA ESPECTRAL.- Es la salida relativa de luz contra longitud de onda (λ). Es importante para acoplar el dispositivo emisor con la fibra y con el detector de luz.

ANCHO ESPECTRAL.- Los LEDs y los LASERS no emiten una sola λ , sino que ellos emiten un rango de longitudes de onda, como se puede apreciar en la respuesta espectral, este rango es conocido como ancho espectral de la fuente ($\Delta\lambda$).

Se mide donde la respuesta espectral nos indica el 50% de la amplitud máxima en ambos extremos de la longitud de onda de pico λ_p , se expresa en nm.

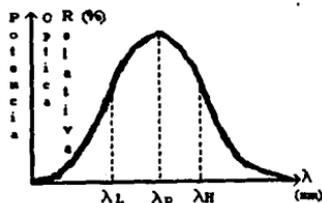


Figura III.21.

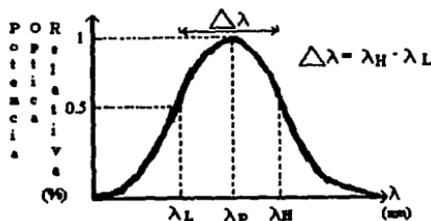


Figura III.22.

donde:

$\Delta\lambda$ = Ancho espectral.

λ_p = Longitud de onda de pico.

λ_h = Longitud de onda donde la amplitud ha bajado el 50% del máximo.

λ_l = donde la amplitud apenas ha alcanzado el 50% del máximo.

El ancho espectral es especialmente importante en sistemas de alta velocidad, larga distancia y fibra monomodo, esto es, por la dispersión del haz resultante.

VELOCIDAD DE CONMUTACION. - (Tiempo de respuesta) La fuente debe prenderse y apagarse lo suficientemente rápido para alcanzar los requerimientos de ancho de banda del sistema. La velocidad de la fuente se da por su tiempo de crecimiento (t_r) y caída (t_f). ver figura III.23.

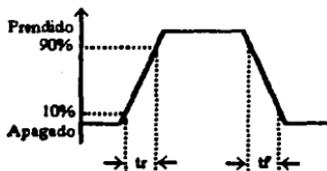


Figura III.23.

Tiempos t_r típicos para LEDs son del orden de nanosegundos.

Una igualdad empírica que nos relaciona el t_r con el ancho de banda es:

$$BW = 0.35 / t_r$$

donde:

t_r = El tiempo necesario para que la salida pase del 10% de su valor máximo al 90% del mismo.

BW = Ancho de banda.

Esta característica nos limita la velocidad a la que puede modularse el LED y depende de la vida útil de los portadores en la banda de conducción al caer a la banda de valencia.

Son típicos anchos de banda de 10 a 50 MHz.

CARACTERISTICA DE POTENCIA LUMINICA vs CORRIENTE. - La potencia luminosa es función casi lineal de la corriente de entrada. Como se ve en la figura III.24.



Figura III.24.

CARACTERÍSTICAS DE VOLTAJE vs CORRIENTE.- Se comportan como diodos, de poca resistencia dinámica cuya tensión de codo de umbral (V_F) o de polarización directa varía de acuerdo al material semiconductor. Como mostramos en la figura III.25.

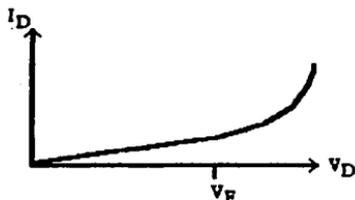


Figura. III.25.

TIEMPO DE VIDA ESPERADA.- Se dice que el tiempo de vida de un dispositivo se ha determinado cuando su potencia de pico a una condición indicada, se ha reducido el 50% de su valor (3dB).

El envejecimiento de un dispositivo depende de la temperatura y la temperatura depende de la corriente en el diodo, por lo tanto si hacemos conducir en un diodo una corriente grande estamos reduciendo su tiempo de vida. ilustrado en la figura III.26.

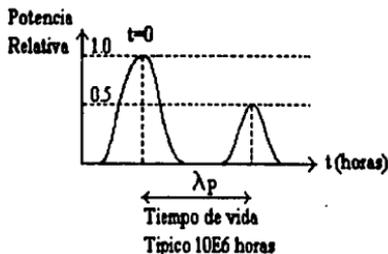


Figura. III.26.

III.3.2. EMISORES LD.

La palabra LASER es un acronimo que proviene de Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation o sea Amplificación de Luz por Emisión Estimulada por Radiación, su nombre nos sugiere que se basa en el principio de emisión estimulada que ya hemos discutido. Y no en emisión espontanea como en el caso de los LEDs.

La principal diferencia entre un LED y un LASER, es que el segundo tiene una cavidad óptica resonante necesaria para emitir luz LASER. Esta cavidad llamada cavidad resonante Fabry-Perot, es formada puliendo los extremos opuestos del chip para formar caras con acabados perfectamente paralelos y superficies de espejos. semi-reflejantes, figura III.27 y III.28.

Algunos de los fotones generados por la acción espontánea son atrapados en la cavidad fabry-perot, reflejándose de ida y vuelta en los espejos de los extremos. Estos fotones tienen un nivel de energía igual a la banda prohibida de los materiales del LASER. Si uno de estos fotones le pega a un electrón excitado en la banda de conducción, ya que es inestable, el electrón inmediatamente se recombina emitiendo un nuevo fotón.

Recordemos que la longitud de onda del fotón es una medida de su energía y ya que la energía del fotón estimulado es igual a la del fotón estimulante original, su longitud de onda es igual. También tiene la misma fase y dirección de propagación, entonces sus efectos, la del fotón incidente y la del estimulado, se suman y de esta forma la amplificación se ha dado, además los fotones emitidos estimulan nuevas emisiones.

La corriente alta de excitación en el chip crea inversión de población. La inversión de población es el estado en el cual un alto porcentaje de electrones brincaron de la banda de valencia a la banda de conducción y esto hace que un número grande de portadores se encuentren en la junta.

Cuando esto sucede es más probable que un fotón estimule emisión a que sea absorbido. Solamente arriba de la corriente de umbral existe la inversión de población a un nivel suficiente para permitir emisión LASER.

Aunque algunos fotones se mantienen atrapados en la cavidad, reflejándose y estimulando emisiones sucesivas, otros se escapan por las dos caras paralelas en un haz intenso de luz coherente llamada LUZ LASER.

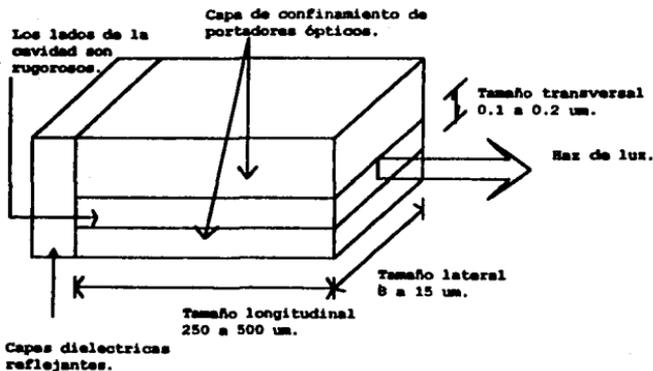


Figura III.27.

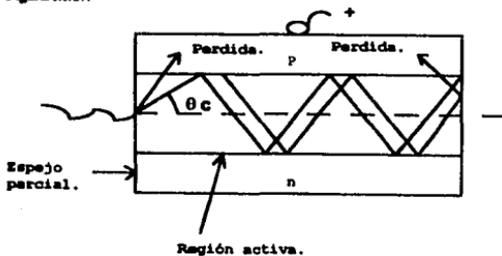


Figura III.28.

DIFERENCIA DE UN LASER DE UN LED.

CASI MONOCROMÁTICA.- La luz emitida tiene una banda angosta de longitud de onda. Esto significa que solo emite luz de una longitud de onda.

La luz LASER no es continua en la banda de su ancho espectral. Varias longitudes de onda son emitidas en ambos lados de la longitud de onda central o de pico.

COHERENTE.- Las longitudes de onda están en fase y propagándose en la misma dirección.

ALTA DIRECCIONALIDAD.- La luz es emitida en un patrón altamente direccional con pequeña divergencia. Divergencia es el esparcimiento del haz de luz conforme se aleja de la fuente.

COMPARACION ENTRE LEDs Y LASERs.

En la figura III.29 se muestra que los LEDs emiten más potencia que los LASERs abajo de su umbral láser, pero arriba de este la potencia del láser aumenta abruptamente conforme aumentamos la corriente de excitación.

PATRON DE SALIDA.- El LASER tiene un patrón más estrecho que la del LED, la cual facilita el acoplamiento de la luz con la fibra óptica. (figura III.30).

Ya que el láser proporciona un haz pequeño e intenso es compatible con los núcleos muy pequeños de las fibras monomodo.

ANCHO ESPECTRAL.- El ancho espectral del LASER es mucho más estrecho que el del LED. Ver figura III.31.

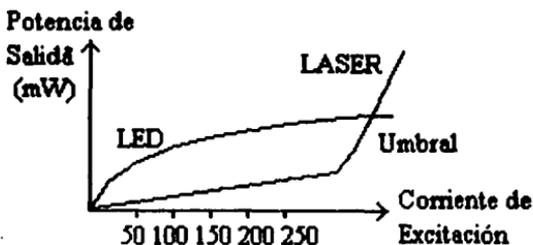


Figura III.29.

TIEMPO DE RESPUESTA.- Los LASER tienen tiempo de crecimiento del orden de ns y los LEDs de varios nanosegundos, esto quiere decir que un LASER puede ser modulado por señales de muy alta frecuencia.



Figura III.30.

COMPATIBILIDAD CON FIBRAS MONOMODO.- El LED no es efectivo para ser usado en fibras monomodo pero, el láser por sus características es compatible con fibras monomodo.

DESVENTAJAS DEL LASER:

El LASER tiene unas cuantas desventajas que mencionaremos a continuación.

- Son difíciles de usar.
- Requiere retroalimentación.
- Es costoso.
- No se pueden trabajar abajo del umbral láser.
- Cambia mucho su corriente de umbral con la temperatura.

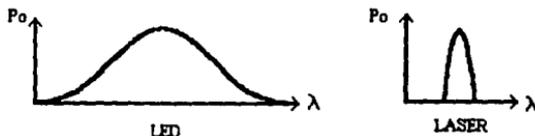


Figura III.31.

III.4. RECEPTORES DE LUZ.

El propósito del receptor en los sistemas de telecomunicaciones por fibras ópticas, es extraer la información contenida en una portadora óptica que incide en el fotodetector. En los sistemas de

transmisión analógica el receptor debe amplificar la salida del fotodetector y después demodularla para obtener la información. En los sistemas de transmisión digital el receptor debe producir una secuencia de pulsos eléctricos (unos y ceros) que contienen la información del mensaje transmitido.

En los sistemas de telecomunicaciones por fibra óptica, el fotodetector es un elemento esencial, su importancia hace que satisfaga requerimientos muy estrictos en su funcionamiento. Las características principales que deben tener son:

- Sensibilidad alta a la longitud de onda de operación.
- Contribución mínima al ruido total del receptor.
- Ancho de banda grande (respuesta rápida).
- Características estables respecto al medio ambiente.
- Dimensiones físicas compatibles con la fibra óptica.

Existen dos tipos de fotodetectores de semiconductor, que se emplean en los receptores ópticos para sistemas de telecomunicaciones. El primero es comúnmente referido como fotodetector PIN, este genera un solo par electrón-hueco por fotón absorbido. El segundo se refiere como fotodetector de avalancha (APD), el cual presenta ganancia interna y genera más de un par electrón-hueco, debido al proceso de ionización de impacto, este proceso se llama ganancia de avalancha. En algunas aplicaciones, donde se requiere alta sensibilidad, es ventajoso diseñar los receptores con fotodetectores de avalancha; sin embargo, la propiedad aleatoria del proceso de multiplicación de ionización de impacto introduce ruido que puede en algunas circunstancias, llegar a ser un factor dominante en la sensibilidad del receptor. Además dicho dispositivo requiere de altos voltajes de polarización para obtener ganancia, la cual depende de la temperatura.

PRINCIPIOS FÍSICOS DE LOS FOTODIODOS:

El diodo más simple es un fotodiodo PN (mostrado en la figura III.32), aunque este tipo no es muy usado en fibras ópticas nos puede ser útil para ilustrar las ideas básicas de la fotoconducción.

El principio de un fotodiodo es basado en la absorción. Un fotón incidente es absorbido por un electrón enlazado, en la banda de valencia, pasándole suficiente energía como para hacerlo saltar hasta la banda de conducción, creando un electrón libre y un hueco móvil (figura III.33). Si la separación ocurre dentro de un campo eléctrico inverso, la fuerza eléctrica atrae a los portadores respectivos.

Si la creación de portadores ocurre en la región de agotamiento (la vecindad de la unión PN) los portadores rápidamente se separan y se desplazan apresuradamente, debido al campo eléctrico inverso los electrones hacia N y los huecos hacia P.

Estos movimientos hacen que un electrón fluya como fotocorriente en el circuito externo. Cuando el fotón incide fuera de la región de agotamiento, los portadores se mueven lentamente hacia la región de agotamiento. Mucho portadores se recombinan antes de alcanzarla, en este caso la corriente externa es despreciable.

Los portadores que se mantuvieron y alcanzaron el área de agotamiento son rápidamente jalados a través de la unión PN por las grandes fuerzas eléctricas en esa región para producir una corriente eléctrica externa.

Sin embargo esta fotocorriente, es retardada con respecto a la absorción del fotón que generó los portadores debido al movimiento lento inicial de los portadores hacia la región de agotamiento. Y además después de que la luz se quita, la corriente continua fluyendo.

Este fotodiodo de unión PN tiene dos características que lo hacen poco apropiado para la mayoría de las aplicaciones en fibras ópticas.

El área de agotamiento es una porción relativamente pequeña del volumen total de diodo, mucho de los fotones absorbidos no producirán corriente externa; ya que los huecos y electrones libres se recombinan antes de producir corriente externa. La potencia óptica debe ser bastante alta para generar corriente apreciable.

La respuesta lenta por la difusión hace al diodo bastante pobre para aplicaciones de alta y media velocidad. Esta respuesta limita su operación a rangos de KHz.

La eficiencia de una junta PN como fotodetector puede ser enriquecida ampliando la región de agotamiento para dar oportunidad que se formen ahí más pares electrón-hueco.

Existen dos formas de aumentar la región de agotamiento.

- 1.- Incluyendo material intrínseco entre P y N, formando un diodo PIN. Sin embargo se genera una capacitancia grande que limita la rapidez de conmutación.
- 2.- Aumentando la polarización inversa en lo que se basa el diodo de avalancha (APD). Sin embargo se aumenta la corriente de fuga o de oscuro.

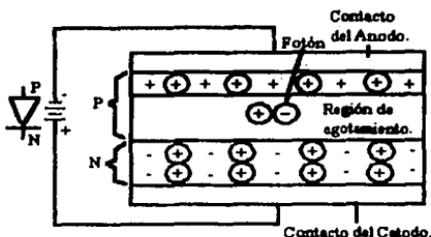


Figura III.32. Junta polarizada inversamente.

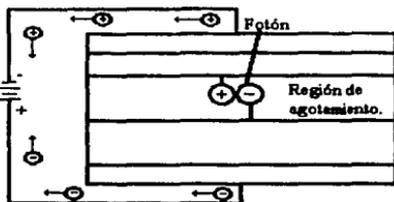


Figura III.33. Forma en la que se mueven los electrones.

III.4.1. FOTORECEPTOR PIN.

Es un dispositivo, cuya estructura consiste de regiones P y N separadas por un material intrínseco (o ligeramente dopado n), llamado i y que de esta combinación deriva su nombre.

Ya que la capa intrínseca no tiene portadores libres, su resistencia es muy grande (podemos considerarlo dialéctico), por lo tanto las fuerzas eléctricas son fuertes dentro de él. En realidad lo que se busca es ampliar la región de agotamiento, cosa que se logra aplicándole un voltaje inverso lo suficientemente grande para que la región completa i se convierta en región de agotamiento. De esta forma se consigue una región de agotamiento muy grande comparada con el tamaño del diodo como se puede ver en la figura III.34.

De tal forma que cuando incide un fotón la probabilidad de que lo haga dentro de la región de agotamiento se ha incrementado y por lo tanto que sea absorbido por un par electron-hueco también.

Esto nos trae como beneficio el aumento de la eficiencia cuántica, sin embargo esta ampliación de la región de agotamiento alarga el camino que los portadores deben recorrer para llegar a la terminal polarizada inversamente para producir una fotocorriente. El problema es que el tiempo que tardan los portadores en llegar, se incrementa y por lo tanto la velocidad de respuesta se ve reducida.

Aquí nos damos cuenta que el incremento en la eficiencia cuántica es a costo de reducción del tiempo de respuesta.

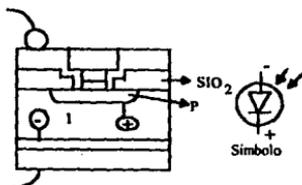


Figura III.34. Estructura de un diodo PIN.

III.4.2. FOTORECEPTOR APD.

La estructura de diodo APD, que se muestra en la figura III.35 crea un campo eléctrico muy fuerte en una porción de la región de agotamiento.

Los portadores primarios (electrones libres de huecos creados por los fotones absorbidos) dentro de este campo son acelerados por el campo, ganando varios electron Volt de energía cinética. Al chocar estos rápidos electrones con pares electron-hueco hacen que con la energía aplicada por la colisión se formen portadores brincando de la banda de valencia a la banda de conducción, los electrones libres.

Los portadores que se forman con la colisión con portadores primarios en la forma mencionadas se llaman portadores secundarios. (ionización por colisión).

Un portador primario puede crear nuevos portadores secundarios y los portadores secundarios por si mismos pueden acelerarse y crear nuevos portadores. A este proceso global se le llama fotomultiplicación, la cual es una forma de ganancia.

La cantidad de fotocorriente depende del factor de fotomultiplicación que nos dice el número de electrones de flujo de fotocorriente de cada fotón absorbido.

Rangos típicos de multiplicación están entre decenas hasta centenas. El factor de multiplicación aumenta conforme se aumenta el voltaje de polarización inversa.

El APD.- requiere de altos voltajes inversos de polarización para crear una región con gran campo. A voltaje más bajos se comporta como un fotodiodo PIN y no representa ganancia interna.

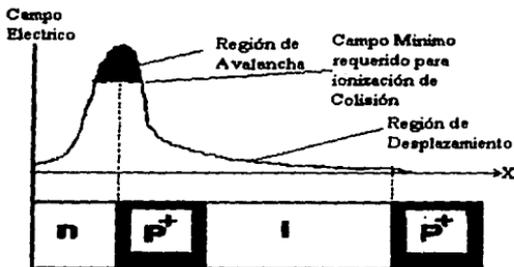
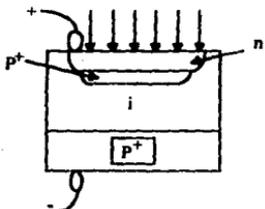


Figura III.35. Estructura de un diodo de avalancha.

El voltaje de ruptura de avalancha de un APD es el voltaje en el cual empieza la ionización por colisión. Un APD polarizado arriba del punto de ruptura producirá una corriente aun en ausencia de luz (ID). El voltaje mismo es suficiente para crear portadores y producir ionización de colisión.

El APD frecuentemente se polariza justo abajo del punto de ruptura, de tal forma que cualquier potencia óptica creará rápida respuesta y suficiente salida de fotocorriente.

El compromiso aquí es el aumento del voltaje inverso, aumenta también la corriente de oscuro (ID). Otro problema es que se requiere fuentes de alto voltaje, y es muy ruidoso.

CARACTERISTICAS DE UN FOTODIODO.

Las características más importantes que debemos considerar cuando seleccionamos un fotodetector para ser aplicado en un sistema con fibras ópticas son:

1.- SENSIBILIDAD (R). Es una medida de la corriente de salida del diodo para una potencia luminica dada, incidiendo en el diodo. El diseñador de un sistema debe ser capaz de calcular el nivel de potencia acoplada al diodo. Generalmente es dada en ampers/Watt o (A/W) y es una medida del desempeño del fotodiodo.

Un fotodiodo PIN por ejemplo tiene típicamente una sensibilidad de 0.4 y 0.6 A/W. Una sensibilidad de 0.6 A/W significa que si la luz incidente tiene 50 uW de potencia nos produce una corriente de 30 uA.

$$50 \text{ uW} * 0.6 \text{ A/W} = 30 \text{ uA.}$$

La sensibilidad varia con la longitud de onda por eso se especifica la longitud de onda a máxima sensibilidad o la longitud de onda de interes.

El Silicio es el material más usado para detectores en el rango de 800nm, 900nm, su sensibilidad de pico es de: 0.7 A/W a 900nm.

En un sistema con fibras ópticas plásticas su operación es generalmente en 650 nm en el espectro visible. Aquí la sensibilidad del fotodiodo baja hasta 0.3 A/W.

Los fotodiodos de Silicio no son útiles para longitudes de onda más largas como a 1300 y 1550nm. A estas frecuencias se usan materiales principalmente Germanio (Ge) y Arseniuro Indio de Galio (InGaAs).

2.- RESPUESTA ESPECTRAL. Es la curva que nos muestra la distribución de la respuesta relativa del fotodiodo a diferentes longitudes de onda. Esta curva proporcionada por el fabricante nos ayuda a encontrar la sensibilidad del dispositivo a la longitud de onda de la aplicación.

Por ejemplo la sensibilidad del dispositivo de motorola MFODIOZF es dado como 0.15 A/W a 900nm como la curva de la figura 38 indica la respuesta a 900nm. Es el 78% de la respuesta de pico. Si el sistema opera con un led de 800nm la respuesta sería:

$$R(820) = (0.98/0.78) \cdot R(900) = 1.26 \cdot R(900) = 0.19 \text{ A/W}$$

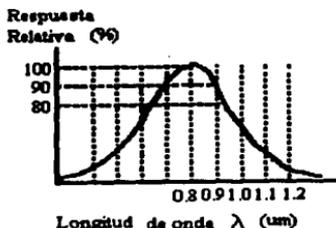


Figura III.36. Respuesta espectral Relativa del diodo PIN.

3.- EFICIENCIA CUANTICA (η). Es la relación de los pares electrón-hueco primarios (creados por fotones incidente) con el número de los fotones incidentes sobre el material del diodo. Una eficiencia cuántica de 100% a 1 significa que todos los fotones absorbidos crean un portador. Una eficiencia cuántica típica es de 70% la cual significa que de cada 100 fotones incidentes solo siete generan portadores.

La eficiencia cuántica aplica a los electrones creados por la absorción de fotones y no por los portadores secundarios.

La sensibilidad (R) puede ser calculada de (η) la eficiencia cuántica.

$$R = \eta e \lambda / hc = f(\eta, \lambda)$$

ya que e , h , c son constantes la sensibilidad solo depende de las variaciones de η y λ .

4.- TIEMPO DE RESPUESTA. Es el tiempo requerido para que el fotodiodo responda a una entrada óptica y producir una corriente externa.

Al igual que en las fuentes de luz esta especificado por los tiempos de subida y de caída medidos entre el 10% y el 90% de la amplitud máxima al responder a una entrada escalón.

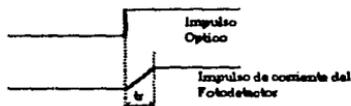


Figura III.37. La respuesta de un fotodiodo a un impulso luminoso de subida brusca.

t_r , es del orden de entre 0.5ns y 10ns. Este tiempo es limitado por la velocidad de tránsito de los portadores con la que pasan la región de agotamiento. Es influenciado por el voltaje de polarización, un voltaje más alto produce tiempos de subida mas cortos. El tiempo de respuesta del diodo se relaciona con el ancho de banda usado de la siguiente forma:

$$BW = 0.35 / t_r.$$

El ancho de banda o rango de operación, de un fotodiodo esta limitado ya sea por su tiempo de subida t_r o por su constante de tiempo R_c . Con el que se obtenga el ancho de banda más bajo.

El ancho de banda de un circuito limitado por la constante de tiempo R_c esta dado por:

$$BW = 1 / 2\pi R_c C_d$$

R_c = Resistencia de carga.

C_d = Capacitancia del diodo.

5.- FRECUENCIA DE CORTE. Es la frecuencia en la cual la señal se atenúa el 50% de su valor máximo (3 dB), esta marca el ancho de banda frecuencia arriba de la frecuencia de corte son eliminadas.

Ejemplo del uso de este concepto:

Spongamos con un fotodiodo con un $t_r = 1$ ns y una capacitancia de 2pF. Su ancho de banda aproximado basado en el tiempo t_r , es:

$$BW = 0.35 / t_r = 350 \text{ Mhz.}$$

Para asegurar que la constante de tiempo no baje mas, debemos determinar el valor de resistencia más alto viable:

$$BW = 1 / 2\pi R C_d$$

$$35 \cdot 10E6 \text{ Hz} = 1 / 2(3.1416)(2 \cdot 10E-12)R$$

$$R = 227 \text{ ohms.}$$

Entonces una resistencia estandar de 220 ohms funcionaria aunque en la práctica se escoge una resistencia con un cuarto de ese valor.

CARACTERISTICAS ELECTRICAS.

En la figura III.38 se muestran las curvas características de un foto-diodo.

VOLTAJE INVERSO DE RUPTURA (V_{BR}). Es el voltaje inverso máximo que se le puede aplicar sin dañarlo. Para un fotodiodo PIN del orden 30 - 50 volts y para un diodo de avalancha de 150-200 volts.



Figura III.38. Características Corriente voltaje de polarización inversa.

VOLTAJE DE POLARIZACION INVERSA. Los fotodiodos requieren voltajes de polarización tan bajos como 5V para algunos diodos PIN hasta varios cientos de volts para los diodos de avalancha.

Este voltaje afecta significativamente la operación del dispositivo ya que I_D , R y τ aumentan con el aumento de este voltaje. Los diodos APD se polarizan cerca de su punto de ruptura de avalancha para asegurar respuestas rápidas.

CORRIENTE EN OBSCURO (I_D). Puesto que el fotodiodo es un diodo polarizado inversamente existe una corriente de fuga aunque no le apliquemos luz a la unión. A esta corriente inversa de saturación, o a la corriente que fluye aunque no se aplique luz se le conoce como corriente en obscuro (I_D).

Es una corriente térmicamente generada en el diodo y aumenta aproximadamente el 10% conforme la temperatura aumenta 1 grado centígrado. Los valores típicos de corriente de oscuro son: 5 nAmpers 50 nAmpers.

La corriente en oscuro para fotodiodo de Silicio es menor que la de los de Germanio en longitudes de onda cortas y que al de los de Arsénico Indio de Galio (InGaAs) usado en longitudes de onda más largas.

POTENCIA MINIMA DETECTABLE. Determina el nivel más bajo de potencia óptica que incide y que el detector puede manejar.

Nunca podrá exceder al limite inferior que sería la corriente de oscuro.

TABLA COMPARATIVA DE CARACTERISTICAS DE LOS DIODOS PIN Y APD.

Fotodiodo PIN.

- No tiene ganancia.
- Sensible en un amplio BW.
- Usa bajos voltajes de polarización.
- Fácil de fabricar.
- Muy confiable.
- Bajo ruido.
- Más comúnmente usado.

Fotodiodo APD.

- Ganancia interna.
- Mayor sensibilidad.
- Ancho de banda reducido.
- Ruidoso.
- Usa alto voltajes.

III.5. CODIGO DE LINEA.

La señal que se usa en telecomunicación por fibra óptica con modulación digital es el tipo unipolar, es decir, cuando existe corriente de salida en el excitador, habrá energía óptica que se acopla a la fibra, lo cual se representa por el uno lógico dado por presencia de luz. Cuando no existe potencia óptica acoplada a la fibra, se simboliza por el cero lógico o ausencia de luz.

Las señales unipolares pueden ser de dos tipos:

- 1.- No retorno a cero NRZ, la marca del uno lógico dura todo el periodo T de la señal.
- 2.- Retorno a cero RZ, la marca del uno lógico dura menos del periodo T.

En comunicación óptica se usan señales NRZ y RZ. Las señales NRZ tienen la ventaja que la velocidad de la línea requerida es la mitad que la del formato RZ. La ventaja de las señales RZ es que en el receptor es mejor el sincronismo para la extracción de la temporización.

Código de bloques NBMB.

La señal unipolar que se usa en la transmisión con fibra óptica, han promovido ciertos códigos que representan las mejores ventajas. Entre los códigos más eficaces que se usan ampliamente en las jerarquías de 140 y 565 Mbps está el de bloque NBMB. En este código se transmiten M bits por cada N bits de señal, M por lo general es par y se cumple que $M > N$. El empleo de los códigos de bloque incrementa ligeramente moderadamente la velocidad de transmisión en la relación M/N. Por ejemplo, para formato NRZ con velocidad de 140 Mbps (139.264 Mbps exactamente), al emplear el código 5B6B la tasa de transmisión se eleva a 168 Mbps. También se usa el código 5B6B en la jerarquía de 565 Mbps sucediendo algo semejante al caso anterior.

La palabra o símbolo de entrada a un decodificador 5B6B, está compuesta por una cadena de bits. Esta cadena se considera dividida en grupos de cinco bits, de tal forma que habrá la posibilidad de tener $2^5 = 2^6$ palabras diferentes en la información de la entrada. La palabra de salida tiene 6 bits, por lo tanto, es factible que existan $66 = 64$ palabras diferentes a la salida.

La correspondencia entre los 32 símbolos de entrada y los 64 de salida se realiza bajo ciertos criterios que comúnmente dejan fuera del alfabeto de salida un cierto número de conjuntos de seis bits. La existencia de una de estas combinaciones prohibidas en la señal recibida se debe a errores en la transmisión.

La correspondencia entre el código de entrada y el de salida, se realiza en base a parámetros como la disparidad d de una palabra del código de salida, la cual se define como la diferencia entre el número de unos y el número de ceros que forman el código. Si el número de unos es mayor al de ceros $d = 2$, cuando el número de ceros es mayor $d = -2$ y cuando el número de ceros es igual al de unos $d = 0$, ver tabla III.1.

Salida decodificada	Palabras codificadas estado 4	d	palabras codificadas estado 2	d
0	101011	2	010100	-2
1	011100	0	011100	0
2	110001	0	110001	0
3	101001	0	101001	0
4	011010	0	011110	0
5	010011	0	010011	0
6	101100	0	101100	0
7	111001	0	000110	0
8	100110	0	100110	0
9	010101	2	010101	-2
10	010111	0	101000	0
11	100111	0	011000	0
12	110011	2	001100	-2
13	011110	2	100001	-2
14	101110	0	010001	0
15	110100	2	001011	-2
16	001011	2	110100	-2
17	011101	2	100010	-2
18	011011	0	100100	0
19	111000	2	000111	-2
20	110110	2	001001	-2
21	111010	0	000101	0
22	101010	2	010101	-2
23	011001	2	100110	-2
24	001101	0	110010	0
25	101101	0	010010	0
26	110010	0	001101	0
27	010110	2	101001	-2
28	100101	2	011010	-2
29	100011	0	011100	0
30	001110	0	110001	0
31	110101	2	001010	-2

TABLA III.1. Decodificador de 3B6R.

CAPITULO IV

FIBRAS OPTICAS

"La amistad del hombre es con frecuencia un apogeo, la de la mujer es siempre un consuelo".

Johann Paul Richter.



IV.1. Introducción.

En 1880, cuatro años después de la invención del teléfono, Alexander Graham Bell realizó un aparato para comunicar, llamado fotófono. Este dispositivo, mostrado en la figura IV.1., transmitía una señal de voz a una distancia de 200 metros utilizando un rayo de luz solar como portadora. Cuando la conversación emitida en el embudo parlante hacía vibrar el espejo, variaba la energía de la luz reflejada sobre la célula fotovoltaica. La corriente eléctrica que producía la célula variaba en concordancia con la energía luminosa.

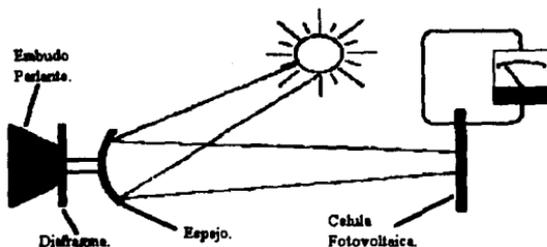


Figura IV.1. Fotófono de Alexander Graham Bell.

El dispositivo mostraba los principios básicos de las comunicaciones ópticas tal y como se utilizan en la actualidad.

En otros trabajos, como en el Reino Unido en 1890 Lord Tyndall demostró que la luz podía ser guiada en medios dieléctricos y Lord Rayleigh analiza por primera vez las guías de onda en 1897. En Alemania, Hondros y debey (1910) empiezan el análisis teórico de propagación de las guías de onda cilíndricas. Para 1960 la aparición del láser se alzó como la fuente de luz tan buscada, así volvió a tomar fuerza la idea de usar la luz para enviar información de un punto a otro, y se ensayaron diferentes medios de propagación como lentes, espejos, gas, etc.. El empleo de las guías de vidrio parecía prometedor, sin embargo, las pérdidas de varios miles de decibeles por kilómetro era una seria dificultad.

En 1966 Kao y Hockham del Reino Unido publican un artículo en el que indican que las pérdidas excesivas de las fibras de vidrio se debían a impurezas introducidas en el proceso de

fabricación, por lo que la perfección de éstos procesos permitiría el uso de las fibras de vidrio para transmisión de grandes distancias. Kao y Davis en 1968 publican en su artículo valores bajos de atenuación en sílica fusionada, y hacia 1970 había fibra con pérdidas de únicamente 20 decibeles por kilómetro (dB/Km) fabricado por Kapron de Corning Glass Company de EE.UU.

A partir de estos acontecimientos, se vio la posibilidad de construir sistemas prácticos de comunicación con fibra óptica y su desarrollo se orientó a operar en longitudes de onda localizadas en el infrarrojo cercano. Desde entonces los progresos en la invención y aplicación de fibra óptica han sido sobrecogedores.

La información adquiere la forma de voz, documentos, gráficas, códigos, imágenes, datos. Todo ello es susceptible de ser procesado electrónicamente y así hacerlo fluir a través de los medios de comunicación que nos rodean. Nos encontramos inmersos entre radios, televisores, teléfonos, cables, microondas, satélites e incluso fibras ópticas.

Cada uno de estos medios alternos ha encontrado un lugar y una aplicación particular en las telecomunicaciones. En los últimos años, de entre todos ellos destacan las fibras ópticas (F.O) por sus muy singulares propiedades: Son pequeñas, ligeras, compactas, con bajas pérdidas, gran capacidad de transmisión de información y prácticamente libres de interferencias e interceptaciones.

A partir del primer sistema comercial de fibra óptica instalada en Chicago EE.UU., en 1977, se empezaron a desarrollar diversos sistemas y desde 1980 se incrementaron rápidamente las instalaciones, que en su mayoría usaron fibra multimodo para enlazar centrales telefónicas. Para los enlaces de gran distancia y velocidad de transmisión elevada, desde 1983 se han instalado sistemas de fibra unimodo por vía terrestre y submarina. El uso de la fibra unimodo es la tendencia reciente, y su aplicación entre centrales telefónicas es la más común.

IV.2. Propagación de la luz.

Reflexión.

Cuando la luz incide sobre una superficie plana de un material liso como el vidrio (como se ilustra en la figura IV.2), parte de la energía se refleja y parte penetra en el vidrio, es decir, se refracta. Las direcciones de los haces incidente, reflejado y refractado se especifican por medio de los ángulos θ_1 , θ_r y θ_2 , que los rayos respectivos forman con la perpendicular a la superficie. Experimentos tan antiguos como la civilización griega, conducen a la ley de la reflexión regular:

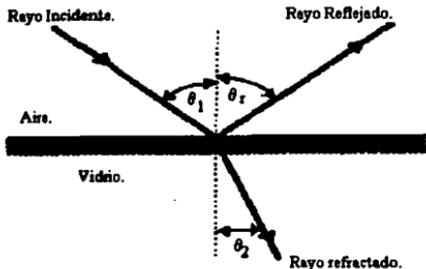


Figura IV.2. Rayos Incidente, Reflejado y Refractado.

- 1.- El rayo reflejado está contenido en el mismo plano que contiene el rayo incidente y la perpendicular a la superficie.
- 2.- El ángulo de reflexión, θ_r , es igual al ángulo de incidencia, θ_i . Es decir,

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

La mayor parte de los objetos visibles tienen irregularidades en sus superficies que son grandes en comparación con la longitud de onda de la luz. Tales objetos reflejan la luz en todas direcciones, como se ilustra en la figura IV.3. Esta es la llamada reflexión difusa.

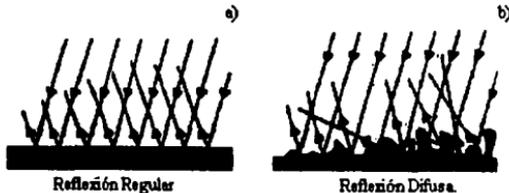


Figura IV.3. Reflexión Regular y Difusa.

Refracción.

Una onda plana de frecuencia f , que se **desplaza** con una velocidad v_1 en el aire, sufrirá un quiebre como se muestra en la figura IV.4, al ser transmitida en el vidrio en donde su velocidad cambia a v_2 .

Este cruce brusco en la superficie entre dos medios transparentes diferentes se denomina refracción, un fenómeno que puede comprenderse al considerar la naturaleza ondulatoria de la luz. Las posiciones de dos crestas de onda sucesivas se indican en la figura IV.4, en donde se muestra un rayo perpendicular a los frentes de onda. El aspecto importante es que la frecuencia de la luz ha de ser la misma en el vidrio y en el aire (que es la misma frecuencia de la luz emitida por la fuente). Así, si se representa la longitud de onda de la luz en el vidrio por λ_2 y en el aire por λ_1 , se puede utilizar la ecuación A) para escribir $v_1 = \lambda_1 f$ y $v_2 = \lambda_2 f$. En la figura IV.4b) se ve que $\text{sen } \theta_1 = \lambda_1 / D$ y $\text{sen } \theta_2 = \lambda_2 / D$. Por consiguiente, se obtiene.

$$\text{sen } \theta_1 / \text{sen } \theta_2 = (\lambda_1 / D) / (\lambda_2 / D) = \lambda_1 / \lambda_2 = (v_1 / f) / (v_2 / f) = v_1 / v_2 \dots \text{(II)}$$

lo que implica que

$$(1/v_1) \text{sen } \theta_1 = (1/v_2) \text{sen } \theta_2 \dots \text{(III)}$$

Conviene expresar esta relación en función de los índices de refracción, $n_1 = c/v_1$ y $n_2 = c/v_2$, de los medios diferentes. Al multiplicar los dos lados de la ecuación (III) por c se obtiene

$$n_1 \text{sen } \theta_1 = n_2 \text{sen } \theta_2 \dots \text{(IV)}$$

resultado que se conoce como la ley de la refracción de Snell. Esta relación determina el quiebre de un rayo de luz en la superficie común de dos medios de índices de refracción n_1 y n_2 ; la ecuación se cumple para el caso de la luz que pasa del segundo medio al primero, al igual que cuando pasa en la dirección opuesta.

La ley de Snell fue formulada originalmente como un resultado empírico: una ecuación en concordancia con mediciones experimentales de los ángulos θ_1 y θ_2 . A partir de estas mediciones, puede calcularse la relación n_1/n_2 de los índices de refracción de dos medios distintos. Por definición, el índice de refracción del vacío es exactamente la unidad. El índice de refracción de todo material depende de su naturaleza y de la longitud de onda de la luz. Algunos valores típicos para la luz visible son: vidrio óptico $n = 1.52$; agua $n = 1.33$; aire en condiciones normales $n = 1.0003$.

Volvamos momentáneamente a la disputa de ondas contra partículas con respecto a la luz. En el siglo XVII Huygens demostró, como aquí se ha hecho, que las ondas deberían satisfacer la ley de Snell de la refracción. Y como en el agua,

$$n = c/v = 1.33$$

la velocidad, v , de las ondas de la luz en el agua debe ser por consiguiente, menor que la velocidad de la luz en el vacío, c .

Si la luz fuera una corriente de partículas que obedeciera la mecánica de Newton, un haz de luz se quebraría tal como se observa en la superficie común del vacío con el agua si esta última ejerciera una fuerza de atracción sobre las partículas. La componente de la velocidad de la partícula, perpendicular a la superficie común, resultaría incrementada dentro del agua y así se aplicaría la razón por la cual el vector velocidad se acerca a la perpendicular. Pero en este caso, ¡las partículas deberían moverse con mayor rapidez en el agua que en el vacío!

Se presentó aquí una oportunidad para decidir entre la teoría ondulatoria de la luz de Huygens y la teoría corpuscular de la luz, adelantada por el gran matemático y filósofo francés René Descartes (1596 - 1650) y considerada con mejores posibilidades por Newton. Sólo se tenía que determinar si la luz se mueve más lentamente o más rápidamente en el agua que en el vacío. Pero este experimento crítico estaba más allá de las posibilidades de los físicos hasta entonces; sólo en 1850 Jean Léon Foucault diseñó con éxito un método experimental. El resultado obtenido demostró que la luz se mueve más lentamente en el agua que en el vacío. De esta manera se sostuvo la predicción de la teoría ondulatoria.

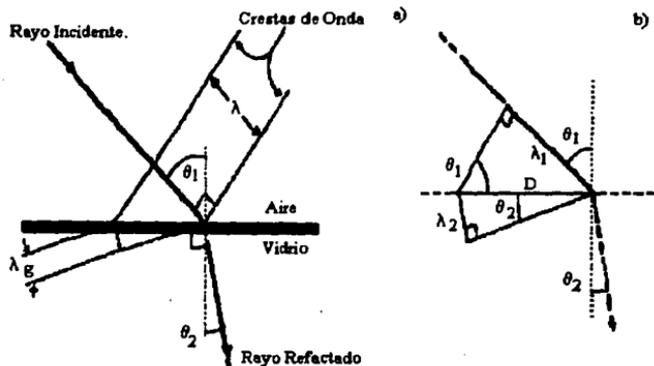


Figura IV-4. Refracción. a) La onda avanza más lentamente en el vidrio que en el aire. b) Ampliación.

Apertura numérica.

Una característica importante de las fibras ópticas es su habilidad de coleccionar luz emitida por una fuente.

Cuando se acopla una fuente a una fibra se presentan dos mecanismos de pérdidas, uno de ellos está relacionado al desacoplamiento de área y el otro está relacionado con la apertura numérica.

El desacoplamiento de área se presenta cuando el área iluminada por la fuente es más grande con respecto al área transversal del núcleo. Existen dos medios para reducir este problema: el primero consiste en reducir la distancia entre la fuente y la fibra; el segundo consiste en emplear fuentes lo más pequeñas que sean posibles y en particular más pequeñas que el núcleo. Cuando es inevitable que exista una cierta distancia entre la fibra y la fuente, se pueden reducir las pérdidas por desacoplamiento de área empleando lentes.

Aunque el área iluminada por la fuente sea menor que el área del núcleo existen otras pérdidas asociadas con el hecho de que las fuentes tienen un cono grande de emisión. Si el cono de emisión de la fuente es más grande que el cono de aceptación de la fibra, la energía del rayo que no sea contenida dentro del cono de aceptación no será acoplada con la fibra óptica. El ángulo de aceptación está relacionado con el ángulo crítico, esta relación se ilustra en la figura IV.5.

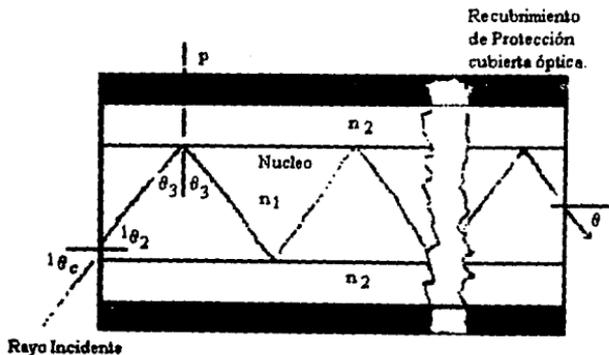


Figura IV.5. Relación entre el ángulo de aceptación y el ángulo crítico.

El ángulo mínimo de incidencia en la frontera del núcleo y la cubierta óptica para obtener reflexión total es el ángulo crítico, por lo tanto de la figura IV.5, y empleando la ley de Snell, se tiene:

$$X_c = X_3 (\text{min}) = \text{Sen}^{-1} (n_2 / n_1)$$

X_1 es el ángulo complementario de X_3 , por lo tanto aplicando la identidad trigonométrica

$$\text{Sen}^2 a + \text{Sen}^2 b = 1$$

se obtiene:

$$X^2 = \text{Sen}^{-1} ((n_1^2 - n_2^2)^{0.5} / n_1)$$

aplicando la ley de Snell en la superficie de entrada, suponiendo que el medio de donde incide el rayo es el aire, se tiene:

$$\text{Sen } X_e (\text{max}) = n_1 \text{ Sen } X_2 = (n_1^2 - n_2^2)^{0.5}$$

donde X_e es el ángulo máximo del rayo con respecto a al normalidad de la superficie de la fibra, para el cual la reflexión interna total tiene lugar en la frontera núcleo cubierta óptica.

A este ángulo se le denomina ángulo de aceptación y a su seno se le denomina apertura numérica (NA).

$$NA = \text{Sen } X_e (\text{máx}) = n_1 \text{ Sen } X_2 = (n_1^2 - n_2^2)^{0.5}$$

Una representación gráfica de los rayos que puede aceptar una fibra óptica se muestra en la figura IV.6, donde el cono de aceptación tiene un ángulo igual a $2x$.

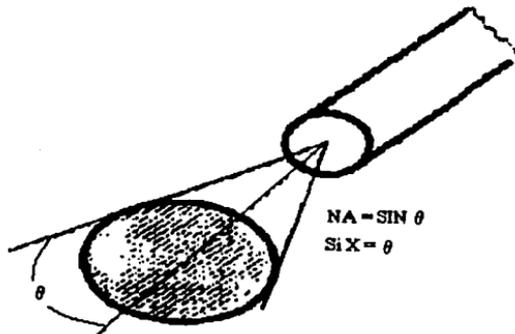


Figura IV.6. Representación del ángulo de aceptación de una fibra óptica.

Si la fibra óptica es de índice gradual se tiene que la NA es igual a:

$$NA = (n_1^2 - n_2^2)^{0.5}$$

donde n_1 es el índice de refracción en el centro del núcleo.

La potencia acoplada a una fibra puede expresarse como:

$$PA = PT (1 - (\cos X)^{m+1})$$

donde: PA es la potencia acoplada a la fibra.

PT es la potencia total en el núcleo.

M es un parámetro definido por el patrón de radiación de las fuentes, para el LED de superficie, $m = 1$.

Atenuación.

En el caso de las fibras multimodo no cabe hablar de atenuación con la misma precisión con la que se puede hablar para un cable metálico coaxial, por ejemplo: en las fibras, la potencia óptica se reparte entre distintos modos de propagación. Cada uno de los cuales presenta una atenuación diferente. Ello da lugar a que para una misma fibra, podamos medir valores de atenuación acusadamente distintos.

Otra diferencia que resalta al comparar la fibra con los cables metálicos, es que éstos ofrecen distintas atenuaciones a cada una de las componentes espectrales de la señal de información; en la fibra puede considerarse que todo el espectro de la señal de información se atenúa por igual y según la atenuación de la longitud de onda óptica.

Los mecanismos físicos que ocasionan pérdidas y atenúan la señal óptica al viajar por la fibra de vidrio admiten una división en dos grandes grupos (tabla IV.1): pérdidas cuyo origen se debe a causas intrínsecas, o pérdidas motivadas por aspectos extrínsecos a la fibra en sí misma. Los fenómenos intrínsecos están relacionados con la composición y naturaleza de vidrio y no puede erradicarse.

Bajo el concepto de pérdidas extrínsecas se engloban las que son ajenas a la fibra idealmente considerada, y que originan por causas de impurezas, defectos en la geometría de la fibra, defectos de cableado, tensiones, curvaturas, esfuerzos, etc.. La tabla IV.2 recoge algunos ejemplos comparando la importancia y el peso relativo de las pérdidas por motivos intrínsecos al portador óptico.

El fin de este apartado es mostrar los fenómenos físicos que determinan el tope inferior de la atenuación a distintas longitudes de onda, y dar una idea de los aspectos que interesa cuidar durante la fabricación e instalación.

Mecanismos de Atenuación	Intrínsecos a la fibra.	Por Absorción - Picos de absorción en infrarrojo y ultravioleta - Fluctuaciones en la composición y/o anisotropía del vidrio (menores que la longitud de onda)
		Por esparcimiento - Efectos Brillouin y Raman
	Extrínsecos a la fibra	- Difusión de Hidrógeno Por Impurezas - Impurezas en la Preforma (iones metálicos grupos OH)
		- Pequeñas irregularidades (microcurvatura)
		Por defectos Físicos Curvaturas Localizadas

Tabla IV.1. Distribución de las pérdidas en transmisión por fibra óptica.

Pérdidas a 1.3 μm (dB/Km)

Δ (%);	Pérdidas Raleigh	Pérdidas absorción	Totales
0	0.22	---	0.22
0.18	0.29	0.06	0.40
0.27	0.33	0.09	0.46
0.39	0.38	0.13	0.55

Pérdidas a 1.5 μm (dB/Km)

Pérdidas Rayleigh	Pérdidas Absorción	Totales
0.11	---	0.13
0.145	0.035	0.25
0.16	0.05	0.27
0.19	0.7	0.32

Tabla IV.2. Contribución de los mecanismos de pérdidas en fibras ópticas.

En la figura IV.7 se representa de forma aproximada el peso de cada una de estas contribuciones. Cabe resaltar el acusado avance de las técnicas de fabricación y, consecuentemente, la rápida tendencia hacia los valores intrínsecos que representan el límite teórico de la atenuación.

En lo que sigue contemplaremos los mecanismos de absorción en el infrarrojo y en el ultravioleta, así como el fenómeno del espesamiento Rayleigh, todos dentro del grupo de pérdidas de naturaleza intrínseca.

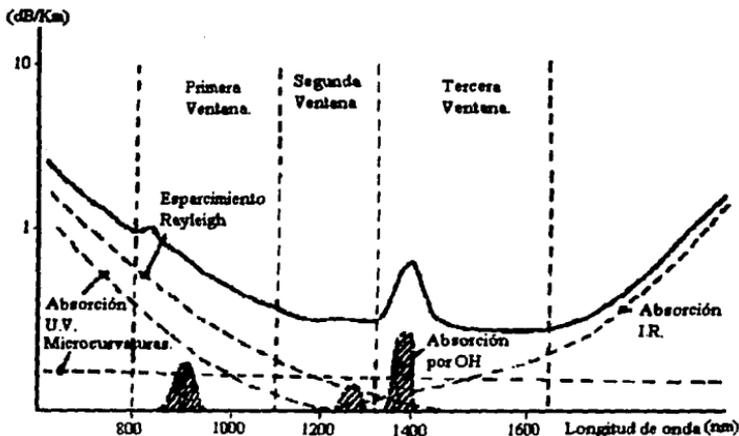


Figura IV.7. Elementos constitutivos de la atenuación en fibras ópticas de vidrio.

Absorción ultravioleta.

Se trata de un fenómeno de naturaleza intrínseca a la fibra y que origina un incremento de atenuación óptica cuyo valor decrece exponencialmente a medida que crece la longitud de onda:

$$\alpha_{UV}(\lambda) = A \cdot \exp(B/\lambda) \text{ dB/Km}$$

y resulta prácticamente despreciable a longitudes de onda superiores a 1 μm (inferiores a 10^{-8} dB/Km para el SiO_2).

Absorción Infrarroja.

Al igual que las anteriores, obedecen a un mecanismo intrínseco al vidrio. Estas tienen su origen en el fenómeno de vibración por interacción entre los átomos de silicio y oxígeno. Para el SiO_2 se presentan tres picos fundamentales de absorción en 9.1, 12.5 y 21 μm , con una atenuación de 10^{10} dB/Km.

Estos picos de absorción presentan unas colas que decrecen exponencialmente con la longitud de onda; no obstante, este fenómeno de absorción es el de tener en cuenta el margen de 1.3 - 1.6 μm , especialmente en el margen 1.5 - 1.6 μm .

Miya y colaboradores, han modelado cuantitativamente la absorción infrarroja para fibra de núcleo SiO_2 - GeO_2 por la siguiente expresión:

$$\alpha_w(\lambda) \cong 7.81 \cdot 10^{11} \cdot \exp(-48.48/\lambda) \text{ dB/Km.}$$

En la que se supone que la absorción es independiente de la concentración de Ge. La verificación experimental de esta ecuación es también difícil por la acusada dependencia con respecto a la longitud de onda.

Esparcimiento Rayleigh.

En líneas generales, obedece a la bien conocida teoría general del esparcimiento ante pequeñas partículas de radio a (siendo $2\pi a/\lambda \ll 1$). En un cristal perfecto la señal óptica no sufriría atenuación por causa de este esparcimiento, pero en la práctica surgen pequeñas fluctuaciones en el índice de refracción a causa de la agitación térmica durante el proceso de fabricación. Estas pérdidas son Inversamente proporcionales a la cuarta potencia de la longitud de la onda, y para vidrios SiO_2 ZrF_4 presenta los valores indicados en la tabla IV.3.

Vidrio	$\lambda = 1 \mu\text{m}$	$\lambda = 1.6 \mu\text{m}$	$\lambda = 4 \mu\text{m}$
SiO_2	0.8	0.12	0.003
ZrF_4	0.4	0.06	0.0015

Tabla IV.3. Contribución de las pérdidas por esparcimiento Rayleigh en vidrios de SiO_2 , ZrF_4 .

La teoría del esparcimiento en vidrios compuestos por varios óxidos no está ni mucho menos acabada. Son particularmente escasos los experimentos que han medido este coeficiente de atenuación en estructuras compuestas similares a los que tienen interés en fibras monomodo.

La atenuación por esparcimiento de Rayleigh puede formularse de acuerdo a los trabajos de Pinnow y Olshansky por:

$$\alpha_{Ray}(\lambda) \cong (A/\lambda^4) \cdot (1 + B\Delta) \text{ dB/Km.}$$

Siendo A del orden de 0.9 y estando B comprendido entre 40 y 100 para fibras de SiO₂ dopadas con P₂O₅ y GeO₅ respectivamente y siendo Δ la diferencia relativa entre el máximo valor del índice en el núcleo y el valor medio del índice de refracción en el revestimiento.

Absorción por impurezas.

La contaminación con iones de Cr, V, Co o Ni, o bien con grupos o OH⁻, durante la fabricación de la preforma, origina sensibles pérdidas en las tres ventanas (0.85, 1.3 y 1.55 μm). Afortunadamente, la pureza de las materias primas y la cuidada fabricación hace despreciable la contribución de pérdidas por iones de transición.

Pérdidas por curvaturas y microcurvaturas.

Desde que se fabrica la fibra hasta que la instalación del cable queda ultimada, hay dos mecanismos que pueden incrementar las pérdidas de la línea (dejando aparte la contribución de los empalmes):

- 1.- Las curvaturas localizadas (cable en bobina, trazado de la ruta, etc.).
- 2.- Pequeñas perturbaciones de la geometría de la fibra o de su eje (microcurvaturas).

IV.3. Teoría de la fibra óptica.

Estructura de la fibra óptica.

La fibra óptica es una guía dieléctrica circular hecha de plástico o vidrio de alta pureza (óxido de silicio con concentraciones de boro, fósforo, etc), la mayoría de las veces. Está formada fundamentalmente por un núcleo y un revestimiento; su diámetro es aproximado al grueso de un cabello humano, actualmente opera en longitudes de onda del infrarrojo localizadas de 0.8 a 1.7 μm. En la figura IV.8a se muestra un cable de una sola fibra; el núcleo y revestimiento son los elementos ópticos básicos por medio de los cuales se propaga la luz; los recubrimientos y cubierta sirven para proteger a la fibra de esfuerzos mecánicos y condiciones ambientales.

Existe un amplia variedad de cables de fibra óptica, pudiendo tener unas cuantas fibras y diámetro de 1.5 cm, como se ve en la figura IV.8b hasta varios cientos de fibras y diámetro de 4 centímetros.

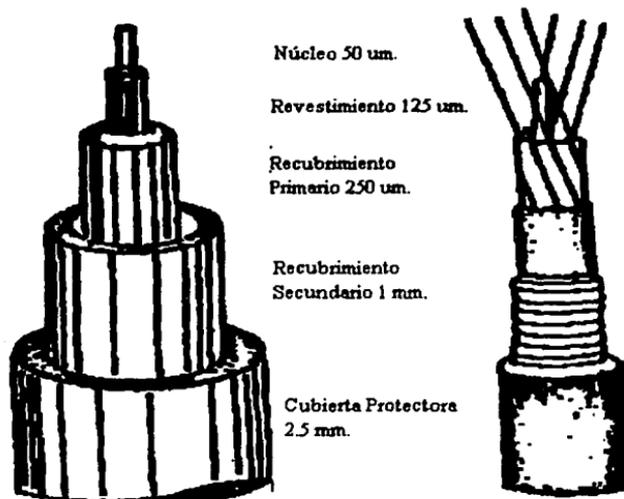


Figura IV.8. Cables de fibra óptica: a) con una fibra para planta interior, b) con seis fibras para planta externa.

Para entender la forma como se propaga la luz dentro de la fibra, por simplicidad consideremos a ésta como una estructura plana (véase figura IV.9c) compuesta de un núcleo con un índice de refracción n_1 y un revestimiento con un índice n_2 ligeramente menor que n_1 . No obstante que la fibra óptica está hecha de un material transparente a la luz, en la práctica se consigue que la frontera núcleo-revestimiento funcione como un espejo, reflejando los rayos de luz que son confinados a propagarse dentro del núcleo.

Tipos de fibras ópticas.

En la figura IV.9 se presentan los tres tipos de fibras más comunes:

- 1) Índice de refracción de escalón multimodo.
- 2) Índice de refracción de escalón unimodo.
- 3) Índice de refracción gradual multimodo.

En las fibras de índice de escalón, el núcleo es de un mismo material y su índice de refracción es constante en todo el núcleo. En la multimodo se propagan gran cantidad de modos o rayos siguiendo trayectorias en zig-zag. En la fibra unimodo, debido a sus dimensiones pequeñas teóricamente se propaga un solo modo, aunque siendo rigurosos se propagan dos modos con polarización ortogonal.

La fibra de índice gradual esta constituida de un núcleo compuesto de un cierto número de capas concéntricas, cuya composición de material e índice de refracción es diferente en cada una de ellas. El índice mayor se encuentra en el centro del núcleo, disminuyendo gradualmente hacia el revestimiento. Se propagan una enorme cantidad de modos en trayectorias parabólicas.

Paralelamente a la fibra se han tenido que desarrollar los elementos optoelectrónicos terminales (fotoemisores y fotodetectores), así como las formas de interconexión ópticas (conectores y empalmes). Esto ha permitido integrar sistemas de comunicación ópticos, obteniéndose así enlaces con distancias y volúmenes de información cada vez mayores.

Ventajas y desventajas de la fibra óptica.

La fibra óptica ha surgido como la mejor alternativa en muchos casos de telecomunicación. Su estructura física y grado de refinamiento tecnológico, están produciendo sistemas de telecomunicación ópticos, que ofrecen la explotación de una parte del espectro menos saturado y con ventajas considerables. Dos de las más considerables son pérdidas reducidas y gran ancho de banda. Como se observa en la figura IV.10, una de las tendencias en telecomunicaciones ha sido lograr mayores velocidades de transmisión, (para incrementar el ancho de banda) donde es claro que la fibra óptica tiene junto con el láser la mejor posibilidad.

En la figura IV.11 se compara la atenuación entre cables coaxiales de alta calidad y fibras ópticas. En el caso del coaxial debido al efecto pelicular o skin, las pérdidas aumentan típicamente de acuerdo a la raíz cuadrada de la frecuencia, lo que limita el uso de frecuencias altas. Esto se compensa por medio de equalización comúnmente complicada. En contraste con el coaxial, la fibra óptica tiene una respuesta plana en la región con raya continua. En las líneas punteadas se observa un incremento en la atenuación, producida por el traslape de los pulsos que ocurre por las tasas de transmisión

elevadas. Comparando la fibra unimodo en 1.7 Gbit/seg con el cable coaxial de 0.375 pds, se encuentra que la fibra tiene un área transversal 50 veces menor, que su costo es 3 veces menor, que el espaciamiento entre repetidores es 25 veces mayor, y que su capacidad de canales de voz es el doble.

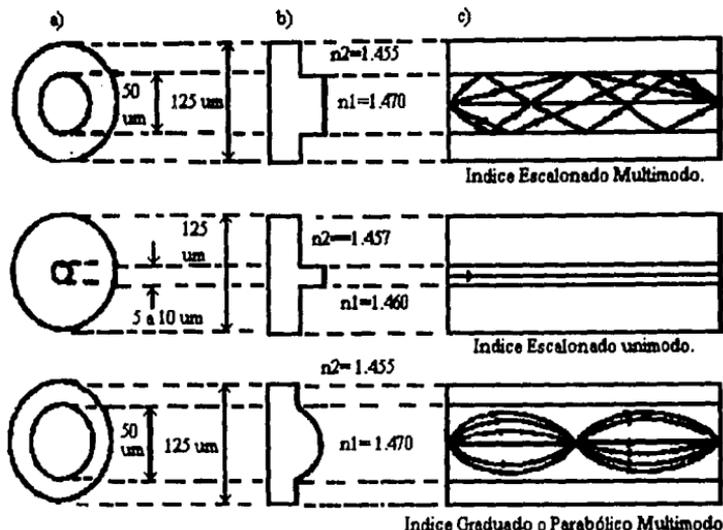


Figura IV.9. Tipos de fibras más comunes usadas en telecomunicaciones mostrando: a) Núcleo y revestimiento; b) perfil del índice de refracción; c) propagación de la fibra.

En la figura IV.12 se observa la reducción progresiva de la atenuación en fibras ópticas. La fibra unimodo operando en 1.3 y 1.55 μm es la que ofrece mayores ventajas. El ancho de banda también se ha mejorado notablemente con la fibra unimodo (cuya dispersión modal es cero) en longitudes de onda de 1.3 y 1.55 μm , donde la dispersión cromática prácticamente es nula. Esto ha dado fibras unimodo con dispersión total muy baja y ancho de banda muy grande cercanos a 20 GHz-Km.

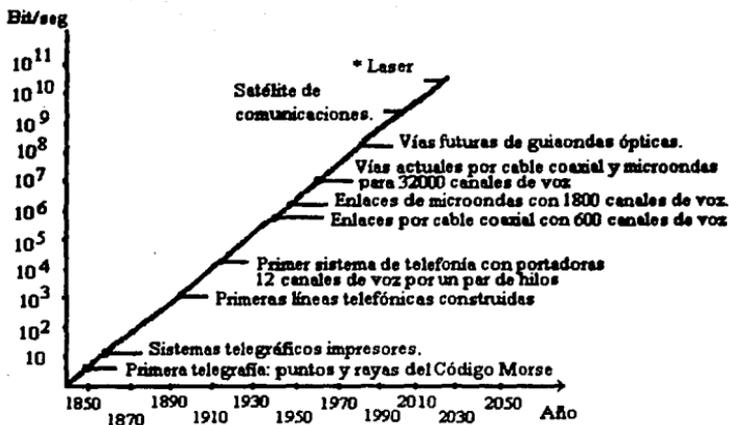


Figura IV.10. Evolución en la capacidad de los sistemas de telecomunicación.

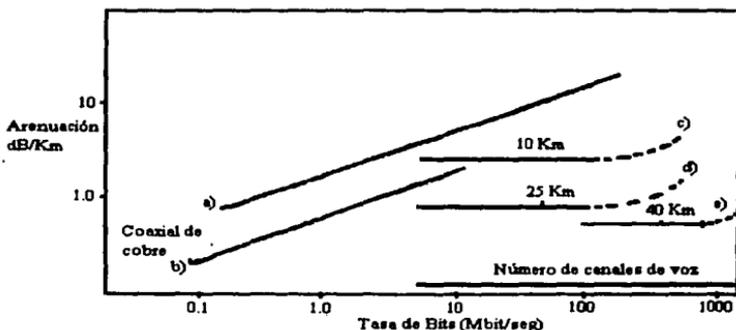


Figura IV.11. Comparación de pérdidas de transmisión entre fibra óptica y coaxial de cobre a) cable coaxial de cobre de 0.375 pds. b) Coaxial intercoaxial de 1.5 pds. c) Fibra multimodo en $\lambda = 0.82 \mu\text{m}$. d) Fibra multimodo en $\lambda = 1.3 \mu\text{m}$. e) fibra unimodo en $\lambda = 1.3 \mu\text{m}$.

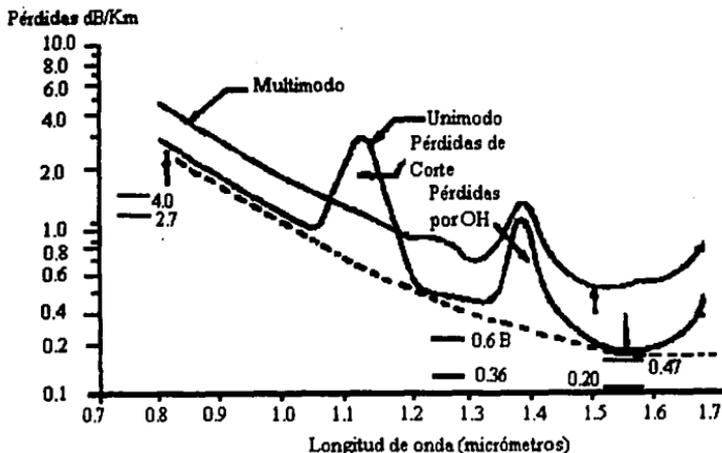


Figura IV.12. Atenuación en la fibra óptica en función a la longitud de onda.

La fibra óptica tiene un conjunto de características atractivas que se mencionan a continuación:

- Pérdidas reducidas y gran ancho de banda. Esto permite disminuir el número de repetidores y también el costo por canal.
- Dimensiones pequeñas y buena flexibilidad. El transporte e instalación se pueden realizar fácilmente y a menor costo.
- Libre de interferencias electromagnéticas (no recibe ni emite). La fibra está hecha de un material dieléctrico, por lo que se puede instalar en lugares de inducciones severas y donde se requiere seguridad como aplicaciones militares.
- Gran estabilidad con la temperatura. Puede operar satisfactoriamente en rangos de -60 C a $+60\text{ C}$.
- Materia prima abundante. El SiO_2 que básicamente compone a la fibra, es muy abundante en la naturaleza, se puede obtener a partir de la arena de mar.

- Resistente a la radiación. Las fibras de óxido de silicio puro han demostrado esta propiedad, su principal aplicación es en centrales nucleares.
- Potencialmente bajo costo. Actualmente el cable de fibra óptica es competitivo con el cable coaxial, pero no con simples pares de cobre. Se espera que a futuro la fibra represente una solución más barata y mejor que cualquier tipo de conductor metálico.

Sus principales desventajas son:

- El soporte de una nueva tecnología en el desarrollo puede sufrir problemas de aceptación por parte de los usuarios y se limita su aplicación a sistemas especializados o donde sus propiedades representan una gran conveniencia.
- Puede resultar más caro si sus ventajas no son correctamente valuadas.
- Las limitaciones en el ancho de banda por los efectos de dispersión debido a la naturaleza de la propagación en las fibras ópticas.
- Las pérdidas de acoplamientos y su dificultad en aplicaciones de campo por el pequeño tamaño de las fibras.
- Algunas fuentes luminosas tienen una vida útil muy limitada.
- Manufactura de muy alta precisión.
- No puede transmitir señales de corriente directa.
- Mayor complejidad general que los sistemas convencionales lo que implica mayor probabilidad de falla.
- Gerencia de normalización en las especificaciones de los componentes.

IV.4. Métodos de fabricación de la fibra óptica.

Podemos decir que desde 1970 año en el que se logró obtener la primera fibra óptica con una pérdida menor a los 20 dB/Km hasta nuestros días, se ha acelerado el desarrollo de técnicas y métodos de fabricación, lográndose niveles de pérdidas muy bajos, menores a los 0.3 dB/Km; excelentes perfiles de índices de refracción, y por consecuencia, anchos de banda muy grandes.

El desarrollo teórico de su funcionamiento ha determinado los factores que influyen directamente sobre su eficiencia como guía de ondas, y como repercuten en el comportamiento de sus diferentes parámetros.

Estos factores fundamentales en el desempeño de la fibra son:

- La elección del material de la fibra.
- La elección del método de fabricación.

Se han fabricado fibras ópticas con diferentes materiales o compuestos. Los mejores resultados, sin embargo, se han obtenido con vidrios y plásticos.

Estos materiales se utilizan de la manera mostrada en la tabla IV.4.

Núcleo	Vidrio	Vidrio	Plástico
Revestimiento	Vidrio	Plástico	Plástico

Tabla IV.4. Materiales utilizados para fabricar fibra óptica.

De estos, la mejor opción para la fibra empleada en telecomunicaciones, en enlaces largos, es el vidrio/vidrio.

La fibra óptica de plástico es actualmente poco utilizada en esta área por su alto nivel de pérdida, y es más bien empleada en enlaces de muy cortas distancias.

Los compuestos utilizados en la fabricación de la fibra óptica de plástico se muestran en la tabla IV.5.

Núcleo	Sílice Fundida	Polimetilme Telacrilato
Revestimiento	Dimetildicio rosilato	Tetrafluo retileno

Tabla IV.5. Materiales utilizados en la fabricación de la fibra vidrio-plástico y plástico-plástico.

La desventaja de estas fibras es su alta atenuación mayor a 5 dB/Km por el contrario, son muy flexibles (alta resistencia radial) y tienen una alta resistencia a la humedad lo que las hace apropiadas para trabajarse en ambientes muy rudos como minas, pozos petroleros, etc.; además, es de muy bajo costo.

La fibra óptica de vidrio, por otro lado, puede ser fabricada como se ilustra en la tabla IV.6.

Vidrio	Multicompuesto	Alto Silice
Núcleo	óxido de vidrio + carbonato	Dióxido de silicio dopado
Revestimiento	Dióxido de silicio	Dióxido de silicio

Tabla IV.6. Materiales utilizados para la fabricación de la fibra óptica de vidrio.

La fibra fabricada con vidrio multicompuesto, se produce mediante una técnica de fusión directa, por el método del doble crisol, a muy altas temperaturas cercanas a los 1800 grados celsius.

Estas fibras tienen un alto contenido de iones metálicos dado que se utiliza sílice natural para su proceso, lo que provoca un nivel muy alto de pérdidas por absorción.

Esta técnica ha dejado de utilizarse en la actualidad.

Las fibras ópticas de alto sílice, se producen a niveles más bajos de temperatura, mediante una técnica de deposición de vapores químicos. Las fibras obtenidas por deposición de vapores, llegan a presentar excelentes características para la transmisión de señales gracias a los buenos perfiles de índices de refracción y su muy bajo nivel de pérdidas.

Fabricación de la fibra óptica por deposición de vapores químicos.

La deposición de vapores químicos se efectúa por diferentes métodos, a continuación se describe uno de los métodos de fabricación de la fibra óptica por este método.

Como su nombre lo indica, la técnica de deposición de vapores consiste en depositar partículas de vidrio en el interior de un tubo de cuarzo (deposición interna) o sobre una barra de grafito (deposición externa) fundiendo partículas de SiO_2 en fase gaseosa.

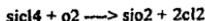
La fabricación de la fibra óptica por medio de la técnica de deposición de vapores químicos, se desarrolla normalmente en tres etapas:

- Refinación.
- Preformación.
- Estirado.

Durante la refinación, la arena sílica (SiO_2) con un alto contenido de iones metálicos, es sometida a un proceso de reducción mediante una aplicación de carbono. Posteriormente, a una etapa de clorinación en la que se forman compuestos metálicos que son arrastrados en un proceso de destilación, obteniéndose de esta primera etapa, tetracloruro de silicio en fase gaseosa.

Durante la preformación, el tetracloruro de silicio es aplicado a un tubo de cuarzo (en la deposición interna) o a una barra de grafito (en la deposición externa) utilizando como gas portador oxígeno para producir una reacción de oxidación o bien, oxígeno e hidrógeno para producir una reacción de hidrólisis.

Las ecuaciones de la reacción del tetracloruro de silicio en ambos casos son:

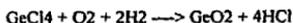
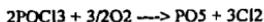
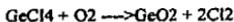
Oxidación**hidrólisis***Reacciones químicas para la fabricación de la preforma*

De esta manera, se va depositando vidrio, capa por capa, hasta obtener una barra maciza llamada preforma.

En cada capa se varía el índice de refracción del vidrio para definir un perfil predeterminado.

La variación de índice de refracción se logra mediante la aplicación de impurezas a base de germanio, boro o también, fósforo. Variando la concentración de las impurezas en cada capa se va definiendo el perfil del índice de refracción deseado.

Las ecuaciones de reacción de los dopantes, se presentan a continuación:

*Ecuaciones de reacción de los dopantes.*

La figura IV.13 es un resumen de las etapas de refinación y preformación, en la técnica de deposición. (no se incluye el dopado).

Durante el proceso de estirado, la barra preforma obtenida en la tapa de preformación, es llevada a un horno de estirado en el cual, la fibra obtiene su diámetro final. figura IV.14.

Deposición modificada de vapores químicos (MCVD).

Este método, se inicia en un tubo de cuarzo de alta pureza, el cual, es sometido a un baño químico para retirar cualquier tipo de impureza de su superficie.

Este tubo, es montado luego en una máquina similar a un torno en la que se hace girar a velocidad constante.

Por medio de cámaras de presión, y en fase gaseosa, se inyectan al tubo el SiCl_4 , O_2 y el dopante, los cuales al reaccionar por la acción de calor suministrado por un quemador viajero, que se desplaza a lo largo del tubo, se deposita SiO_2 en forma de capas muy finas en las paredes internas del tubo. (figura IV.15).

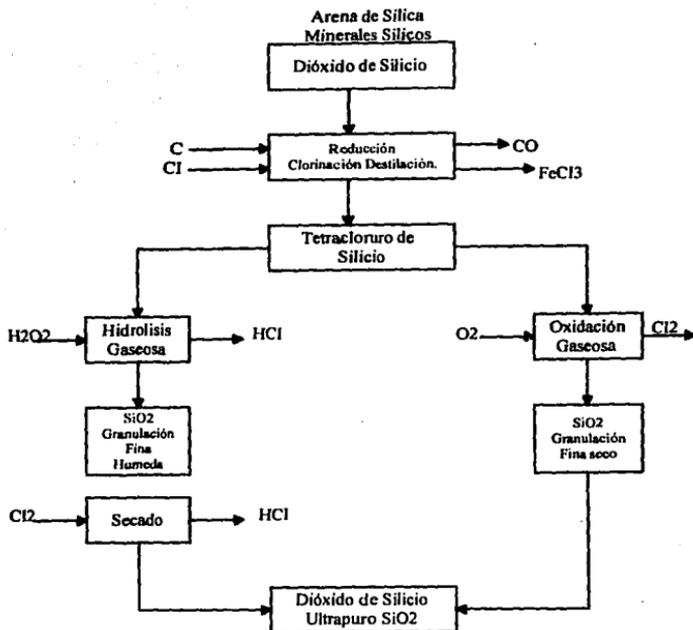


Figura IV.13. Etapas de refinación y preformación.

Por cada recorrido del quemador a lo largo del tubo, se deposita una capa delgada de vidrio a razón, entre, 0.3 gms/min y 0.5 gms/min. En cada capa se varía la concentración del dopante para lograr el perfil de índice de refracción deseado.

El proceso se repite hasta depositar entre 50 y 100 capas.

Depositado el número de capas deseado, se disminuye la velocidad del quemador y se aumenta la temperatura de la flama, para que por tensión superficial, el tubo se colapse cerrándose el orificio

central y se obtenga una barra maciza de vidrio con un perfil de índice de refracción perfectamente definido.

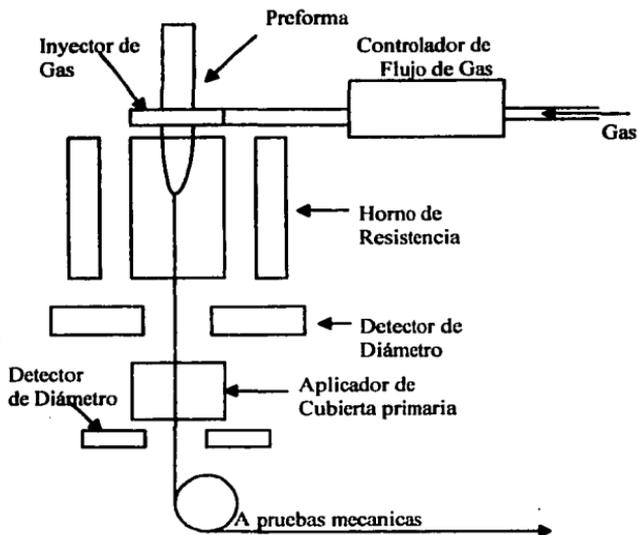
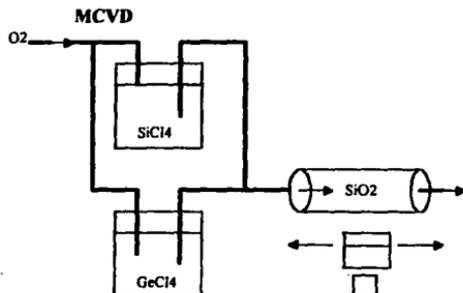


Figura IV.14. Horno de estirado para la preforma.

La preforma obtenida, de aproximadamente 15 mm. de diámetro y 70 cms. de longitud, es llevada a una máquina de estirado en donde se obtienen unos 8 Kms. de una fibra óptica de vidrio, de 0.125 mm de diámetro, con un perfil de índice de refracción idéntico al de la preforma que la originó.

En la misma máquina de estirado, en una operación simultánea, se le aplica a la fibra una cubierta protectora de acrilato epóxico llamada cubierta primaria, que ayuda a preservarla de la humedad y la protege de esfuerzos mecánicos.

Por este método se pueden fabricar fibras tanto monomodo como multimodo:



Desarrollo.	Bell Laboratorios.
Temperatura Aplicada.	1600 grados.
Temperatura de Proceso.	1900 grados.
Razón de Deposición.	0.5 - 2.0 gm/min.
Número de capas Aplicadas	50 - 100.
Atenuación	< 1 dB/Km.
Longitud de la Preforma.	60 cm.
Diámetro de la Preforma.	15 mm.
Longitud de Fibra Producida.	8 Km.
Tipo de Fibra Producida.	Mono y Multimodo.

Figura 11: 15. deposición modificada de vapores químicos.

CAPITULO V

S. C. T. F. O.

"Como difícil es poner un amigo en un año, y qué fácil perderlo en un momento."



V.1. INTRODUCCION:

Uno de los servicios más importantes en nuestra época moderna es la comunicación telefónica. Teléfonos de México es una empresa que cuenta con los diversos tipos de equipos y modelos, para cubrir las distintas necesidades en cuanto a la comunicación telefónica, ya que puede ser local, nacional e internacional.

Esto con el propósito de cumplir, con el desarrollo social, económico y político del país, en donde una función básica en la sociedad, es la de comunicarse.

El desarrollo de las técnicas, han permitido que el servicio sea de mejor calidad y costeabilidad.

A continuación mencionaremos un breve resumen cronológico de la telefonía.

- 1876 Alejandro Graham Bell (Irlandés), inventa el teléfono.
- 1877 Tomas Alba Edison, inventa la lámpara incandescente, micrófono de carbón, y el fonógrafo.
- 1878 Primer central telefónica en New Haven. La primera comunicación en el país (México-Tlalpan).
- 1883 Primera llamada de larga distancia en el mundo. Texas-Matamoros.
- 1891 Almont B. Strauger, inventa el selector automático. Primera central automática (India).
- 1905 El 7 de mayo, surge la CIA. Telefónica Nacional y Telegráfica en México.
- 1907 LME/Ericsson, inicia operaciones en México con 500 suscriptores.
- 1914 México cuenta con 24000 teléfonos.
- 1924 Primera central automática de México y América latina. Central "Roma".
- 1926 Iniciación de L.D. en el servicio Ericsson.
- 1927 Primera llamada internacional (Plutarco Elias Calles, Presidente).
- 1930 Abonados Ericsson, 45618.
- 1936 Línea de L.D., 31655 Km.
- 1941 Enlace de línea Ericsson y Mexicana.
- 1947 Se crea TELEFONOS DE MEXICO (Miguel Alemán, Presidente).
- 1948 Enlace automático de Ericsson y Rotary en el D.F..
- 1950 Concluye consolidación Telegráfica y Teléfonos de México. Son 270000 abonados y 130000 Km. de línea de L.D..
- 1959 Se inicia la construcción de parque vía.
- 1966 Se inicia lada, facturación automática. Teléfono directo (Guatemala- México).
- 1967 Aparato 1000000, inaugurado en diciembre.

- 1968 Central coapa.
- 1969 Se crea Centro Telefónico San Juan. 7o dígito, 9000000 abonados.

V.2 Configuración Básica de un sistema de transmisión por fibra óptica.

En la configuración básica de un sistema de transmisión con fibra óptica, se pueden distinguir tres subsistemas: transmisor óptico, cable óptico y receptor óptico. Cuando la separación entre el transmisor y receptor es mayor que la pérdida posible en la fibra, se requiere un repetidor óptico intermedio, tal como se muestra en la figura V.1.

La aplicación de repetidores se da en el cable óptico submarino interoceánico y en enlaces interurbanos. Los enlaces urbanos entre centrales telefónicas por lo general no requieren repetidores cuando se usa la tecnología para 1.3 o 1.5 μm de longitud de onda con fibra unimodo.

Después que los canales telefónicos han pasado por el sistema PCM (modulación por Pulsos Codificados) se configura un sistema PCM de 30 canales que opera en 2.048 Mbps para la jerarquía (norma) Europea. Este sistema dentro del multiplex digital se convierte en sistemas de orden superior según se requiera (34, 140 o 565 Mbps). La salida del multiplex se conecta al equipo terminal de línea óptico donde se efectúa la codificación de línea y la conversión de la señal eléctrica a óptica. La energía óptica se inyecta al cable óptico y llega al repetidor, en este equipo, se transforma la señal óptica en eléctrica, se restaura la calidad de la señal y se convierte la corriente eléctrica a potencia óptica. Esta potencia se acopla a la fibra llegando al receptor óptico, donde por medio de operaciones inversas al transmisor, se recupera la información original.

El equipo terminal de línea óptica, realiza las siguientes funciones:

1. Transmite entre los extremos del cable óptico el canal de información que ha sido inicialmente multicanalizado y posteriormente modulado en un formato analógico o digital. El formato digital se envía como pulsos luminosos por medio de una codificación en línea.
2. Cuando se requieren repetidores intermedios y no se cuenta con alimentación local, el equipo terminal debe proporcionar la telealimentación.
3. Proveer un sistema de supervisión que permita monitorear la calidad de la telecomunicación, así como la inclusión del equipo de respaldo.

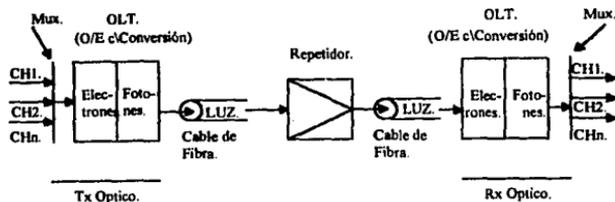


Figura V.1. Configuración básica de un sistema de comunicación con fibra óptica.

V.3 Estructura del Equipo Terminal de Línea Óptica OLT.

El equipo terminal de línea óptica se usa en el extremo transmisor así como en el lado del receptor terminal. La función que realiza cada uno de ellos es complementaria de tal modo que se pueda establecer adecuadamente la comunicación.

Equipo Terminal de Línea Óptica OLT para Alta Tensión.

La señal que se emplea en telecomunicación óptica es binaria unipolar. Esta formada por unos y ceros, el uno lógico se representa por la presencia de luz y el cero lógico por la ausencia de luz.

Como se muestra en la figura V.2, la salida del multiplexor es una señal eléctrica bipolar CMI que al entrar al OLT se convierte a unipolar. El codificador convierte la señal unipolar al código de línea de la fibra, es frecuente usar códigos de línea de los llamados de bloques como el 5B6B. Antes del codificador se interconecta un aleatorizador para que el código binario sea transparente y facilite la extracción de la temporización en los regeneradores y también la sincronización de bloques para la decodificación del código de línea.

La señal codificada se aplica al circuito de excitación del láser, donde se modula la corriente de polarización y se obtienen los pulsos ópticos que viajan por la fibra. La polarización del diodo de láser es afectada por los cambios de temperatura y envejecimiento natural, por esta razón, se emplea un control automático de potencia APC, el cual toma una muestra de la potencia transmitida y por medio de realimentación modifica adecuadamente la polarización del láser a fin de mantener constante la potencia inyectada a la fibra.

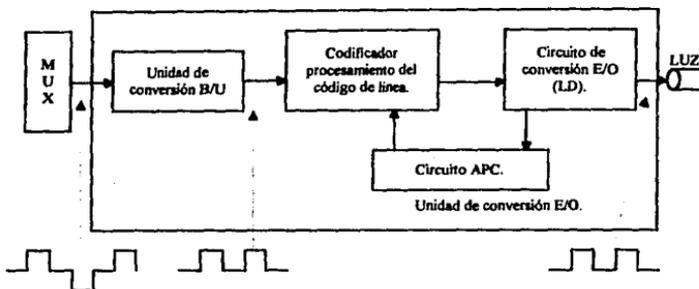


Figura V.2. Configuración del equipo terminal de línea (lado transmisión).

Control Automático de Potencia APC.

La variación de la potencia óptica que se acopla a la fibra, produce en el receptor diferentes niveles de potencia, este efecto eventualmente deteriora la relación señal/ruido y la tasa de bits erróneos, llegando al extremo de perder la comunicación. El control de potencia se logra mediante el circuito de la figura V.3. Con el diodo PIN o APD se toma una muestra de la potencia óptica de salida de láser, y se establece un lazo de realimentación negativa por medio de un comparador de voltaje. La salida del comparador se conecta al circuito de polarización, que se controla de esta forma produciendo una corriente de polarización constante y por lo tanto la potencia óptica de salida del láser también será constante.

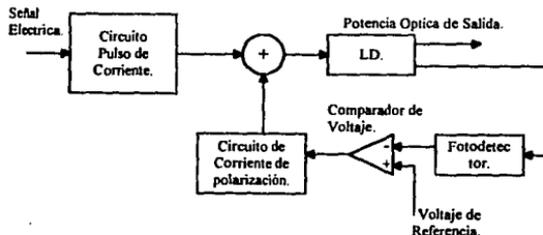


Figura V.3. Circuito de control automático de potencia. APC.

Equipo Terminal de Línea Óptica para Recepción.

La señal óptica que se envía por la fibra, llega al OLT de recepción y por medio de un fotodiodo de avalancha APD, figura V.4, se reduce una señal eléctrica que somete a un proceso de amplificación-equalización. La señal equalizada mantiene su amplitud constante con un circuito de control automático de ganancia CAG, función que se realiza controlando la ganancia G del circuito amplificador-equalizador. Al mismo tiempo se establece un control de factor de multiplicación de corriente M del APD. En esta forma la operación del circuito CAG se presenta en la figura V.5.

Después se tiene la unidad de regeneración con sus respectivos circuitos de decisión y extracción de reloj. En el decodificador se realizan funciones inversas al codificador es decir, la potencia codificada en la línea la cambia a unipolar. En el decodificador, también existen los circuitos para detectar errores de código así como para la sincronización con los bloques de codificación de la línea. Finalmente se incorpora la unidad que convierte la señal unipolar a bipolar CMI la cual se aplica al multiplex, donde en un proceso de demultiplexación se obtienen los canales o información que se introdujeron en el multiplex del lado de la transmisión.

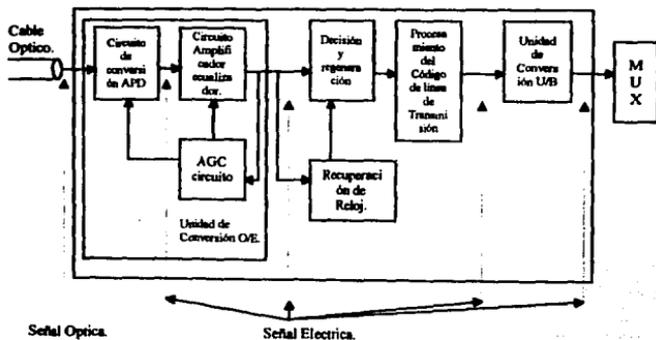


Figura V.4. Configuración del equipo terminal de línea (lado receptor).

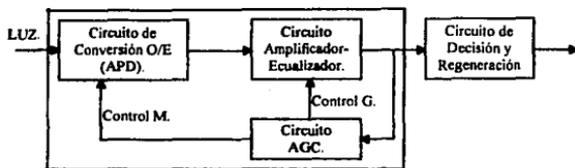


Figura V.5. Circuito de control automático de ganancia CAG.

Repetidor Óptico.

La señal óptica se propaga en la fibra, se degrada en función directa a la distancia, es decir, el nivel de potencia y forma de onda original se deteriora. La función básica del repetidor es restaurar las características perdidas como por ejemplo la relación señal a ruido, tasa de transmisión de error, etc..

La estructura del repetidor, se obtiene combinando funciones del OLT de recepción y del OLT de transmisión (ver figura V.6). La salida del circuito de decisión y regeneración (ya restaurada), alimenta al circuito de excitación del diodo láser, donde los pulsos eléctricos se transforman en ópticos y se introducen a la fibra. En esta forma la señal óptica adquiere las propiedades adecuadas.

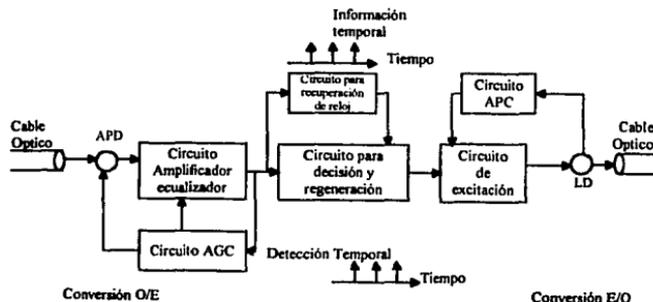


Figura V.6. Equipo repetidor de fibra óptica.

Equipo Terminal de Línea Óptica OLT para 140 Mbps.

La aplicación típica de OLT para 140 Mbps se muestra en la figura V.7, en base a la jerarquía europea dada por la recomendación del CCITT, el equipo funciona en base a un PCM de 30 canales que opera a 2.048 Mbps a partir del cual se multicanaliza a las ordenes superiores, o sea de segundo orden con 120 canales y 139.264 Mbps (en forma simplificada se designa, 140 Mbps).

La figura V.8 muestra como ejemplo el diagrama a bloques de OLT para 140 Mbps. En este equipo se usa el código de línea 5B6B, el canal o datos de servicio y el canal de monitoreo de la línea se transmiten inyectando bits adicionales en el flujo de bits principal. Esto incrementa la velocidad de transmisión a 168.443 Mbps.

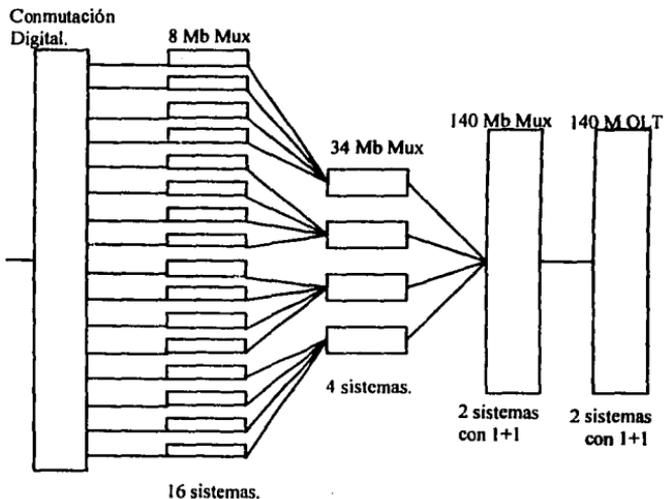


Figura V.7. Terminal de fibra óptica para 140 Mbps.

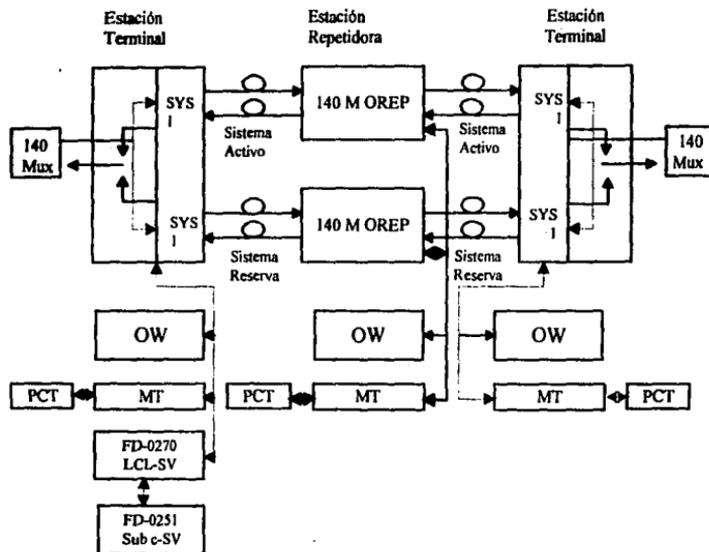


Figura V.8. Sistema de transmisión de fibra óptica Fois para 140 Mbps 1 x 1.

Hemos descrito en los anteriores capítulos y en este mismo, de los elementos que intervienen en un sistema de comunicación telefónica por fibra óptica, y la importancia que tienen cada uno de ellos.

A continuación haremos un diagrama a bloque muy general sobre este sistema.

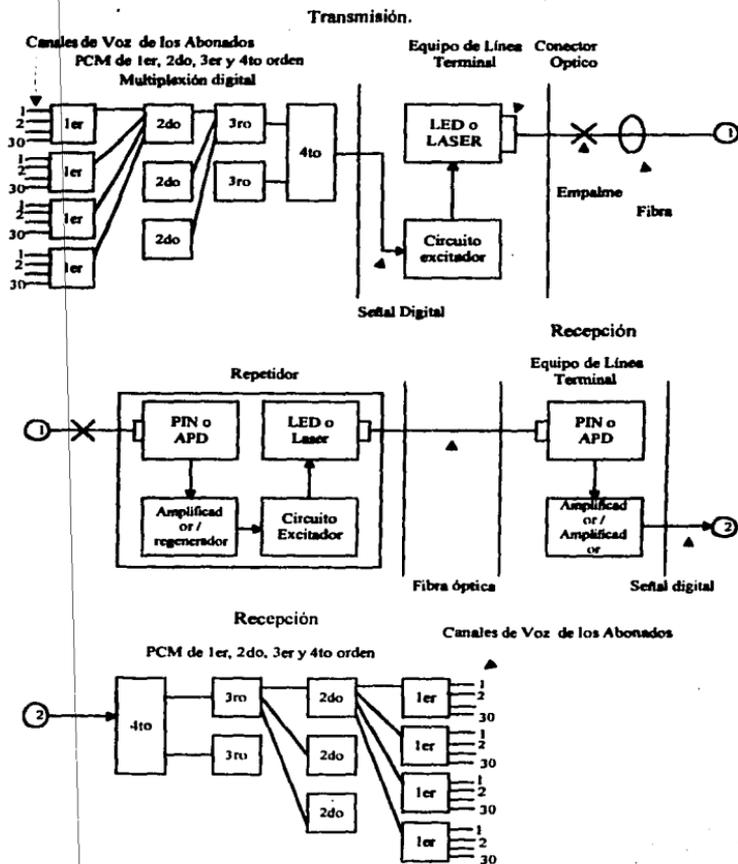


Figura V.9 Diagrama a bloques de un sistema telefónico por fibra óptica.

CONCLUSIONES

Con el presente trabajo podemos observar claramente que la evolución tecnológica requiere medios de transmisión de alta confiabilidad, siendo en nuestros días la fibra óptica el principal, así mismo es evidente el compromiso de integrar grandes volúmenes de información en altas velocidades en un sólo medio.

Esta meta se ve plenamente alcanzada por los desarrollos en que a multiplexores se refiere, y si adicionalmente integramos la tecnología de la fibra a tales multiplexores, obtenemos una gran ventaja en el proceso de transmisión de información .

Aunado a lo anterior, a lo largo del texto se analiza la importancia de utilizar el emisor adecuado para explotar de manera eficaz y eficiente los recursos arriba citados, concluyendo que la aplicación práctica de los conceptos aquí mencionados, redundará en enlaces de alta calidad de transmisión y apropiada explotación de los mismos.

Con la recopilación de la información aquí presentada, se han tratado temas fundamentalmente teóricos, en donde, la aplicabilidad que se da a cada uno de ellos queda en función del proyecto o trabajo que se este realizando y de los que su estudio serán de gran importancia para el lector, ya que tendrá la facilidad de encontrar temas que en muchas de las veces son difíciles de consultar.

GLOSARIO

Alineación de la trama. Estado en el cual la trama del equipo receptor está sincronizada con la trama de la señal recibida.

Amplificador. Un dispositivo electrónico que se utiliza para aumentar la potencia o amplitud de una señal.

Análogica. Información representada por la variación continua suave de la amplitud o frecuencia de una señal en un margen determinado, un ejemplo puede ser la voz humana o la música.

Ancho de banda. El margen de frecuencias de la señal ante la cual responde un circuito o una red.

Asincrónico. Se refiere a un circuito y a su funcionamiento sin una señal común de temporización (reloj).

Baudío. Una unidad de velocidad igual al número de veces que sucede una señal por segundo.

Bit. La parte más pequeña de la información binaria. Una especificación de uno de los posibles estados.

Byte. Un grupo de ocho bits.

Cable coaxial. Un cable que contiene un hilo interior rodeado por material aislante, cubierto por una capa de metal y otra aislante. Se utiliza para transferir frecuencias en el margen VHF y menores.

Canal de transmisión. Medio de transmisión unidireccional de señales entre dos puntos.

Canal de transmisión digital. Medio de transmisión digital unidireccional de señales digitales entre dos puntos.

Central. Un centro de conmutación telefónica local que proporciona conexiones a 10000 abonados.

Cifra binaria. Una de las dos cifras (0 ó 1) utilizadas para representar números en notación binaria.

Circuito de telecomunicación. Combinación de dos canales de transmisión que permite la transmisión bidireccional de señales entre dos puntos de apoyo de una comunicación simple.

Circuito de telecomunicación digital. Combinación de dos canales de transmisión digital que permiten la transmisión digital bidireccional entre dos puntos, para soportar una sola comunicación.

Codificador. Dispositivo que efectúa la codificación.

Codificación (codificación en MIC). Generación de una palabra de código que representa un valor cuantificado.

Código binario. Un código de dígitos binarios (0 o 1) utilizado para representar información, como instrucciones o números.

Código de impulsos. Conjunto de reglas que de la equivalencia entre cada valor cuantificado y la palabra de código correspondiente.

Código de inversión de marcas alternada (código AMI) (código bipolar). Código de línea que emplea una señal ternaria para transportar dígitos binarios, en el cual los -unos- binarios consecutivos están representados por elementos de señal cuya polaridad alterna normalmente entre positiva y negativa pero tienen la misma amplitud, y los -ceros- binarios están representados por elementos de señal de amplitud nula.

Código de línea, código en línea. Código elegido de modo que convenga a las características de un canal y que define la equivalencia entre un conjunto de dígitos presentados para su transmisión y la correspondiente secuencia de elementos de señal transmitidos por ese canal.

Código de línea redundante. Código de línea que utiliza más elementos de señal codificados que los estrictamente necesarios para representar grupos de dígitos de la señal original.

Conexión digital. Concatenación de canales de transmisión digital o circuitos de telecomunicación digital, unidades de conmutación y otras unidades funcionales, establecida para hacer posible la transferencia de señales digitales entre dos o más puntos de una red de telecomunicación, para soportar una sola comunicación.

Convertidor A/D. Un circuito que convierte señales de forma analógica a forma digital.

Convertidor D/A. Un circuito que convierte señales de forma digital a forma analógica.

Convertidor de señal. Un circuito de comunicación que convierte una señal de información de entrada en una señal de salida.

Convertidor paralelo/serie. Dispositivo que convierte un grupo de elementos de señal, todos los cuales se presentan al mismo tiempo, en una secuencia correspondiente de elementos de señal consecutivos.

Convertidor serie/paralelo. Dispositivo que convierte una secuencia de elementos de señal consecutivos de un grupo correspondiente de elementos de señal, todos los cuales se presentan al mismo tiempo.

Comunicación. La transferencia de información desde un lugar a otro.

Comunicación electrónica. El uso de señales eléctricas para enviar y recibir información.

Cuantificación. Proceso en el cual una gama continua de valores se divide en un número de intervalos adyacentes y cualquier valor que caiga dentro de un intervalo determinado se representa por un valor único predeterminado dentro de ese intervalo (véase la figura 2/G.701).

Datos. Información sobre el estado físico o propiedades del sistema.

Decodificación. Generación de muestras reconstruidas.

Decodificador. Dispositivo que efectúa la decodificación. Cualquier elemento que modifique la información transmitida a una forma que pueda ser comprendida por el receptor.

Demodulación. El proceso de extraer la información transmitida de la señal portadora.

Demodulador de AM. Un circuito electrónico que rechaza la frecuencia portadora y recupera la señal de modulación.

Demultiplexación digital. Descomposición de una señal compuesta en sus señales digitales constitutivas.

Demultiplexador. Un circuito que distribuye una señal de entrada a una línea de salida seleccionada con más de una línea de salida disponibles).

Demultiplexor digital. Equipo que descompone una señal digital compuesta en sus señales digitales constitutivas.

Digital. Información en forma discreta o cuantizada; no continua.

Dígito. Elemento tomado de un conjunto finito.

Dígito binario. Elemento elegido entre los que forman un conjunto binario.

Electroluminiscencia. Capacidad de ciertos fósforos para emitir la luz de forma continua cuando se les aplica una tensión de corriente alterna.

Emisión. Aplicase a cualquier radiación de energía por medio de ondas electromagnéticas.

Enlace de transmisión. La vía sobre la cual circula la información desde el emisor al receptor.

Error digital. Discrepancia entre un dígito de la señal digital emitida y el dígito correspondiente de la señal digital recibida.

Fase. El tiempo o ángulo de retraso de una señal con respecto a alguna posición de referencia.

Fibra óptica. El proceso de transmisión de frecuencias de infrarrojos y luz visible a través de fibra de vidrio con un Láser o un Led.

Fluctuación de fase. Variaciones de corta duración y no acumulativas de los instantes significativos de una señal con relación a las posiciones que teóricamente deberían ocupar en el tiempo.

Fotodetector. Un elemento que convierte las variaciones de intensidad de luz en variaciones de corriente eléctrica.

Frecuencia. La velocidad en Hertzios a la cual se repite la señal.

Frecuencia de corte. La frecuencia por encima o por debajo de la cual se bloquean las señales en un circuito o en una red.

Grupo digital n-ario. Un número de grupos primarios digitales o MIC ensamblados mediante multiplexación digital para formar una señal compuesta de una velocidad digital especificada, en ambos sentidos de transmisión.

Grupo digital primario. Conjunto de señales digitales que ocupan un número especificado de intervalos de tiempo de canal ensambladas mediante multiplexación digital para formar una señal compuesta que tiene una velocidad digital de 2048 Kbit/s o 1554 Kbit/s.

Grupo primario PCM. Un conjunto de señales PCM que ocupan un número especificado de intervalos de tiempo de canal ensambladas mediante multiplexación digital para formar una señal compuesta que tiene una velocidad digital de 1554 Kbit/s o 2048 Kbit/s en ambos sentidos de transmisión.

Grupo primario MIC(bloque primario). Un conjunto de señales MIC que ocupan un número especificado de intervalos de tiempo de canal ensambladas mediante multiplexación digital para formar una señal compuesta que tiene una velocidad digital de 1544 Kbit/s en ambos sentidos de transmisión.

Información. Un símbolo físico que ha sido asignado a un concepto.

Infrarojo. Término relativo a los rayos invisibles cuyas frecuencias son inferiores a las de la luz visible.

Interfaz. Frontera común entre dos sistemas asociados.

Jerarquía de los múltiplex digitales. Graduación de múltiplex digitales según el orden de sus velocidades, de modo que el múltiplex de un nivel combine un número definido de señales digitales, cada una de ellas de velocidad digital especificada para el orden inmediato inferior, para formar una señal de velocidad digital especificada; a su vez, esta última señal puede combinarse con otras señales digitales de igual velocidad en un múltiplex digital del orden inmediato superior.

Justificación positiva (relleno positivo de impulsos). Método de justificación según el cual los intervalos de tiempo de dígito utilizados para transportar una señal digital tiene una velocidad que es siempre más alta que de la señal original.

LED. Diodo emisor de luz.

Longitud de onda. La distancia que hay entre dos "picos" sucesivos de una onda senoidal de energía propagándose a la velocidad de la luz (300000000 metros por segundo).

Luminiscencia. Producción de la luz fría por un material estimulado por radiación o bombardeo electrónico.

Modulación por Pulsos Codificados (PCM). Proceso en el cual se muestra una señal, y la amplitud de cada muestra se cuantifica independientemente de otras muestras y se convierte por codificación de una señal digital.

Muestra. Valor de una característica particular de una señal en un instante elegido, derivado de una parte de esa señal.

Muestra reconstruida. Muestra analógica generada a la salida de un decodificador cuando se aplica a su entrada una señal digital especificada que representa un valor cuantificado.

Muestreo. Proceso que consiste en tomar muestras, normalmente a intervalos de tiempo iguales.

Multiplexación digital. Forma de multiplexación por división en el tiempo aplicada a canales digitales que transportan señales digitales.

Multiplexación por división en el tiempo. Multiplexación en el cual se entrelazan en el tiempo dos o más señales para su transmisión por un canal común.

Multiplexor digital. Equipo que combina mediante multiplexación por división en el tiempo dos o más señales digitales afluentes para formar una señal digital compuesta única.

Multitrama. Conjunto cíclico de tramas consecutivas en el cual se puede identificar la posición relativa de cada una de ellas.

Octeto. Grupo de ocho dígitos binarios, o de 8 elementos de señal que representan dígitos binarios, manejados como una entidad.

Palabra de código. Conjunto de elementos de señal que representa el valor cuantificado de una muestra PCM.

Paridad. Un bit que indica el número de "unos" que hay en un código binario.

Periodo. El tiempo entre sucesivos puntos similares de una señal repetitiva.

Polarización. Dirección del campo eléctrico radiado por una antena transmisora. Tensión aplicada al electrodo de control de un transistor o válvula para establecer el punto deseado de funcionamiento.

Regeneración. Proceso que consiste en recibir una señal digital y reconstruirla, de manera que las amplitudes, formas de onda y temporizaciones de sus elementos de señal estén comprendidas dentro de los límites establecidos.

Receptor. La persona o aparato a quien se envía la información por un enlace de comunicación.

Regenerador. Dispositivo que efectúa la regeneración.

Reloj. Equipo que proporciona una señal de temporización.

Reloj maestro. Reloj que se utiliza para controlar la frecuencia de otros relojes.

Repetidor regenerativo. Repetidor que regenera señales digitales.

Ruido. Cualquier señal no deseada que no estaba presente en la información original transmitida.

Señal. Fenómeno físico, una o varias de cuyas características pueden variar para representar información.

Señal analógica. Señal, una de cuyas magnitudes características sigue continuamente las variaciones de otra magnitud física que representa información.

Señal de alineación de trama. Señal distintiva insertada en cada trama o una vez en cada n tramas, que ocupa siempre la misma posición relativa dentro de la trama y se utiliza para establecer y mantener la alineación de trama.

Señal digital. Señal con temporización discreta en la cual la información está representada por un número de valores discretos bien definidos que pueden ser adoptados por una de sus características en función del tiempo.

Señal de indicación de alarma (SIA). Señal utilizada para sustituir a la señal de tráfico normal cuando se ha activado una indicación de alarma de mantenimiento.

Señal de inversión de marcas alternada (señal bipolar). Señal codificada producida por un código de inversión de marcas alternada.

Señal de temporización. Señal cíclica utilizada para controlar la temporización de las operaciones.

Sincronización. Proceso de ajustar los instantes significativos correspondientes de dos señales para hacerlas sincrónicas.

Síncrono (mesócrono). Característica esencial de una escala de tiempo o de una señal en virtud de la cual sus instantes significativos correspondientes se presentan con exactamente la misma cadencia media.

Sistema multiplexado en el tiempo. Un sistema de comunicación utilizado por varios usuarios y donde cada uno tiene un turno con una duración determinada

Subtrama. Secuencia de segmentos de tiempo no contiguos dentro de un trama, cada uno de los cuales aparece a n veces la velocidad de repetición de trama, siendo n un número entero > 1 .

Tasa de errores. Razón del número de dígitos erróneos recibidos en un periodo especificado al número total de dígitos recibidos en el mismo periodo.

Telecomunicación. Toda transmisión y/o emisión y recepción de señales que representan signos, escritura, imágenes y sonidos o información de cualquier naturaleza por hilo, radioelectricidad, medios ópticos u otros sistemas electromagnéticos.

Tensión. Una medida de la fuerza eléctrica que provoca la circulación de corriente en un circuito.

Trama. Conjunto cíclico de intervalos de tiempos consecutivos en el cual se puede identificar la posición relativa de cada uno de ellos.

Transmisión. Acción de transportar señales de un punto a uno o a otros puntos.

Transmisión digital. Transmisión de señales digitales por medio de uno o más canales que pueden adoptar, en el tiempo, uno cualquiera de un conjunto definido de estados discretos.

Transmisor. La persona o aparato que envía información utilizando un enlace de comunicación.

VCO (oscilador controlado por tensión). Un oscilador cuya frecuencia se determina con una tensión de control.

Velocidad digital. Número de dígitos por unidad de tiempo.

Velocidad digital de línea. Número de elementos de señal de la señal de línea transmitidos por unidad de tiempo.

Velocidad de muestreo (frecuencia de muestreo). Número de muestra tomadas de una señal por unidad de tiempo.

BIBLIOGRAFIA

Libro Azul. Normas del CCTT.

Tomo III fascículo III.4.

Recomendaciones G.700 a G.795.

1988 14 - 15 de noviembre.

Informe Técnico.

Control digital.

Joaquín Álvarez Gallegos. - Jaime Álvarez Gallegos.

Centro de investigación y de estudios avanzados del IPN.

Electrónica en Sistemas de Comunicación.

Sol Lapatine.

Editorial limusa.

Sistemas de Comunicación.

S. Haykin.

Editorial interamericana.

Ingeniería de las telecomunicaciones.

J. Dunlop - D. G. Smith.

Colección ciencia electrónica.

Editorial Gustavo Gili.

Sistemas de Comunicaciones.

Don L. Cannon - Gerald Luecke.

Editorial Anaya Multimedia.

Sistemas de comunicación.

A. Bruce Carlson.

Editorial Mc Graw Hill.

Transmisión de información, modulación y ruido.

Mischa Swartz.

Editorial Mc Graw Hill.

Transmisión de Datos y Comunicaciones.

George E. Friend.

Jhon L. Fike.

H. Charles Baker.

John C. Bellamy.

Editorial Anaya Multimedia
