

137 2j



**UNIVERSIDAD NACIONAL  
AUTONOMA DE MEXICO**

**FACULTAD DE INGENIERIA**

**EQUIPO DE TELECOMUNICACIONES POR FIBRAS  
OPTICAS CON MULTICANALIZACION POR  
DIVISION DE FRECUENCIA**

**TESIS**

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

**PRESENTAN**

**JOSE ELI HUGO VELAZQUEZ MACIAS**

**LUIS ANTONIO ROMERO ROSAS**

**ANTONIO MENDEZ CORDERO**

**DIRECTOR.**

**DR. FRANCISCO JAVIER MENDIETA J.**

**México, D.F.**

**DICIEMBRE 1990.**



**TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN**



## **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.

TEMA: EQUIPO DE TELECOMUNICACIONES POR FIBRAS OPTICAS CON  
MULTICANALIZACION POR DIVISION DE FRECUENCIA.

OBJETIVO: DISEÑO DE UN SISTEMA ANALOGICO FDM. POR FIBRAS OPTICAS

INDICE TEMATICO:

1. INTRODUCCION
2. METODOLOGIA DE DISEÑO
3. CONSIDERACIONES DE RUIDO
4. CARACTERISTICAS OPTICAS
5. REALIZACION EXPERIMENTAL
6. CONCLUSIONES
7. BIBLIOGRAFIA

INDICE TEMATICO.

A. GLOSARIO DE TERMINOS .....	1
AA. INDICE DE FIGURAS .....	11
1. INTRODUCCION	
1.1 SISTEMAS DE COMUNICACION POR FIBRA OPTICA .....	1
1.2 TRANSMISION POR FIBRA OPTICA .....	10
1.3 ASPECTOS GENERALES DE FDM .....	11
2. METODOLOGIA DE DISEÑO	
2.1 PROCESO DE DISEÑO DE UN ENLACE DE COMUNICACION POR FIBRA OPTICA .....	21
2.2 REQUERIMIENTOS DEL USUARIO .....	22
2.3 REQUERIMIENTOS PARA EL CALCULO .....	23
3. CONSIDERACIONES DE DISEÑO	
3.1 SISTEMA DE TRANSMISION .....	30
3.2 MULTICANALIZACION AM .....	33
3.3 MULTICANALIZACION FM .....	39
4. CARACTERISTICAS OPTICAS	
4.1 CONCEPTOS DE FIBRAS OPTICAS .....	43
4.2 FOTEMISORES PARA COMUNICACIONES POR FIBRA OPTICA .....	51
4.3 TRANSMISORES OPTICOS .....	61
4.4 RECEPTORES OPTICOS .....	63
4.5 RUIDO .....	71
4.6 PROPIEDADES DE DETECTORES OPTICOS .....	77
4.7 RECEPTOR DE TRANSIMPEDANCIA .....	84
5. REALIZACION EXPERIMENTAL	
5.1 FILTROS PARA BANDA BASE .....	88
5.2 MODULADOR .....	90
5.3 FILTROS PARA FRECUENCIA DE CANAL .....	92

5.4 MULTIPLEXOR Y DEMULTIPLEXOR .....	95
5.5 TRANSMISOR OPTICO .....	98
5.6 RECEPTOR OPTICO .....	100
6. CONCLUSIONES .....	103
7. BIBLIOGRAFIA .....	106

**GLOSARIO DE TERMINOS.**

KE	KILOCIKLO
ME	MEGACIKLO
LBT	GRUPO BAJO DE TRANSMISION
HBT	GRUPO ALTO DE TRANSMISION
CCITT	COMITE CONSULTIVO INTERNACIONAL PARA LA TELEFONIA Y TELEGRAFIA
dB	DECIBEL
dBm	DECIBEL, DONDE LA POTENCIA DE ENTRADA ES UN MILLIWATT
BER	TASA DE BITS ERRONEOS (RELACION DE ERROR POR BIT)
RMS	VALOR MEDIO CUADRATICO
AFD	FOTODIODO DE AVALANCHA
PIN	FOTODIODO PIN
FDM	MULTICANALIZACION POR DIVISION DE FRECUENCIA
TDM	MULTICANALIZACION POR DIVISION DE TIEMPO
CATV	TELEVISION POR CABLE
LED	DIODO EMISOR DE LUZ
AM	AMPLITUD MODULADA
FM	FRECUENCIA MODULADA
BBV	BANDA BASE DE VIDEO
ILD	DIODO LASER DE INYECCION
SNR	RELACION SEÑAL A RUIDO
FDM-IM	MULTICANALIZACION POR DIVISION DE FRECUENCIA, MODULACION EN INTENSIDAD PARA SISTEMAS OPTICOS DE BAJA CAPACIDAD
FDM-FM-IM	MULTICANALIZACION POR DIVISION DE FRECUENCIA, MODULACION EN FRECUENCIA, MODULACION EN INTENSIDAD PARA SISTEMAS OPTICOS DE ALTA CAPACIDAD
PCM	MODULACION POR IMPULSOS CODIFICADOS
CPS	CICLOS POR SEGUNDO
BJT	TRANSISTOR BIPOLAR DE JUNTURA
OPEN WIRE	SISTEMA DE CABLE ABIERTO (PAR FISICO)
SSBSC	BANDA LATERAL SENCILLA CON PORTADORA SUPRIMIDA
LASER	AMPLIFICACION DE LUZ POR EMISION ESTIMULADA DE RADIACION

IM	INTENSIDAD MODULADA
VCO	OSCILADOR CONTROLADO POR VOLTAJE
RF	RADIO FRECUENCIA
$\mu\text{m}$	LONGITUD DE ONDA
cs	SEÑAL DE CAMBIO
vsb	BANDA LATERAL VESTIGIAL
Pc	POTENCIA DE LA PORTADORA EN WATTS
CNR	RANEO DE PORTADORA EN WATTS
rolloff	RIZO DE LA SEÑAL DE SALIDA (COMPONENTE DE ALTERNA EN CD)
Pav	POTENCIA OPTICA PROMEDIO RECIBIDA
log	LOGARITMO BASE 10
Pu	POTENCIA PROMEDIO
mi	INDICE DE MODULACION OPTICO
mc	INDICE DE MODULACION POR CANAL
rpa	RELACION PORTADORA ARMONICA
AM/FDM	SEÑAL DE AMPLITUD MODULADA MULTIPLEXADA POR DIVISION DE FRECUENCIA
FM/FDM	SEÑAL DE FRECUENCIA MODULADA MULTIPLEXADA POR DIVISION DE FRECUENCIA
C. A.	CORRIENTE ALTERNA
AGC	CONTROL AUTOMATICO DE GANANCIA
VHF	MUY ALTA FRECUENCIA (30 A 300 MHz)
a	CONSTANTE DE ATENUACION
STERAD	STERA RADIAN
GBW	GANANCIA ANCHO DE BANDA
NEP	POTENCIA EQUIVALENTE DE RUIDO

INDICE DE FIGURAS.

PAGINA	FIGURA NUMERO	D E S C R I P C I O N
3	1.1	SISTEMA ANALOGICO PARA TRANSMISION DE VIDEO.
5	1.2	SISTEMA ANALOGICO DE MULTICANALIZACION FM-IM.
7	1.3	DIAGRAMA DE BLOQUES DE UN SISTEMA DE MULTICANALIZACION AM/FM.
12	1.4	DISTRIBUCION DE FRECUENCIAS Y MODULACION PLANNEADA PARA UN SISTEMA OPEN-WIRE .
13	1.5	DISTRIBUCION DE FRECUENCIAS Y MODULACION PLANNEADA PARA UN SISTEMA DE MULTICANALIZACION TIPICO DE CABLE-MULTIPAR .
15	1.6	DISTRIBUCION DE FRECUENCIAS Y MODULACION PLANNEADA. SISTEMA DE MULTICANALIZACION TIPICO DE MICROONDAS O CABLE COAXIAL (960 CANALES).
26A	2.1	ELEMENTOS PRINCIPALES EN EL PROCESO DE DISEÑO DE UN SISTEMA DE COMUNICACIONES POR FIBRA OPTICA.
29	2.2	DIAGRAMA DE FLUJO QUE MUESTRA EL PROCESO DE DISEÑO PARA LA SELECCION DEL TRANSMISOR OPTICO.
31	3.1	DIAGRAMA DE BLOQUES DE UN SISTEMA DE MULTICANALIZACION.
42	3.2	ESPECTRO DE SEÑALES DE VIDEO COMPUESTAS CON SUBPORTADORAS DE AUDIO.
43	4.1	TRANSMISION Y REFLEXION EN LA FRONTERA ENTRE DOS MEDIOS DIELECTRICOS. $\theta_i$ ANGULO DE INCIDENCIA, $\theta_r$ ANGULO DE REFLEXION, $\theta_c$ ANGULO DE REFRACCION, $\theta_c$ ANGULO CRITICO.
44	4.2	REFLEXION INTERNA TOTAL. ANGULO CRITICO $\theta_c$ .
47	4.3	INDICE DE REFRACCION.
50	4.4	APROXIMACION DE LA DISPERSION MODAL.
52	4.5	DIODO LED DE MONOUNION.



53	4.6	DIODO EMISOR DE SUPERFICIE.
54	4.7	DIODO EMISOR LATERAL DE DOBLE HETEROESTRUCTURA CON CAPAS SEPARADAS DE CONFINAMIENTO OPTICO Y DE PORTADORES PARA PROPORCIONAR UNA SALIDA SEMIDIRECCIONAL.
54	4.8	ANCHO ESPECTRAL DE UN LED.
56	4.9	CAVIDAD OPTICA RESONANTE.
56	4.10	SALIDA DE LUZ CONTRA CORRIENTE DIRECTA EN UN LASER DE ALGaAs DE GEOMETRIA DE CINTA.
57	4.11	CORRIENTE DEL NIVEL DE UMBRAL RESPECTO A LA TEMPERATURA EN UN LASER SEMICONDUCTOR.
59	4.12	CORRIENTE DE ENTRADA DE EXCITACION E INTENSIDAD DE LUZ RESULTANTE PARA UN LASER DE GEOMETRIA DE CINTA.
60	4.13	EFICIENCIA DE ACOPLAMIENTO FUENTE-FIBRA OPTICA COMO UNA FUNCION DE LA APERTURA NUMERICA PARA FIBRAS DE GRAN NA.
61	4.14	EXCITADOR DE UN LED PREPOLARIZADO.
62	4.15	EXCITADOR DE LED CONTROLADO POR RETROALIMENTACION.
63	4.16	SISTEMA DE COMUNICACIONES POR FIBRA OPTICA.
64	4.17	ESQUEMA BASICO DEL RECEPTOR.
64	4.18	CIRCUITO EQUIVALENTE DEL FOTODIODO.
65	4.19	CIRCUITO EQUIVALENTE DEL RECEPTOR OPTICO.
67	4.20	DIODO p-n.
68	4.21	ESTRUCTURA DE LOS FOTODIODOS PIN DE SILICIO ILUMINADO DE FRENTE Y PIN ILUMINADO LATERALMENTE.
70	4.22	FOTODIODO DE AVALANCHA.
72	4.23	FUENTES DE RUIDO.
73	4.24	INTERFERENCIA ENTRE SIMBOLOS.
75	4.25	PREAMPLIFICADORES.
78	4.26	DETECTOR PARA FOTODIODO PIN.
80	4.27	FOTODIODO DE AVALANCHA.
80	4.28	CIRCUITO EQUIVALENTE (FOTODIODO DE AVALANCHA).

81	4.29	CIRCUITO DE C.D. Y C.A.
82	4.30	AMPLIFICADOR INTEGRADOR Y DE TRANSIMPEDANCIA.
85	4.31	FUENTES DE RUIDO.
88	5.1	FILTRO PASA BAJAS.
90	5.2	MODULADOR.
92	5.3	FILTRO PASA BANDA.
95	5.4	SUMADOR
96	5.5	DEMODULADOR.
98	5.6	CIRCUITO TRANSMISOR OPTICO Y SEÑAL TRANSMITIDA.
101	5.7	CIRCUITO RECEPTOR OPTICO.

## SISTEMAS DE COMUNICACION POR FIBRA OPTICA.

### - Introducción:

Los sistemas de comunicación por fibras ópticas han encontrado en los últimos años una gran aceptación en diversos sectores, debido principalmente a la gran versatilidad para el manejo de grandes volúmenes de información a altas velocidades. Las propiedades intrínsecas de la fibra óptica como su inmunidad a la interferencia electromagnética, su aislamiento dieléctrico, su gran ancho de banda, su sección transversal y peso reducido le han permitido su aplicación en zonas expuestas a grandes interferencias como son las plantas nucleares y las plantas generadoras de electricidad.

Una de las aplicaciones más importantes de estos sistemas de comunicación, es la telefonía. En ésta, los canales de voz son utilizados para la transmisión de señales eléctricas analógicas que contienen conversaciones o señales de datos que han sido procesadas analógica o digitalmente.

Cabe mencionar que los sistemas de comunicación convencionales son el par físico, el cable coaxial y las microondas entre otros, los cuales, en mayor o menor grado poseen problemas de congestión de líneas, en el caso de par físico o de limitación del espectro de frecuencias disponible para el caso de las microondas. Es por ello que se ha acudido al empleo de los sistemas de comunicación por fibras ópticas, las cuales presentan grandes ventajas para su empleo en corta y mediana distancia (menor a 30 Km), pero ciertas desventajas a larga distancia (mayor a 30 Km), con respecto a los sistemas de microondas.

Los sistemas de comunicación por fibras ópticas se clasifican en sistemas analógicos y sistemas digitales. En los sistemas analógicos se emplea principalmente la modulación en frecuencia, con una multicanalización por división de frecuencia (FDM), mientras que en los

sistemas digitales se utiliza principalmente la modulación por pulsos, con una multicanalización por división en el tiempo (TDM).

Los sistemas digitales requieren de mayor ancho de banda que los sistemas analógicos (considerando el mismo número de canales) debido a que una señal senoidal en general requiere de un muestreo de al menos dos veces por ciclo, con el objeto de asegurar una correcta representación digital, según el teorema de Nyquist.

Así, los sistemas analógicos son principalmente aplicados a la transmisión de canales de televisión, mientras que los sistemas digitales permiten la transmisión de información, de códigos de protección, control y alarma de manera que se pueden satisfacer las diversas necesidades que se presenten.

En los siguientes capítulos se hace una descripción general sobre las características de los sistemas analógicos y sus principales aplicaciones.

A continuación se describen los diferentes bloques que componen un sistema de comunicación por fibras ópticas así como su importancia dentro del funcionamiento óptimo del sistema. Finalmente se hace una comparación sobre las diferentes alternativas de comunicación existentes y las condiciones bajo las cuales los sistemas de fibra óptica presentan mayores ventajas.

#### *- Sistemas Analógicos.*

Aunque la tecnología de fibras ópticas se ha encaminado para su aplicación en la transmisión de señales digitales, también tiene la posibilidad de utilizarse con señales analógicas. De hecho puede pensarse que cualquier señal analógica es mejor digitalizarla a fin de evitar problemas de atenuación o distorsión de la señal bajo la presencia de ruido. Sin embargo, desde el punto de vista económico resulta más atractiva la eliminación de los convertidores

analógico-digitales y digital-analógicos, además de poder disminuir los costos de multicanalización en el sistema. Este problema se observa en los sistemas de transmisión de televisión: una señal típica de video ocupa un ancho de banda de aproximadamente 5 MHz y existen codificadores que pueden convertir dicha señal en forma digital; estos codificadores muestrean la señal a una velocidad de 10 Mb/s, codificando las muestras mediante 9 bits. Esto hace que el decodificador llegue a requerir una capacidad de transmisión de 90 Mb/s por canal de video, lo cual lo hace económicamente prohibitivo. A pesar de la creación de otros codificadores que utilizan menores tasas de transmisión, en realidad son prácticos para enlaces de muy larga distancia. Es por ello que se ha acudido a los sistemas analógicos de fibras ópticas para la transmisión de la televisión por cable (CATV). Desgraciadamente, la no linealidad de los componentes del sistema es una de las principales limitantes de este medio de comunicación. Como se observa en la figura 1.1 el sistema consiste básicamente en la recuperación de la señal eléctrica de salida proveniente de la cámara de televisión y su aplicación para modular directamente la intensidad de salida en un diodo emisor de luz (LED) o un diodo LASER.

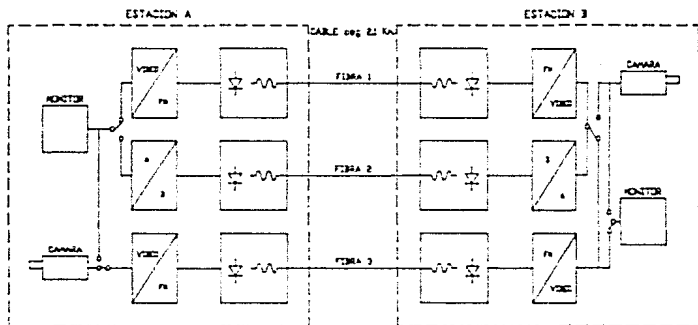


FIG 1.1 SISTEMA ANALÓGICO PARA TRANSMISIÓN DE VIDEO

De ésta forma, la señal óptica se propaga a través de la fibra y es convertida de nuevo a su forma eléctrica en el receptor.

Las no linealidades producen problemas de armónicas y de intermodulación, las cuales pueden (en un momento dado) llegar a distorsionar la señal recibida. En caso de que dicha intermodulación esté contenida en el ancho de banda de interés (aproximadamente 5 MHz), la distorsión es bastante significativa. Una solución que evita éste problema es la utilización de la modulación usando banda vestigial lateral y una subportadora que permita la modulación de la intensidad de la fuente. Si la frecuencia de la subportadora es lo suficientemente alta, las armónicas y la intermodulación pueden alejarse bastante del ancho de banda de interés como para que un filtro elimine los posibles problemas de distorsión. En el caso de multicanalización se debe tener cuidado con el número de canales a transmitir, con el objeto de minimizar la aparición de armónicas y de intermodulación debido a un canal (en el espectro de otro canal transmitido). De hecho, en la actualidad se manejan canales por multicanalización en fibras ópticas, en comparación con los 50 canales que normalmente se transmiten en los sistemas de cable coaxial.

Se espera que cuando se resuelvan todos los problemas antes mencionados, la capacidad de canalización de los sistemas de fibras ópticas pueda igualar o rebasar la actual capacidad de los sistemas de cable coaxial.

Los sistemas analógicos se pueden clasificar en:

Sistemas de baja capacidad de canalización

Sistemas de alta capacidad de canalización

Un sistema como el anteriormente descrito se conoce como un sistema óptico de baja capacidad denominado FDM-IM.

Un sistema óptico de alta capacidad conocido como FDM-FM-IM es también utilizado en la transmisión de señales de video. En este sistema, la fuente luminosa es modulada en intensidad mediante una portadora de

radio frecuencia (RF) modulada en frecuencia. Así: las señales de video son usadas para modular la portadora de RF, la cual puede estar en el rango de VHF (30 a 300 MHz). Estos sistemas de modulación en frecuencia pueden usar un LASER en lugar de un diodo emisor de luz para aumentar la relación señal a ruido de transmisión (SNRTx).

A partir de esto, diversas portadoras de RF moduladas en frecuencia, localizadas a diferentes frecuencias pueden combinarse en una señal multicanalizada por división de frecuencia. A su vez, esta señal es utilizada para modular en intensidad la fuente luminosa. Este proceso FDM-FM-IM permite la transmisión de varios canales de video por una sola fibra, como se observa en la figura 1.2.

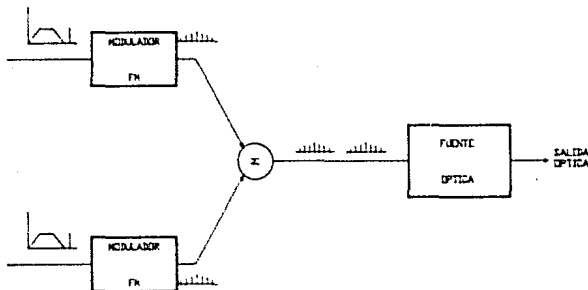


FIG. 1.2 SISTEMA ANALOGICO DE MULTICANALIZACION FM-IM

## SISTEMA ANALOGICO DE MULTICANALIZACION FH-1H.

### PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO:

En esta sección se hace una descripción del funcionamiento general de un sistema de comunicación por fibras ópticas con el objeto de dar una visión más clara de los elementos que constituyen el sistema y sus principales características de operación.

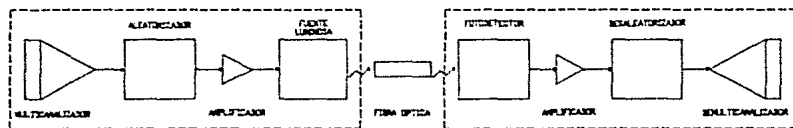
El diagrama de bloques de un sistema de comunicación por fibras ópticas se muestra en la figura 1.3 en donde se indican dos tipos de sistemas de comunicación: los sistemas digitales (a) y los sistemas analógicos (b). El primer bloque de la figura 1.3 se refiere a la multicanalización de las señales recibidas a fin de ser transmitidas por un solo canal. Existen dos métodos que se pueden emplear: multicanalización por división de frecuencia y multicanalización por división de tiempo. Ambos métodos permiten definir el tipo de modulador a utilizar dentro del sistema.

Empleando la multicanalización por división de frecuencia implica la utilización de amplitud modular en la fuente luminosa para producir una variación en la intensidad de luz. El uso de la multicanalización por división de tiempo, significa la conmutación directa del estado de la fuente luminosa (encendida o apagada) a una cierta velocidad.

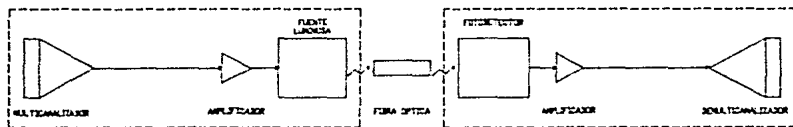
Una de las principales limitaciones de la modulación directa es la velocidad, debido a que algunas responden muy lentamente a las variaciones de su potencia eléctrica. Sin embargo, fuentes luminosas como el laser de inyección o simplemente el LED, pueden ser manejadas a velocidades de transmisión razonables.

Se puede concluir que la multicanalización por división en la frecuencia se aplica para la transmisión de señales analógicas, mientras que la multicanalización por división en el tiempo se utiliza en la transmisión de señales digitales.





a) SISTEMA DIGITAL



b) SISTEMA ANALÓGICO

FIG. 13. DIAGRAMA DE BLOQUES DE UN SISTEMA DE MULTICANALIZACIÓN WDM

### Estado actual y tendencias de desarrollo.

El mercado actual para los sistemas analógicos y digitales por fibras ópticas se encuentran claramente definidos: todos los sistemas referentes a la transmisión de señales de video están orientados a los sistemas analógicos, mientras que los enlaces de comunicación, sean de canales de voz o de datos, utilizan la transmisión por fibras ópticas con señales digitales.

En lo que se refiere a enlaces de señales de video, en la actualidad se cuenta con sistemas para la transmisión de señales de video en blanco y negro (aproximadamente 5 lin) con una relación señal a ruido (SNR) mejor de 40 dB. Su aplicación es para monitorear diferentes fenómenos de alta inducción eléctrica o electromagnética (subestaciones eléctricas, redes de ferrocarriles, etc.).

En este caso se han desarrollado las interfaces necesarias para la cámara y el monitor, a fin de lograr una total compatibilidad con los sistemas convencionales. Dicho sistema utiliza una modulación directa de la fuente emisora.

La televisión comercial aplica los sistemas de fibras ópticas para enlaces cortos, del estudio a la etapa de transmisión y para la parte terminal de las redes de la estación de televisión. En dichas transmisiones se considera un mínimo SNR de 5 dB en la señal de video para largas distancias.

La tendencia de esta aplicación es la utilización de los métodos FM-IM para la transmisión analógica que permite una mayor resolución y nitidez en la imagen transmitida.

En la parte de televisión por cable (CATV), se han desarrollado sistemas que manejan hasta 8 canales de video por fibra usando FDM-FM-IM. La tendencia de las compañías de telecable es ofrecer más de 50 canales, lo que requerirá consecuentemente un mayor número de

fibras y un aumento en los costos de los sistemas de CATV por fibras ópticas comparados con cable coaxial.

Conforme se utilice un mayor espaciamiento entre los repetidores (uso de  $\alpha = 1.3$  dB) y un abatimiento de los costos de fabricación de la fibra óptica, se obtendrá una mayor competitividad con los sistemas de cobre, sobre todo si se considera que los costos de este metal tienden a la alza.

La transmisión de señales de frecuencia de voz todavía se utiliza en algunos sistemas analógicos de modulación con multicanalización por división en la frecuencia (FDM). Su mercado está básicamente orientado a la utilización de sistemas PCM con multicanalización por división de tiempo. En ambos casos la utilización de la fibra óptica es inmediata a través de sistemas que requieren un aislamiento de las líneas ante grandes niveles de ruido y altas capacidades de transmisión.

Como se puede ver, la confiabilidad de estos sistemas ha permitido un fácil acceso de las fibras ópticas en el mercado. Esto se debe principalmente al gran número de aplicaciones que ha tenido, brindando al usuario sistemas para el manejo de grandes volúmenes de información, analógica o digital, con una alta versatilidad de compatibilidad con los sistemas convencionales de par físico o cable coaxial.

## TRANSMISION POR FIBRA OPTICA

La tecnología de comunicación de guía de onda óptica es el tema de interés de muchas compañías de comunicaciones, porque contiene muchos aspectos deseables, como es el enorme ancho de banda, potencial en las guías de onda óptica.

Este tema de métodos de modulación para comunicaciones por fibra óptica debe entenderse como una introducción general para algunos de los conceptos fundamentales de las teorías de comunicación analógica y digital.

Sin embargo muchos de los problemas asociados con el diseño de sistemas de comunicación por fibra óptica son diferentes a aquellos asociados con otros medios de comunicación. La tarea básica del ingeniero en el diseño de un sistema de comunicación por fibra óptica, es la misma en cualquier otro medio de transmisión. El ingeniero debe diseñar un sistema con dominio aleatorio de un proceso de comunicación, así como los aspectos no ideales del medio para realizar una segura y eficiente comunicación.

Muchas de las aproximaciones para estos problemas se han desarrollado en los últimos años y se introducen en el contexto de la tecnología de comunicación por guía de onda óptica. Esta discusión comienza con modelos generales para la señal y el ruido, seguida por una discusión de métodos para la comunicación analógica y una discusión para modulación digital.

### MODELO GENERAL DE SEÑAL.

Para nuestros propósitos definiremos el modelo general de señal transmitida con la ecuación:

$$S(t) = a(t) \cos \left[ 2\pi f_c t + \phi(t) \right]$$

$$S(t) = a(t) \cos \phi(t) \cos 2\pi f_c t - a(t) \sin \phi(t) \sin 2\pi f_c t \quad (1)$$

## ASPECTOS GENERALES DE FDM.

### *ANCHO DE BANDA DEL CANAL.*

Como un resultado de las pruebas de la industria telefónica, el ancho de banda estandar del canal de voz ha sido establecido a unos 3100 ciclos por segundo. Típicamente el rango útil de frecuencias de voz es de 300 cps a 3400 cps. En sistemas de multicanalización SSBSC, los canales de voz son usualmente espaciados a intervalos de 4 kc para acomodar las frecuencias de voz. Si es necesario pasar una banda ancha de frecuencias, como se requiere para ciertas señales de vídeo, algunas veces los sistemas de multicanalización adquieren una combinación de grupos de canales de voz en un simple ancho de banda. Los rangos comunes de  $v-f$  son:

Límite inferior de frecuencia (punto 3-dB): 250 a 300 cps

Límite superior de frecuencia (punto 3-dB): 3100 a 3400 cps

### *Distribución de frecuencia y distribución planeada*

Cada tipo de sistemas de multicanalización emplea un esquema de modulación particular para trasladar señales de  $v-f$  a varias bandas de frecuencia portadora. Estos esquemas son referidos como:

Distribución de frecuencia y modulación planeada (usualmente aparecen en forma de diagramas). La distribución estandar de frecuencias y la modulación planeada han sido establecidas por los sistemas de multicanalización SSBSC. Para éstos sistemas, tal plan reúne 12 canales espaciados 4 kc dentro de un grupo básico de frecuencias en un rango de banda de 60 a 108 kc. En ésta primera etapa de modulación hay una frecuencia portadora separada para cada uno de los doce canales. (Una versión modificada para éste plan llamada modulación canal-par que requiere solo seis portadoras de frecuencia).

Otros canales adicionales son obtenidos expandiendo los grupos de 12 canales y usando un número de pasos de modulación intermedia. Un paso de modulación final es requerido para combinar las señales multicanalizadas dentro de un grupo-línea o grupo banda base (a la

salida).

*Sistemas OPEN-WIRE.*

La distribución estandar de frecuencias y la modulación planeada dan arriba de 12 canales para sistemas OPEN-WIRE. El grupo-línea de frecuencias son diferentes para cada dirección de transmisión de acuerdo para establecer un sistema cuatro-alambres sobre uno dos-alambres. Las dos direcciones son convencionalmente referidas como dirección este-oeste y la dirección oeste-oeste. Después de que los canales de voz han sido combinados en un grupo básico de 60 a 108 kc. ellos son entonces trasladados a uno de cuatro escalonamientos del grupo-línea de la distribución de frecuencia. Una distribución de frecuencia y una modulación planeada para un sistema OPEN-WIRE se muestra en la figura 1.4.

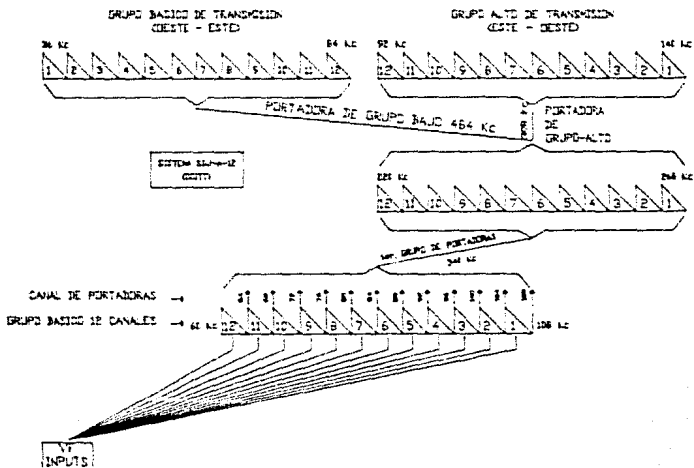


FIG 1.4

### Sistemas de cable multiplexar

La distribución de frecuencia y la modulación planeada utilizadas por dobles aplicaciones dan arriba de 24 canales para sistemas de cable multiplexar, usando dos pares de cables. Se requieren dos grupos básicos de 60 a 108 kc de 12 canales.

La línea de frecuencias del grupo es diferentes para cada dirección de transmisión. El grupo línea de una dirección está referida como grupo bajo de transmisión (LBT), mientras el grupo línea para la otra dirección está referida como grupo-alto de transmisión (HBT). Una distribución de frecuencia y modulación planeada para un sistema de cable multiplexar se muestra en la figura 1.5.

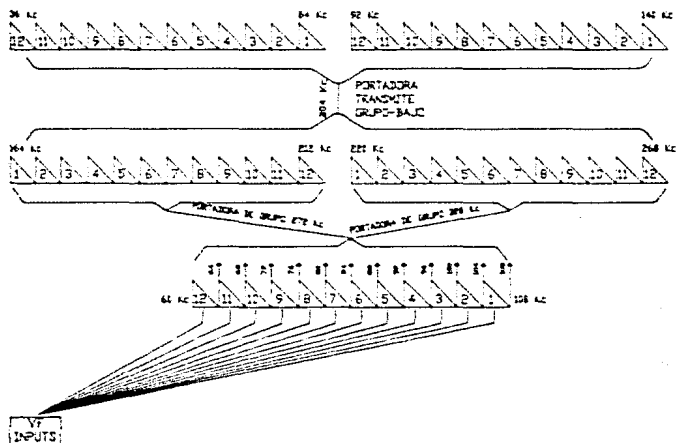


FIG. 1.5. DISTRIBUCION DE FRECUENCIA Y MODULACION PLANEADA PARA UN SISTEMA DE MULTICANALIZACION TIPOICO DE CABLE-MULTIPLEXAR.

Los rangos de frecuencia de la línea son:

TRANSMITE, kc		RECIBE, kc
Terminal LGT	36-140	164 - 268
		(separación de 8 kc entre grupos de doce canales)
	40-140	164 - 264
		(separación de 4 kc entre grupos de doce canales)
Terminal HGT	164-268	36 - 140
	164-264	40 - 140

#### Sistemas de radiomicroondas.

La CCITT considera una distribución de frecuencia estandar y una modulación planeada que proporcionan más de 1800 canales para banda ancha de microondas. En este plan, cinco grupos básicos de doce canales son ensamblados por un segundo paso de modulación para formar un supergrupo de 60 canales con un rango de frecuencias de 312 a 552 kc. Los sistemas con mayor capacidad son formados con pasos de modulación adicionales usando pasos de más alto orden en grupos maestros y grupos supermaestros. Un grupo maestro consiste de 5 supergrupos. Un grupo supermaestro consiste de 3 grupos maestros. Una distribución de frecuencia estandar y una modulación planeada para un sistema es mostrada en la figura 1.6.



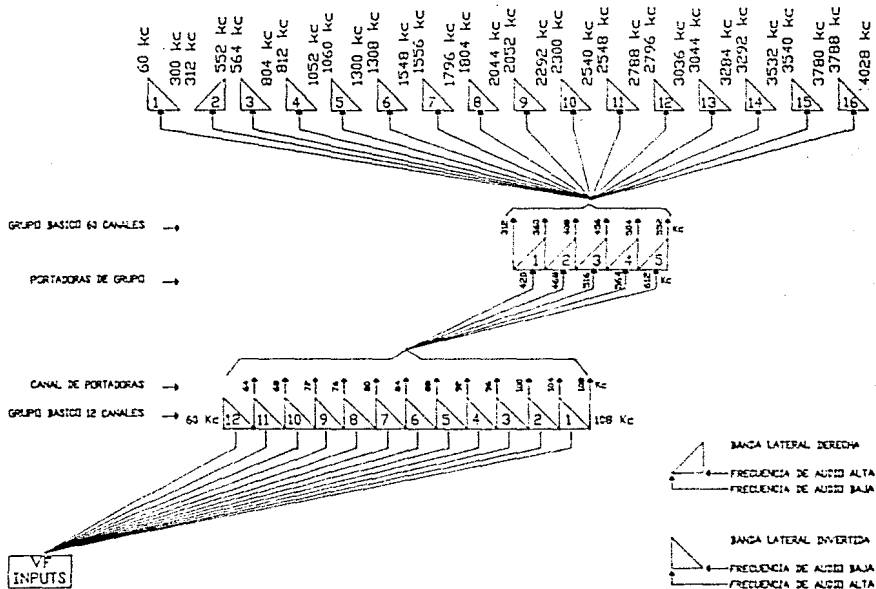


FIG. 1.6. DISTRIBUCION DE FRECUENCIA Y MODULACION PLANEADA  
 SISTEMA DE MULTICANALIZACION TYPICO  
 DE MICROFILMS O CABLE COAXIAL. (960 CANALES)

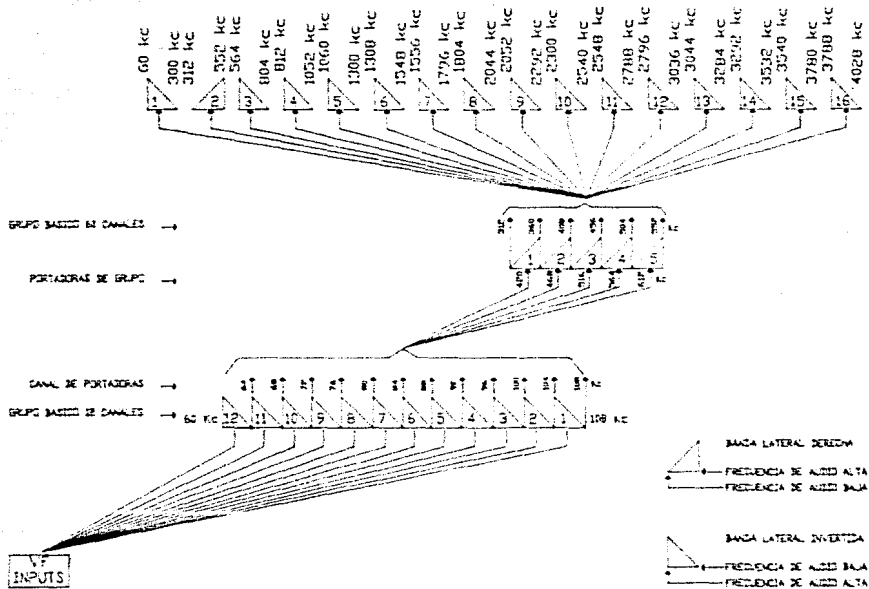


FIG. 16. DISTRIBUCION DE FRECUENCIA Y MODULACION PLANEADA  
 SISTEMA DE MULTICANALIZACION TIPICO  
 DE MICROONDAS O CABLE COAXIAL. (960 CANALES)

Los rangos de frecuencia en banda base para sistemas con capacidades de canal diferentes son como sigue:

CAPACIDAD DE CANAL	RANGO DE FRECUENCIA EN BANDA BASE, kc
12	12 - 60
24	12 - 108
60	12 - 252 o 60 - 300
120	12 - 552 o 60 - 552
300	60 - 1364
600	60 - 2792
900/960	60 - 4287
1800	300 - 8248

*Sistemas de cable coaxial.*

Existen cinco sistemas de cable coaxial recomendados por la CCITT, la cual usa la misma distribución de frecuencia y la modulación planeada especificada para los sistemas de radio microondas. Estos sistemas de cable coaxial estandar están basados en 5 configuraciones de cable diferentes, cada una diseñada para transmitir una cierta línea de banda de frecuencias. Cada uno de estos 5 sistemas se describen como sigue:

*Sistema de 2.5 Mc.*

Sistema de 600 canales usando 10 supergrupos con un grupo-línea de banda de frecuencias de 60 a 2540 kc.

*Sistema de 4.0 kc.*

Sistema de 960 canales usando 16 supergrupos con un grupo-línea de banda de frecuencias de 60 a 4028 kc.

*Sistema de 6.0 kc.*

Sistema especificado para transmitir señal de televisión con una banda de video de 5 Mc.

Sistema de 12.0 kc.

Sistema de 2700 canales usando 45 supergrupos en nueve grupos maestros de 3 grupos supermaestros con un grupo-línea de bandas de frecuencia en un rango de 308 a 12435 kc.

*Niveles de transmisión, frecuencia de voz.*

Los circuitos de frecuencia de voz se extienden desde switchero central de un sistema de comunicaciones a las unidades de un canal de una terminal multicanalizada. La suma de potencias de v-f requerida en la entrada y salida del canal unitario está basada sobre la suma normal de potencia requerida por el equipo central de switchero. El uso estandar para medir los niveles de transmisión de un sistema de multicanalización es un tono de prueba, que es comunmente logrado en oficinas telefónicas de switchero. Los valores típicos por canal son:

1. Nivel de entrada:

Cuatro-alambres, operación, -4, -13, o -16 dBm

Dos-alambres, operación, 0 dBm

2. Nivel de salida:

Cuatro-alambres, operación, +4 o +7 dBm

Dos-alambres, operación, ajustable de -10 a +5 dBm

*Niveles de transmisión de la frecuencia portadora.*

Un número de factores que intervienen en la sumatoria de la potencia requerida en la frecuencia portadora, tales como el medio de transmisión (líneas metálicas o radio), niveles de ruido de la línea, atenuación de la línea, frecuencias operando y consideraciones de sobrecruces de voz. En el caso de la transmisión de radio, los niveles de la señal son determinados por los requerimientos de la entrada en particular del radio. La suma de potencia transmitida a líneas metálicas es bastante grande para permitir un máximo de espacio a

repetidores mientras no haya sobrecarga en los amplificadores. Es necesario que la frecuencia portadora sea suficientemente mayor que el ruido de la línea para mantener una buena razón de señal a ruido. Típicamente los niveles de tono de prueba por canal son:

1. Sistemas OPEN-WIRE: de 0 a 18 dBm
2. Sistemas de cable multipar: de -20 a 0 dBm
3. Sistemas de cable coaxial o radio: de -50 a -6 dBm

#### *Capacidad del canal.*

El número de canales de voz en un sistema de multicanalización SSBSC pueden ser cuidadosamente determinados primeramente por las limitaciones de ancho de banda del medio de transmisión y la razón de señal a ruido que debe ser mantenida. La capacidad de los sistemas de hoy son:

1. OPEN-WIRE: 16 canales
2. Cable multipar: 24 canales
3. Cable coaxial y radio: 2700 o más canales

#### *Impedancias de entrada y salida y pérdidas de retorno.*

Las impedancias de entrada y salida son especificadas por varios puntos de interface de un sistema de multicanalización. Tales impedancias están basadas sobre las características nominales de impedancia de las líneas de transmisión conectadas en los puntos interface. El mínimo aceptable de pérdidas de regreso son:

1. Cargas de frecuencias de voz: 600 ohms cuatro-alambres y de 600 a 900 ohms en dos-alambres balanceado con un mínimo de 26 dB de pérdidas de retorno.
2. Interface de frecuencias de grupo: (60 a 108 kc); 135 ohms, balanceado, o 75 ohms, desbalanceado con un mínimo de pérdidas de retorno de 20 dB

3. Interface de frecuencias de supergrupo (312 a 552 kc); 75 ohms, desbalanceado, con un minimo de pérdidas de retorno de 20 dB.
4. Interface en banda base o línea: 75 ohms, desbalanceado, o 135 ohms, balanceado con un minimo de pérdidas por retorno de 20 dB.

*Estabilidad en la calidad de nivel.*

Las pérdidas en un sistema de multicanalización no son constantes porque varían debido a los cambios de clima y a que las fuentes de poder son inestables. En muchos tipos de sistemas de multicanalización, se regula para compensar las variaciones de potencia que puedan ocurrir. En la práctica, se desea guardar los niveles de v-f de señales transmitidas de una terminal multicanalizadora dentro de una tolerancia de  $\pm 0.5$  dB sobre intervalos de tiempo cortos. Sobre un periodo largo, las variaciones permisibles de nivel, pueden ser mucho mayores pero deben permanecer sujetas a unos límites bien definidos.

*Goteo de la portadora.*

El balance eléctrico de moduladores de portadora suprimida usado en sistemas de multicanalización SSBSC nunca es perfecto. Esto es debido a que la energía de la frecuencia portadora usualmente se escapa en otras partes del sistema. Esta energía rechazada es llamada 'goteo de la portadora'. Un escape grande de la portadora incrementa los cruces de mensaje y también la carga en los amplificadores de la línea.

El total del escape tolerable de la portadora es especificado en decibeles abajo del nivel de referencia del tono de prueba o a veces como 0 dBm. Las especificaciones recomendadas por la CCITT es de que la potencia de la portadora transmitida rechazada no debe de exceder de -17 dBm0 para cualquier canal y -14.5 dBm0 para cualquier grupo de 12 canales. Para sistemas equivalentes de cuatro-alambres, el escape de portadora tolerable máximo por canal está especificado como -16 dBm0 para el grupo de frecuencias superior y -17 dBm0 para el grupo de baja frecuencia. El máximo rechazo de portadora para todos los canales en tal sistema está especificado como -14.5 dBm0.

### *Estabilidad de frecuencia.*

El uso de muchos osciladores de portadoras en sistemas de multicanalización introduce un problema de estabilidad de frecuencia. Aunque la estabilidad en frecuencia es a veces asociado con el cambio de frecuencia de un oscilador en un periodo de tiempo, la estabilidad de frecuencia concierne a un sistema de multicanalización debido al cambio neto en la frecuencia de la voz que ocurre entre la terminal transmisora del sistema y la terminal receptora. En sistemas telefónicos el cambio total de frecuencia e indirectamente la estabilidad de frecuencia, están relacionados por el cambio que pueda ocurrir sin el cambio que es discernible al oído. La estabilidad de frecuencia (terminal a terminal) en el orden de  $\pm 3$  a  $\pm 5$  cps es satisfactoria para los circuitos telefónicos. Sin embargo, la estabilidad de frecuencia es más crítica en sistemas de multicanalización de telegrafo y alta rapidez de datos. Por esta razón, algunos estándares para estabilidad de frecuencia en sistemas de multicanalización especifican que la diferencia en frecuencia de una terminal del sistema a la otra no exceda de 2 cps.

## PROCESO DE DISEÑO DE UN ENLACE DE COMUNICACION POR FIBRAS OPTICAS

Una vez analizado el funcionamiento de cada uno de los componentes de un sistema de comunicación por fibra óptica, se procede a determinar de qué manera se tiene como resultado un sistema que cubra las necesidades de comunicación para una aplicación particular. Para ello se sigue un proceso de diseño que consiste en contraponer los requerimientos de un usuario con las características que puede ofrecer el estado actual de la tecnología de comunicación por fibras ópticas. Generalmente este será un trabajo de ensayo y error que permitirá conocer finalmente, si es posible o no, la realización de un sistema práctico y en caso afirmativo, cuales deben ser las características de los componentes de dicho sistema y tal vez, las modificaciones que el usuario tenga que hacer a sus requerimientos.

En este capítulo se presentará la descripción de los parámetros principales que deben considerarse en un enlace de comunicación por cable óptico, la interrelación entre ellos; de manera general la metodología de diseño como una herramienta de planeación y por último, se discutirán varios ejemplos representativos de diseño.

### *Elementos principales en el Proceso de Diseño.*

Los elementos o parámetros principales de diseño se pueden dividir en los grupos siguientes:

- De entrada            o    requerimientos del usuario
- Intermedios           o    cálculos principales
- De salida             o    resultados de diseño

y a continuación se hace un breve análisis de cada uno de ellos.



### Requerimientos del usuario.

Los requerimientos que se consideran más significativos para el diseño de un sistema de comunicación por fibra óptica son:

- Distancia
- Tipos de datos
- Ancho de banda del canal o velocidades de transmisión
- Calidad deseada en la transmisión (SNR o BER)

Por supuesto, existen otros parámetros que deben considerarse en el diseño final tales como el costo, confiabilidad, tamaño, peso, medio ambiente y alimentación. Sin embargo, los requerimientos que se mencionan involucran las limitantes del sistema y determinan la factibilidad de realización del enlace de comunicación.

La utilización de un sistema de transmisión digital o uno analógico dependerá de cual de las dos presente mayores ventajas, tanto técnicas como económicas para una aplicación específica. Por ejemplo: un sistema de comunicación que implique el manejo de una gran cantidad de canales de voz con un mínimo de ruido e interferencia favorece el uso de técnicas digitales de transmisión como el PCM. Sin embargo, si lo que se refiere es un enlace de video, un sistema de transmisión analógico representaría menos problemas de complejidad y costo que un sistema digital.

La capacidad de transmisión de información se especifica como ancho de banda en hertz cuando emplea modulación analógica y como velocidad de transmisión en bits/seg en modulación digital.

De la misma manera, los términos en que se expresa la calidad deseada en la transmisión son función del sistema que se utilice.

Básicamente, en sistemas analógicos se tiene la relación señal a ruido, y en sistemas digitales la probabilidad de error.

La relación señal a ruido (SNR) es la razón de la amplitud de una señal deseada a la amplitud de las señales de ruido en un punto determinado. Se expresa en decibeles y generalmente se usa el valor pico para el ruido impulsivo y el valor RMS para ruido aleatorio.

La probabilidad de error o tasa de bits erróneos (BER) está dada por la razón de bits identificados incorrectamente al número total de bits transmitidos. En aplicaciones de fibra óptica un valor típico de BER es  $10^{-9}$ .

Los factores de distancia y capacidad de transmisión son esenciales en el diseño porque determinan el sistema de comunicación por fibra óptica que se va a utilizar y en caso necesario los repetidores ópticos a utilizar. Estos dos factores tienen que ver directamente con las dos limitantes de los sistemas de comunicación por fibras ópticas: la atenuación y la dispersión.

En las fibras ópticas pueden considerarse los siguientes rangos de distancias: (depende de la fuente óptica)

- Corta distancia ( $l < 1$  km)
- Media distancia ( $1$  km  $< l < 30$  km)
- Larga distancia ( $l > 30$  km)

Atendiendo a cada una de ellas, puede proponerse la calidad de la fibra, el tipo de emisor y fotodetector así como la separación y número de repetidores que resulte más adecuado.

#### Requerimientos para el cálculo.

Los cálculos principales en el diseño de un sistema de comunicación por fibra óptica están relacionados con las dos limitantes mencionadas, de tal forma que los valores permisibles de atenuación y dispersión pueden conocerse en base a los requerimientos y resultados de diseño propuestos.

Esencialmente, el cálculo de la atenuación se realiza mediante la suma de las componentes siguientes:

- La atenuación en la fibra óptica a la longitud de onda de transmisión utilizada.
- Las pérdidas por acoplamiento de la fuente de emisión a la fibra óptica y de la fibra óptica al fotodetector.
- Las pérdidas en los empalmes necesarios para unir dos secciones de fibra óptica.

En base a lo anterior y considerando únicamente la limitante de atenuación, la separación máxima entre equipos terminales o entre repetidores  $L$  puede expresarse por:

$$aL + ka_j = \log(P_t/P_r)$$

donde:

- $a$  es la atenuación en la fibra (dB/km)
- $a_j$  es la pérdida por empalme promedio (dB)
- $P_t$  es la potencia acoplada a la fibra óptica (watts)
- $P_r$  es la potencia mínima requerida en el receptor (watts)

La dispersión depende de:

- La longitud de onda de transmisión
- El tipo de graduación del índice de refracción (parabólico o escalonado)
- La apertura numérica
- El ancho espectral de la fuente de emisión

La dispersión llega a ser significativa cuando la distorsión por retardo del pulso transmitido llega a ser lo suficientemente grande como el intervalo entre bits. Después de un cierto límite, cualquier incremento en la velocidad de transmisión puede causar una disminución en el espaciamiento entre repetidores.

Este límite de dispersión puede ser estimado por la ecuación:

$$\sigma_{\text{tot}} L = 0.25 T = \frac{1}{4 f_0} \quad (2.2)$$

donde:

$\sigma_{\text{tot}}$  es el valor cuadrático medio de la distorsión por retardo por unidad de longitud

En la fórmula anterior se ha supuesto que la dispersión aumenta linealmente con la longitud de la fibra L. Sin embargo, el fenómeno de acoplamiento entre modos reduce en alguna extensión el problema de la dispersión, por lo que los resultados prácticos son mejores que los resultados teóricos.

Hay que tomar en cuenta los componentes de este ensanchamiento: debido a la dispersión modal y el ensanchamiento cromático ocasionado por la dispersión del material:

$$\sigma_{\text{tot}}^2 = \sigma_{\text{mod}}^2 + \sigma_{\text{crom}}^2 \quad (2.3)$$

A partir de las ecuaciones (2.1) y (2.2) pueden estimarse la frecuencia límite de modulación ( $f_{\text{lim}}$ ), más allá de la cual, el enlace de la fibra es limitado por dispersión.

$$f_0 > f_{\text{lim}} = \frac{a}{4 \sigma_{\text{tot}}} \left[ \frac{1}{10 \log \frac{P_t}{P_r}} - ka \right]$$

Los resultados de diseño son condicionados por los requerimientos del usuario y los cálculos principales. Estos resultados de salida definen las características de los elementos del sistema de comunicación:

- Subsistema Transmisor
- Cable Optico
- Subsistema Receptor

Para el subsistema transmisor deben considerarse:

- La longitud de onda de transmisión
- La potencia de la fuente
- El ancho espectral de la fuente, lo que determinará si se utiliza un diodo emisor de luz (LED) o un diodo LASER de inyección (ILD).

Para la fibra óptica:

- La atenuación espectral
- El perfil del índice de refracción (gradual o escalonado)

Y finalmente para el subsistema receptor:

- La sensibilidad

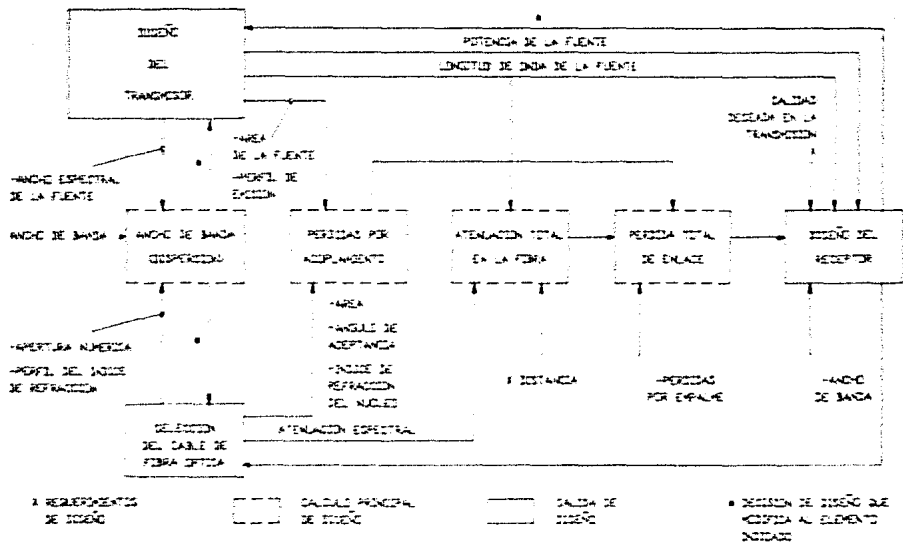
El término sensibilidad se refiere a la potencia óptica mínima a la entrada del receptor requerida, para lograr la relación señal a ruido o la probabilidad de error deseada. De éste factor dependerá el tipo de fotodetector que será utilizado: fotodiodo PIN o fotodiodo avalancha APD.

*Interrelación entre los parámetros principales.*

En la fig. 2.1 se muestra la interrelación existente entre los parámetros anteriormente descritos con el fin de mostrar las características principales del proceso de diseño de un enlace óptico de comunicación.

Por ejemplo, tomando como base el diseño en el receptor vemos que éste es influido por:

- La potencia óptica disponible
- La longitud de onda
- El ancho de banda de la información



26A

FIG. 84. ELEMENTOS PRINCIPALES EN EL PROCESO DE DISEÑO DE UN SISTEMA DE COMUNICACIÓN POR FIBRA ÓPTICA

La potencia óptica recibida se determina por:

- La potencia óptica de la fuente
- Las pérdidas totales del enlace

Las pérdidas totales del enlace se dividen en:

- Pérdidas por acoplamiento
- Pérdidas en la transmisión

Las pérdidas por acoplamiento están dadas por:

- Características de la fuente
- Perfil de emisión

Características de la fibra:

- Apertura numérica
- Área de radiación efectiva
- Índice de refracción del núcleo

Las pérdidas en la transmisión están dadas por:

- Características de atenuación espectral de las fibras
- Longitud de onda
- Pérdidas por empalme

Distancia entre la fuente y el detector:

De lo anterior se desprende que el proceso de diseño de un enlace de comunicación por fibras ópticas es un problema que involucra muchas variables y que puede llevar varios ensayos antes de completarse, porque la selección de un elemento final (transmisor, receptor o cable óptico) afectará la selección de los otros dos. Generalmente es necesario suponer las características de ciertos elementos del sistema

v entonces proceder de manera sistemática a interrelacionar y redefinir los elementos restantes.

En los puntos siguientes se proporcionan los diagramas de flujo que describen un método de diseño para los sistemas de comunicación por fibra óptica así como un breve análisis en cada caso.

#### Proceso de Diseño para la Selección del Transmisor Óptico.

En la figura 2.2 se muestra un diagrama de flujo donde se observa el proceso de diseño en el subsistema transmisor. El diseño comienza con los requisitos propuestos por el usuario. Cualquier limitante de confiabilidad de potencia o de medio ambiente que pudiera afectar la selección del componente y así la calidad en la transmisión, debe tomarse en cuenta y permitir que influya en la configuración del sistema y en la decisión del tipo de componentes.

La longitud de onda de transmisión y los requisitos de ancho espectral son una función de las características de la fibra óptica elegida. Estos parámetros han sido ya investigados y especificados como un resultado del esfuerzo del diseño del medio de transmisión.

La potencia óptica de salida acoplada se calcula a partir del nivel de señal mínima requerida en el extremo terminal del sistema y la pérdida de transmisión de la fibra óptica, incluyendo las pérdidas por acoplamiento en la salida y empalmes. Esta figura de potencia acoplada se obtiene después de las pérdidas por acoplamiento en la entrada y de esta manera afecta la selección de la fuente, de acuerdo a sus características de emisión.

De manera general, se puede decir que un diodo LED se utiliza cuando se requieren productos ancho de banda-distancia bajos y un diodo LASER cuando se necesitan valores altos de esta especificación. Como puede notarse, el producto ancho de banda-distancia (o velocidad de transmisión-distancia) relaciona la capacidad de transmisión de la



fibra óptica con la distancia y tiene su origen en la limitante de dispersión.

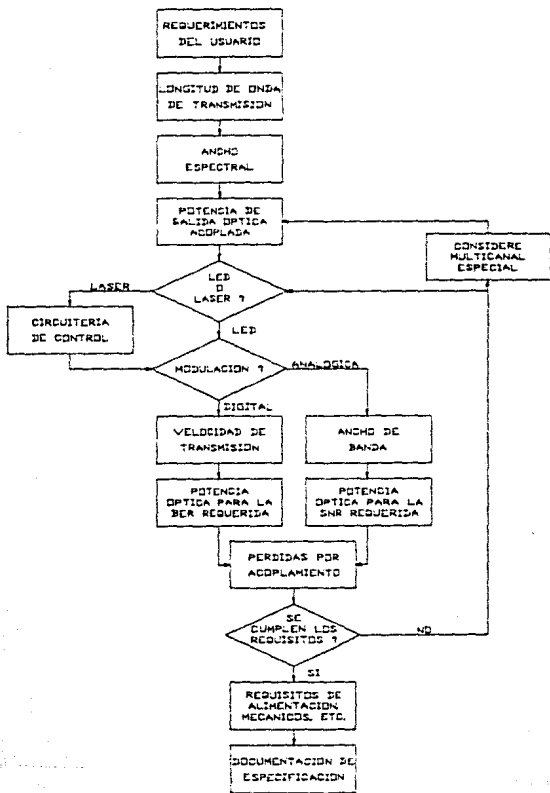


FIG. 2.8. DIAGRAMA DE FLUJO QUE MUESTRA EL PROCESO DE DISEÑO PARA LA SELECCION DEL TRANSMISOR OPTICO

## SISTEMAS DE TRANSMISION ANALOGICA CON MULTICANALIZACION POR FIBRA OPTICA

La fibra óptica está situada como una tecnología de comunicaciones para la transmisión de señales digitales sobre las señales analógicas. La transmisión de señal de video representa la más común aplicación de comunicación analógica sobre fibra óptica y es también la más estricta en requerimientos. La demanda de una alta señal/ruido (SNR) es para controlar la respuesta en frecuencia y buena linealidad.

La transmisión digital de señales de video requiere de ancho de banda y/o un sofisticado código y equipo de multiplexaje.

La técnica de transmisión analógica de video es atractiva por simplicidad, costo y efectividad.

La transmisión analógica de multicanales de señales de video sobre fibras ópticas pueden emplear cualquiera de las subportadoras de AM o FM.

La señal multiplexada por división de frecuencia (AM/FDM, o FM/FDM) puede modular la intensidad de la portadora óptica.

Las relativas ventajas y desventajas de cada método de modulación están resumidas en la tabla 1. El diagrama de bloques del sistema modelo considerado en este capítulo se muestra en la fig. 3.1.

En muchas aplicaciones algunos elementos del sistema pueden no representarse, por ejemplo en enlaces de video por satélites.

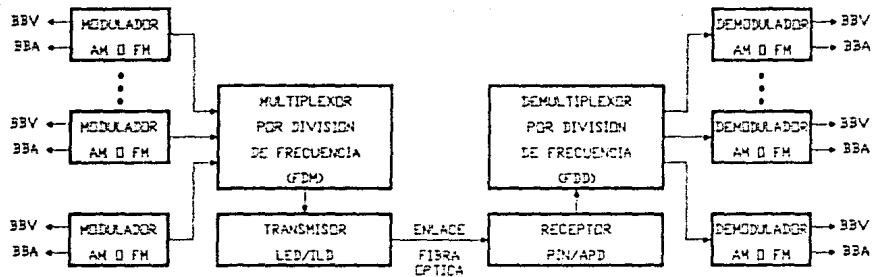


FIG. 3.1. DIAGRAMA DE BLOQUES DE UN SISTEMA DE MULTICANALIZACION

TABLA 1. VENTAJAS Y DESVENTAJAS DE LOS METODOS DE MODULACION.

MODULACION	VENTAJAS	DESVENTAJAS	COMENTARIO
AM/FDM	SIMPLE Y BAJO COSTO	ALTOS REQUISITOS LIMITADOS EN LA DISTANCIA DE TRANSMISION.	EL USO DE DIODOS DE INYECCION DE LASER EN SISTEMAS DE FIBRAS MULTIMODO, PUEDE SER NO PERMISIBLE PARA LLEVAR A CABO ACERTADAMENTE LA ACCION.
	LA NO EXPANSION DEL ANCHO DE BANDA IMPLICA EL PODER ENVIAR MAS CANALES POR FIBRA.	LA INTERACCION DE LA SENSITIVIDAD DE LA FUENTE DE LA FIBRA INDUCE DISTORCIONES.	
FM/FDM	ALTA RELACION SNR.	ALTA SATURACION DE ANCHO DE BANDA. IMPLICA POCOS CANALES POR FIBRA.	CORRIENTEMENTE MAS POPULAR PARA MEDIAS Y CORTAS LINEAS ANALOGICAS EN FIBRA OPTICA.
	EXTRA: PARA NO LINEALIDADES DE LA FUENTE ASI TAMBIEN COMO AQUELLAS PRODUCIDAS COMO RESULTADO DE LAS INTERACCIONES DE LA FUENTE DE FIBRA.	COSTO ADICIONAL POR EL EQUIPO DE FM.	

## MULTICANALIZACION EN AM.

Esta sección deriva una expresión para CNR realizable en un enlace de transmisión AM/FDM por fibra óptica.

El ruido intrínseco de la fuente, así como el ruido producido por interacciones de la fuente de la fibra, son omitidas en esta sección. El caso de la portadora singular que está considerada primeramente en la corriente de salida del modulador de AM, está dada por:

$$i(t) = A_c \left[ 1 + m_x(t) \right] \cos(\omega t) \quad (1)$$

donde:

$A_c$  es la amplitud de la señal portadora de AM

$x(t)$  es la forma de onda del mensaje  $-1 \leq x(t) \leq +1$

$m$  es el índice de modulación de AM

$\omega$  es igual a  $2\pi f_o$ , donde  $f_o$  es la frecuencia portadora

La corriente transmitida por la fuente queda entonces:

$$i_d(t) = I_B \left[ 1 + m_i i(t) / (1+m) A_c \right] \quad (2)$$

donde  $I_B$  es la fuente de luz de la corriente preferente y  $m_i$  es la intensidad (profunda de la modulación óptica).

La entrada de potencia óptica correspondiente a la ec. (2) está dada por:

$$P_{in}(t) = P_B \left\{ 1 + \left[ \frac{m_i}{(1+m)} \right] \left[ 1 + m_x(t) \right] \cos(\omega t) \right\} \quad (3)$$

donde  $P_B$  representa la potencia promedio, correspondiente a la intensidad de corriente  $I_B$ , acoplada dentro de la fibra óptica. La porción de señal a la salida del receptor óptico está dada por:

$$I_s = R \bar{G} m_1 P_{av} \left[ 1 + m_1 x(t)/(1+m) \right] \cos(\omega t) \quad (4)$$

donde:

R es la respuesta del fotodiodo  $\left[ \frac{A}{\text{WATT}} \right]$

$\bar{G}$  es la ganancia de avalancha media del fotodiodo de avalancha

$P_{av}$  es la potencia promedio del receptor óptico

La CNR está definida de acuerdo con las recomendaciones NCTA, así como la razón de potencia efectiva de señal rf durante los pulsos de sincronía sobre la potencia de ruido efectiva en un ancho de banda de 4 Mhz.

$$\text{enr} = 0.5 \left( \bar{R} \bar{G} m_{eff} P_{av} \right)^2 / \left\{ \left[ i_a^2 + 2e \left[ \left( R P_{av} + I_{dm} \right) \bar{G}^2 + I_{dn} \right] \right]^B \right\} \quad (5)$$

donde:

B es el ancho de banda del video (4 Mhz)

$m_{eff}$  es la modulación efectiva

$\frac{\bar{G}^2}{G}$  es la raíz media de la ganancia de avalancha del fotodiodo

$(\bar{G}^2)$  es el valor efectivo del amplificador del ruido de la corriente refinada a la entrada en amperes por hertz

e es la carga del electrón

$I_{dm}$  es la corriente primaria multiplicada por

$I_{dn}$  es la porción de corriente no multiplicada

La atenuación total del enlace de la fibra, incluyendo el empalme, es:  $10 \log (P_a/P_{av})$ , en decibeles. El término  $m_{eff}$  está relacionado a la modulación nominal  $m_1$  de la fuente óptica por la siguiente expresión:

$$m_{eff}(f) = m_1 10^{-0.1a(f)} \quad (6)$$

donde:

Rolloff producido por la fibra.

$$\alpha(f) = -3(f/f_{\text{mod}})^2 L^2 - 3(f/f_{\text{mat}})^2 L^2 - \alpha(f) \quad 0.5 \leq \alpha \leq 1$$

- $\alpha(f)$  es la potencia, característica de rolloff del LED o ILD  
 $L$  es la longitud del enlace de la fibra óptica en kilómetros  
 $f$  es la frecuencia de operación del enlace  
 $f_{\text{mod}}$  es 3 - dB de dispersión modal, frecuencia límite de corte de la fibra  
 $f_{\text{mat}}$  es 3 - dB de dispersión material, frecuencia límite de corte de la fibra

La definición de modulación de fondo efectiva  $m_{\text{eff}}$  para el receptor óptico lleva la meta de degradación de CNR causada por el rolloff de potencia de salida de la fuente óptica, así como el resultado de la dispersión modal y material en el enlace de la fibra óptica.

Se puede ver en la ec. (5) que para un nivel de potencia recibida el CNR se incrementa, así como la raíz de la modulación de fondo. Consecuentemente el diseño del sistema óptico especifica la modulación de fondo máxima que puede ser ventajosamente utilizada (para maximizar el CNR) sin el excedente de niveles específicos para productos de distorsión no lineales. En un sistema de transmisión analógico por fibra óptica que consiste de N secciones de repetición, el  $(\text{CNR})_1$  para el final del sistema está relacionado con  $\text{CNR}'s$   $\mathcal{A}$  constitutivo del enlace como sigue:

$$1/(\text{CNR})_1 = \sum 1/\mathcal{A}$$

donde:

$\mathcal{A}$  es el CNR del enlace  $i_{\text{th}}$

Si el diseño del sistema especifica CNR's iguales ( $\mathcal{A} = \mathcal{B}$ ) para los componentes del enlace, entonces el código en decibeles queda como:

$$(CNR)_1 = 10 \log^2 - 10 \log N \quad (7)$$

Para sistemas portadores de un gran número de canales, en el modo FDM, el índice de modulación óptico  $m_1$  está relacionado con el índice de modulación  $m_c$  por canal así:

$$m_c = m_1 / k \quad (8)$$

donde

$k$  es el número de portadoras de FDM

y  $0.5 \leq \xi \leq 1$  si  $\xi = 0.5$

Las portadoras se suman sobre la potencia base.

Esta condición es aproximada como resultado del efecto promedio por un gran número de portadoras de FDM con fases aleatorias, si  $\xi = 1$  la adición es sobre el voltaje base.

En una RPA (Relación Portadora Armónica), desde que la frecuencia portadora y armónicas son derivadas desde alguna frecuencia fundamental, las portadoras pueden sumarse sobre el voltaje base. Sin embargo por conveniencia de selección de las fases de las portadoras, el pico de la señal puede ser reducido como se demostró en las ecs. (1) y (2).

$$m_1 = k^{0.75} m_c$$

#### NIVEL ESTIMADO DE RECEPCION DE POTENCIA Y GANANCIA DE AVALANCHA OPTIM

Es requiere un promedio estimado del nivel de potencia del receptor óptico APD y ganancia de avalancha óptima  $\bar{G}$ .

El requerimiento de potencia promedio del APD (dada una  $CNR^2$ ) se puede obtener de la ec. (5):

$$P_{av} = AB + (AG^2 + C/G^2)^x \quad (9)$$



donde:

$$A = 2eB_1/Rm_c^2 \quad \text{y} \quad C = 2 i_a^{-2} 1 B/m_c^2 R^2$$

La ganancia óptima de avalancha  $\bar{G}_{opt}$  utilizando la aproximación  $\bar{G}^2 = G^{-2+x}$  está dada por:

$$\bar{G}_{opt} = \left[ C/X(X+2)A^2 \right]^{1/(2x+2)} \quad (10)$$

donde:

$$X = \begin{cases} 0.35 & \text{APD's de silicon} \\ 0.95 & \text{APD's de germanio} \end{cases}$$

## EFFECTOS NO LINEALES EN SISTEMAS AM

En esta sección se analiza el efecto no lineal de fuentes ópticas en la ejecución de transmisión de un sistema AM/FDM para líneas de video y distribución. La no linealidad de los fotodiodos son medibles y su contribución es despreciable. La salida de la fuente de C. A. puede ser aproximada por la siguiente característica de un dispositivo no lineal de pequeña memoria.

$$P_{out}(t) = k_1 i_{pd}(t) + k_2 i_{pd}^2(t) + k_3 i_{pd}^3(t) \quad (11)$$

Donde  $P_{out}(t)$  es la potencia de salida óptica de corriente alterna así como una función del tiempo  $i_{pd}(t)$  que es la porción de señal de la corriente de conducción.  $k_1, k_2, k_3$ , dependen del dispositivo y del punto de operación. La aproximación de tercer orden de la ec. (11), aunque completamente común, son las características no lineales en análisis de LED's y ILD's y válidas únicamente en el rango de operación muy restringido.

Los fabricantes de fuentes de luz, LED's y ILD's, usualmente proporcionan información acerca del modo de funcionamiento de la no linealidad de sus dispositivos en términos de las proporciones de la segunda y tercer armónica, componentes de la fundamental:

$$M_2 = 10 \log(P_{2f}/P_f)$$

$$M_3 = 10 \log(P_{3f}/P_f)$$

donde:

- $P_{2f}$  es el nivel de potencia eléctrica de la segunda armónica
- $P_{3f}$  es el nivel de potencia eléctrica de la tercer armónica
- $P_f$  es el nivel de potencia eléctrica de la fundamental

Es necesario que  $M_2$  y  $M_3$  sean especificados a lo largo con el valor de la modulación de fondo. Si la modulación de fondo  $m_1$  cambia por  $m_1'$ , el

nuevo valor  $M'2$  y  $M'3$  está dado por:

$$M'2 = M2 + 20 \log(m'_1/m_1) \quad (12)$$

$$M'3 = M3 + 40 \log(m'_1/m_1) \quad (13)$$

## INTERMODULACION

La distorsión por intermodulación es debida a la generación de armónicas y pulsos de interferencia entre dos o más portadoras.

En un sistema VSB AM/FDM las portadoras en gran parte dominan la generación por distorsión.

## MODULACION DE CRUCE.

La distorsión por modulación de cruce es la transferencia de modulación de una portadora RF a otra. Los grados de modulación de cruce de acuerdo a la NCTA están definidos como la variación pico a pico de la señal de prueba, como un resultado de modulación de cruce, para su amplitud con la eliminación de interferencia en las portadoras. La medición es usualmente hecha por modulación de todas las portadoras de RF, excepto una abajo de prueba con una onda cuadrada de 15.75 kHz.

## MULTICANALIZACION EN FM

En un sistema FM/FDM la frecuencia de cada portadora es variada en proporción a la amplitud de uno de los canales, siendo transmitida antes que los canales sean multicanalizados por división de frecuencia. La señal resultante de FM/FDM entonces modula la intensidad de la fuente óptica. La relación señal-ruido de una señal de video que es transmitida en FM está dada por la ecuación (18):

$$SNR = (P_s/N_0) \left[ 12 (\Delta F_c)^2 / b_n^3 \right]$$

donde:

$P_c$  es la potencia de portadora en watts

$N_o$  es ruido - potencia de densidad espectral en watts por hertz

$\Delta F_v$  es la media de desviación pico a pico (en hertz) que parte de la forma de onda de video, la cual está definida para la señal

$bn$  es el ruido de ancho de banda del filtro de banda base

Para nuestro propósito es conveniente escribir la ec. (18) en la siguiente forma:

$$CNR = 12(P_c/N_o B) (\Delta F_v/B)^2 (B/bn)^3$$

Utilizando la definición de CCIR para una señal (hueco-referencia-blanco) y espectro de preemfasis obtenemos:

$$SNR = CNR + 20 \log(\Delta F_v/B) + 20.37 \quad (19)$$

donde  $\Delta F_v$  es la mitad del pico a pico, desviación producida por la forma de onda de video.

La relación entre snr y enr en las ecs. (18) y (19) es únicamente válida para un sistema de FM.

Para un discriminador límite el efecto puede ser anulado al comienzo de los casos más prácticos, si la CNR en la entrada del ancho de banda del demodulador de FM es igual o más grande que 13 dB.

Una estimación del requerimiento de ancho de banda  $B_t$  en transmisión de FM está dada por:

$$B_t = 2(B + \Delta F_v)$$

Si la transmisión de FM es A.C., acoplada a la señal pico a pico, 1.6 veces el tiempo, igual a la señal pico a pico de video, la transmisión

de ancho de banda en turno queda como:

$$B_t = 2(B_T 1.6 \Delta F_v)$$

Una expresi3n para evitar el m3nimo CNR al comienzo de la se3al de FM puede escribirse ahora como:

$$(CNR)_{\min} = 16 + 10 \log(1 + 1.6B)$$

donde:

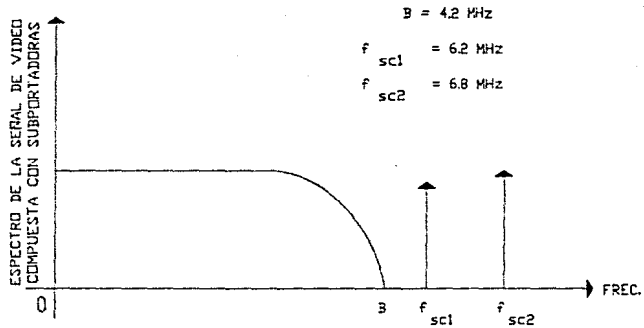
$$B \text{ es } \Delta F_v / B$$

la tabla 2 resume los resultados.

TABLA 2. FM Caracteristicas de ejecuci3n.

$\Delta F_v$ (MHz)	(CNR) <sub>min.</sub> (dB)	$B_T$ (MHz)	FM
4	20	21.2	19.95
10.74	23	42.7	2.52
12.5	23.6	4.4	29.4

La aplicaci3n m3s com3n de transmisi3n de video de una subportadora de audio multiplexada se muestra en la figura 3.2.



42

FIG. 32. ESPECTRO DE SEÑALES DE VIDEO  
COMPUETAS CON SUBPORTADORAS DE AUDIO

## CONCEPTOS DE FIBRAS OPTICAS.

### - PRINCIPIOS DE OPERACION.

Una fibra óptica es básicamente un cilindro dieléctrico generalmente de vidrio o plástico, formado por dos regiones concéntricas: una interior denominada núcleo (envuelta por una exterior denominada cubierta) con un índice de refracción ligeramente más pequeño que la exterior. Se les denomina como  $n_1$  al índice de refracción del núcleo y  $n_2$  al índice de la cubierta, siendo:  $n_1 > n_2$ .

De acuerdo a los principios básicos de la óptica, cuando un rayo de luz incide en un medio eléctricamente más denso ( $n \gg$ ) en la frontera, con uno menos denso ( $n \ll$ ), la energía luminosa es desviada en una trayectoria de acuerdo con la fórmula de Snell:

$$n_1 \text{ sen } \theta_1 = n_2 \text{ sen } \theta_2 \quad (1)$$

Dado que  $\text{sen } \theta_2$  no puede ser mayor que 1, el ángulo  $\theta_2$  se hace imaginario lo que significa que el rayo incidente ha sido reflejado.

La reflexión en la frontera entre dos medios dieléctricos no implica pérdida de energía y se le denomina "sin pérdida". De acuerdo con esto, existe un ángulo crítico ( $\theta_c$ ) a partir del cual toda la energía incidente es reflejada, haciendo de la frontera una guía para la luz.

Fig 4.1.

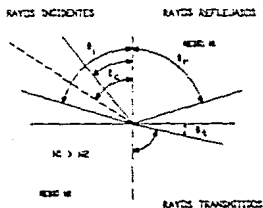


FIG. 4.1. TRANSMISION Y REFLEXION EN LA FRONTERA ENTRE DOS MEDIOS DIELECTRICOS.  $\theta$  ANGULO DE INCIDENCIA,  $\theta_r$  ANGULO DE REFLEXION,  $\theta_2$  ANGULO DE REFRACCION,  $\theta_c$  ANGULO CRITICO

De acuerdo a la figura 4.2, entre el ángulo de entrada cero y el ángulo de entrada  $\theta_A$  equivalente a  $\theta_c$  en la frontera  $n_1-n_2$  existe un infinito de rayos (correspondientes a los diferentes ángulos), en los cuales la luz se propaga. Al ángulo  $\theta_A$  se le denomina ángulo de aceptación y a:  $N. A. = \text{sen } \theta_A$  se le llama apertura numérica de la figura.

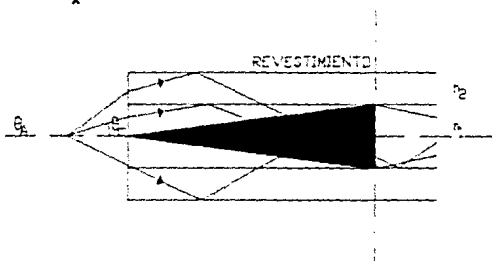


FIG. 4.2. REFLEXION INTERNA TOTAL. ANGULO CRITICO  $\theta_c$

Las condiciones de frontera para los campos eléctricos y magnéticos en la frontera de dos medios  $n_1$  y  $n_2$ , son la igualdad de los campos tangenciales en la misma. En la anterior se muestra esquemáticamente esta condición para un campo reflejado en la unión entre dos dieléctricos. Solamente algunas trayectorias de la energía cumplen con estas condiciones. Estas trayectorias selectas se denominan MODOS DE PROPAGACION. La relación entre la longitud de onda y el diámetro del núcleo de la fibra y el ángulo crítico (esto es  $n_1$  y  $n_2$ ), determinan el número de modos que se propagan.



La conveniencia de una fibra que transmita un solo modo de propagación estriba en que la energía no viaje con trayectorias diferentes y por lo tanto, el pulso óptico no se ensanche a lo largo de su viaje por la fibra.

Sin embargo el diámetro de dicha fibra es extremadamente reducido y se dificulta el acoplamiento de potencia en transmisores y conectores.

De acuerdo a esto, podemos dividir las fibras ópticas en dos tipos :

- 1) Unimodales (transmisión de un solo modo )
- 2) Multimodales (transmisión de muchos modos )

Las fibras ópticas unimodales tienen un diámetro de núcleo de solo 10  $\mu\text{m}$  y los multimodales 50  $\mu\text{m}$ .

En esencia un impulso de energía luminosa (supuesto completamente monocromático) incide en una fibra óptica en diferentes direcciones y por lo tanto su energía se acopla en diferentes modos. Cada modo sigue una trayectoria diferente y por lo tanto (dado que la luz viaja a la misma velocidad ( $c/n$ ), la longitud de onda del haz) cada modo llega en instantes diversos. Así el impulso de luz inyectado, se ha ensanchado en un pulso de duración  $t$ , que depende de la distancia, del número de modos transmitidos y de la diferencia de trayectorias entre el más directo y el más significativo de ellos.

Una constante que determina por completo la propagación de los campos en la fibra, es la constante de propagación  $B_{\nu}$  (para la distribución radial  $\nu$  y para la distribución circular de los campos). Esta constante determina completamente la trayectoria de propagación de la onda luminosa.

#### *DISPERSIÓN.*

La fibra óptica de índice escalonado multimodal ( $a=25 \mu\text{m}$ ,  $n=1.4$ ,  $\Delta=0.01$ ), fue la primera obtenida con éxito a nivel laboratorio. Sin embargo, el valor de la dispersión temporal para este tipo de fibra es:

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

Este valor asciende a 50 ns en un km, lo que es excesivo para una aplicación práctica de alta velocidad. (A 34 Mb/s el pulso aplicado tiene una duración de 29 ns.)

La fibra unimodal resuelve este problema, sin embargo, tiene las diferencias técnicas antes mencionadas, debido a las pequeñas dimensiones de los diámetros.

Esta fibra tiene una distribución del índice de refracción a lo largo del radio del núcleo, de acuerdo con la fórmula:

$$n(r) = n_0 \left[ 1 - \left( \frac{r}{a} \right)^\alpha \right]$$

donde

$$1 \leq \alpha \leq \infty$$

Los rayos (o modos de propagación) con trayectorias más largas viajan más tiempo en regiones en que el índice de refracción  $n(r)$  es bajo, mientras que los rayos con trayectorias más directas siguen cursos en que  $n(r)$  es más alto y por lo tanto (como  $V_g = c/n$ ) son más lentos. El resultado es una igualación de los tiempos de viaje entre todos los rayos. Siendo así, la dispersión intermodal de la fibra óptica de índice gradual obedece a la expresión:

$$\Delta\tau = \frac{L}{c} \Delta^2 \frac{n_1}{\sqrt{3}}$$

La apertura numérica promedio de esta fibra es:

$$N. A. _g = \frac{N. A. _e}{\sqrt{2}}$$

Donde  $N. A. _e$  significa la apertura numérica de una fibra de índice escalonado con  $n_1$  y  $n_2$ , equivalentes a  $n(0)$  y  $n(a)$  de la de FOIC.

Como ahora  $\Delta\tau$  depende de  $\Delta^2$  y no de delta, la disminución es de un factor  $\Delta$  (0.01) con respecto a la fibra de I. E. y por lo tanto la

velocidad de transmisión puede aumentar hasta 100 veces en teoría.

A la dispersión de pulso se le denomina dispersión intermodal y es prácticamente independiente de la longitud de onda de la señal inyectada.

Existe además en las fibras ópticas un fenómeno de dispersión cromática. El  $\text{SiO}_2$  (componente básico de una fibra óptica) presenta en la región cromática que nos interesa para la transmisión de la luz ( $0.5 \leq \lambda \leq 2 \mu\text{m}$ ) una característica dispersiva; esto es, el índice de refracción depende de  $\tau$  tal como se muestra en la figura 4.3.

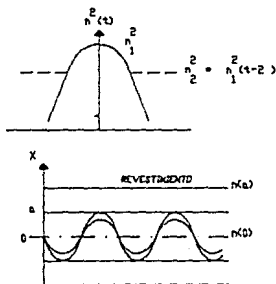


FIG. 4.3

Siendo así, un haz luminoso inyectado que no sea estrictamente monocromático es decir que tenga un ancho espectral  $\Delta\lambda \neq 0$  y que excite un solo modo de propagación (que la fibra no presente dispersión intermodal) sufrirá una dispersión porque cada longitud de onda viaja a una velocidad distinta ( $V_g = C/N(\lambda)$ ). Debido a que para los casos comunes tanto de los Led's como de Laser's  $\Delta\lambda$  es pequeña, se puede hacer una aproximación lineal de la variación de la velocidad con la longitud de onda:

$$\Delta\tau(\lambda) = k(\lambda_0)(\lambda - \lambda_0)L$$

donde k es una constante a determinar.

En suma, la dispersión total de la fibra multimodo se obtiene de la interacción de la dispersión intermodal y material.

#### *Atenuación de Fibras Ópticas.*

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

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

La absorción intrínseca ocurre por definición cuando el material se encuentra en un estado perfecto. En condiciones normales, materiales dieléctricos como el vidrio, son considerados perfectamente transparentes.

Los vidrios transparentes en el rango visible, tienen fuertes bandas de absorción óptica en el L. V. y en el I. R.

La absorción por impurezas se debe básicamente a la presencia de iones metales, tales como hierro, cobalto y cromo. La absorción de estos iones varía de vidrio a vidrio, dependiendo del estado de valencia del ion.

Otra impureza importante es el agua que se presenta como iones OH. Estos contribuyen con picos de absorción angostos e intensos perfectamente identificados en 1370, 1230 y 950 nm.

La dispersión ó radiación en fibras ocasiona que un rayo dirigido de luz se disperse en una infinidad de rayos, algunos de los cuales no son

ya guiados por la fibra perdiéndose, por lo tanto, a lo largo de la trayectoria.

Los mecanismos de dispersión son generados por fluctuaciones en el índice de refracción, menores al tamaño de la longitud de onda de propagación.

Dadas las características de las pérdidas por dispersión extrínsecas, debidas a los efectos de desviaciones geométricas o del índice de refracción, su efecto es un fenómeno estable, solo después de que han recorrido una distancia suficiente en la fibra. Esta distancia, denominada distancia de correlación, es la distancia a la cual la distribución de potencia entre modos alcanza una distribución uniforme y los modos débiles se han perdido y no serán medidos.

#### *Ancho de banda en fibras ópticas.*

En general, cada fibra después de fabricada, tiene una figura de dispersión modal-intramodal y del material única. Esta puede determinar si se controlan las condiciones de inyección, la forma espectral y amplitud de la fuente usada, se puede observar también una medida comercial de ancho de banda utilizable en la especificación de sistemas.

En el caso de la fibra óptica ideal (sin imperfecciones geométricas) tenemos tres efectos de dispersión: dispersión modal, dispersión de guía de onda (intramodal) y dispersión del material. De ellos, la dispersión del material y la de guía de onda son efectos cromáticos. Eso significa que dependen del ancho espectral de la fuente. Sin embargo en las fibras ópticas multimodales, la dispersión del material es siempre mucho mayor que la dispersión de guía de onda y se puede despreciar a esta última.

#### *Efecto de dispersión modal.*

En base a este modelo, un impulso de Dirac entrando al primer proceso,

distribuirá su potencia entre todos los modos de la fibra. Como cada modo arribará a tiempos diferentes a lo largo de una distancia  $L$ , la respuesta  $h_1(t)$  será una serie de impulsos espaciados en tiempo, como se muestra en la figura 4.4.

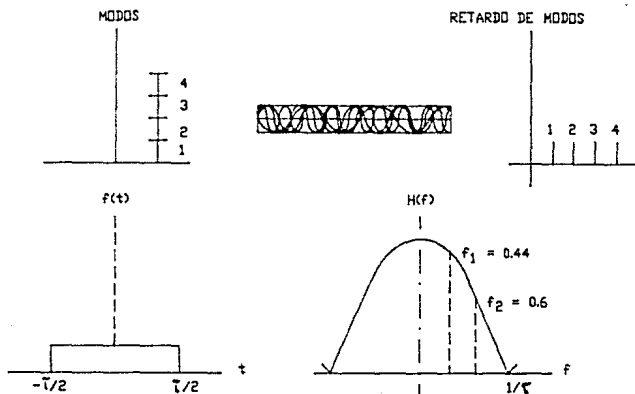


FIG. 4.4. APROXIMACION DE LA DISPERSION MODAL MEDIANTE (a) CUATRO MODOS Y (b) UN PULSO RECTANGULAR DE ANCHO  $\tau$  Y SU TRANSFORMADA DE FOURIER, INDICANDO  $f_1$  (3 dB ELECTRICOS) Y  $f_2$  (3 dB OPTICOS).

#### Efecto de la dispersión material.

Para encontrar la respuesta al impulso  $h_2(t)$  en el efecto de la forma espectral del pulso, se supone una fuente con distribución espectral  $S(\lambda)$ . Un impulso de luz inyectado en un solo modo, se ensanchará debido a que la potencia del impulso se distribuirá de acuerdo a  $S(\lambda)$ . Cada longitud de onda viajará con una velocidad diferente y tendrá un tiempo de viaje  $\tau(\lambda)$ . La mayoría de las fuentes ópticas disponibles se pueden caracterizar por una distribución  $S(\lambda)$  gaussiana, centrada en la longitud nominal de emisión  $\lambda_0$ .

## FOTOEMISORES PARA COMUNICACIONES POR FIBRA OPTICA-

En los sistemas de comunicaciones por Fibra Optica, el elemento principal del transmisor es la fuente electroluminiscente. Este es un diodo semiconductor de GaAs-AlGaAs, cuya longitud de onda de emisión se encuentra en el rango de 0.8 a 0.9  $\mu\text{m}$ .

*Los requisitos que deben cumplir los emisores de luz son:*

- Compatibilidad de dimensiones con las fibras ópticas
- Alta eficiencia de conversión de la potencia eléctrica de entrada a la potencia óptica acoplada en la fibra
- Facilidad de modulación
- Costo reducido

*Tipos de fuentes:*

- Diodo emisor de luz (LED)
- Diodo laser de inyección (ILD)

Los diodos LED se utilizan en velocidades de transmisión bajas y/o enlaces cortos ( < 50 Mb/s Km ) y los diodos LASER en velocidades de transmisión altas y/o enlaces largos ( > 50 Mb/s Km ).

*Emisión espontánea . -*

Cuando una unión semiconductor p-n es polarizada directamente, se realiza un proceso de recombinación electrón-hueco. El exceso de energía se libera en forma radioactiva, emitiendo un fotón. En caso de no radioactiva, se transforma en calor.

El material semiconductor utilizado es GaAs y los niveles de contaminación se escogen de tal manera que el tiempo de vida de los portadores en la unión sea pequeño. Esto asegura que la densidad de portadores y por lo tanto la salida de la luz emitida, responderá rápidamente a las variaciones de corriente inyectada. De esta manera la

salida de la luz del dispositivo puede ser modulada simplemente variando la densidad de la corriente.

#### *Eficiencia Cuántica . -*

Es la razón del número de fotones emitidos al número de pares huecos-electrón inyectados.

#### *Radianza . -*

Es la potencia radiante electromagnética por unidad de ángulo sólido y unidad de superficie, normal a la dirección considerada. La unidad de medida está dada en Watts/(Sterad  $m^2$ ).

Para incrementar la potencia óptica acoplada a la fibra óptica, es necesario aumentar la radianza del diodo emisor de luz. Esto se logra, creando un área de emisión muy pequeña, confinando la corriente a una columna estrecha bajo el núcleo de la fibra por medio de una capa de óxido y además formando dispositivos de doble heterounión. Figura 4.5.

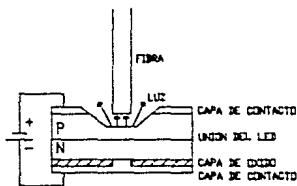


FIG. 4.5. DIODO LED DE HETEROUNIÓN

#### *Doble heterounión . -*

El objetivo es confinar la luz, debido a la diferencia de índices de refracción entre las capas n-p-p y confinar también la región de tránsito de los portadores inyectados a una región muy angosta.



## Diodo Emisor de Luz . -

Existen dos tipos básicos:

Diodo emisor de superficie y Diodo emisor lateral.

- Diodo emisor de superficie.

La estructura de este diodo se muestra en la figura 4.6. En este diseño se tiene una área de emisión relativamente pequeña (15 a 100  $\mu\text{m}$  de diámetro) sumergida en una gran cantidad de material semiconductor. Esto ayuda a disipar el calor de manera eficiente. La separación de la unión semiconductor, respecto a la superficie emisora, se hace muy angosta para minimizar las pérdidas por absorción.

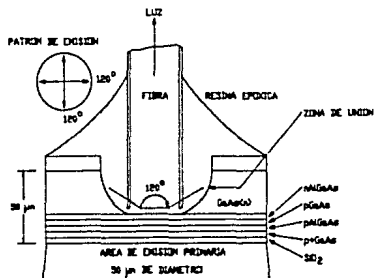


FIG. 4.6. DIODO EMISOR DE SUPERFICIE

- Diodo emisor lateral.

En éste diodo se emplea la doble heterounión semiconductor para confinar los portadores y los fotones en una capa activa muy angosta del orden de 500 Å. Estos dispositivos utilizan un espejo en una cara y una cubierta antirreflejante en la otra, con el objeto de aumentar la eficiencia de emisión. La radiancia en un LED es varias veces mayor que la del diodo emisor de superficie, pero lo complicado de su geometría hace más difícil la disipación de calor. Figura 4.7.

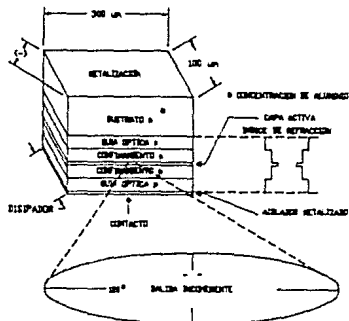


FIG. 4.7. SECCION EXOSER LATERAL DE DOBLE HETEROESTRUCTURA CON CAPAS SEPARADAS DE CONFINAMIENTO OPTICO Y DE PORTADORES PARA PROPORCIONAR UNA SALIDA UNIDIRECCIONAL.

#### Características de los LED's:

#### Salida espectral . -

El ancho espectral de la salida de un LED, a temperatura ambiente en la región de  $0.8 - 0.9 \mu\text{m}$  es generalmente de 350 a 500 Å en los puntos de 3 dB's. Fig. 4.8.

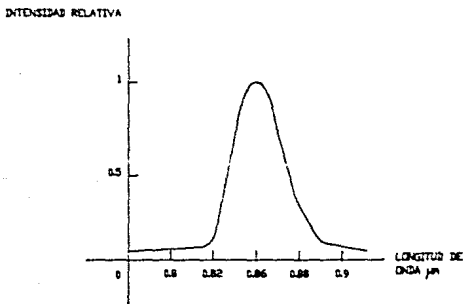


FIG. 4.8. ANCHO ESPECTRAL DE UN LED

### Eficiencia y ancho de banda de modulación . -

La relación entre la potencia óptica de salida de un LED y la frecuencia de modulación está dada por:

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

donde :  $P(\omega)$  es la potencia óptica de salida

$P(0)$  es la potencia óptica de salida a corriente directa

$\omega$  es la frecuencia de modulación

$\tau$  es el tiempo de vida de los portadores inyectados en la región de recombinación

Debe tenerse en cuenta que la capacitancia parásita del diodo (10 a 20 pF) introduce un retardo entre la señal de excitación y la respuesta de la unión emisora.

El ancho de banda de modulación se da en términos eléctricos, es decir, el ancho de banda de 3 dB's de la potencia eléctrica detectada. (El ancho de banda óptico es mejor en 3 dB's que el ancho de banda eléctrico).

### Diode laser de inyección (ILD) . -

El fenómeno básico para la emisión de luz laser es la emisión estimulada. Esto se logra por medio de la inversión de poblaciones de portadores. El nivel superior de dos niveles electrónicos (separados una energía  $E = E_1 = E_2$ ) tiene una probabilidad más alta de ser ocupada por un electrón, que el nivel inferior y la probabilidad de que un fotón (con energía  $E = h\nu$ ) induzca una transición electrónica hacia abajo, excederá a la probabilidad de una transición electrónica hacia abajo.

Para aumentar la densidad óptica en la región donde se produce un efecto LASER, se introduce una retroalimentación mediante dos espejos planos y paralelos, formandose de esta manera una cavidad llamada interferómetro FABRY - PEROT. Uno de los espejos se hace totalmente

reflejante y el otro solo parcialmente (Fig 4.9). Es a través de este último por el cual se obtiene la salida de potencia óptica.

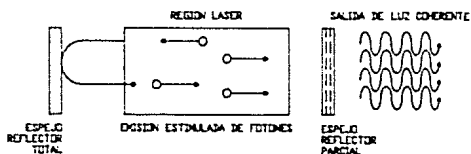


FIG. 4.9. CAVIDAD OPTICA RESONANTE

El diodo LASER semiconductor (diodo LASER de inyección) emplea la doble heterounión o doble heteroestructura. Esta última juega un papel muy importante ya que permite utilizar bajas densidades de corriente y producir un efecto LASER en operación continua a temperatura ambiente y con tiempo de vida útil.

#### Características del Diodo Laser:

1.- Salida espectral: El ancho de banda espectral de un diodo LASER semiconductor es generalmente menor a 20 Å. Esta característica permite que el LASER sea empleado para comunicación en enlaces largos.

2.- Corriente de umbral: Debajo de un cierto nivel de corriente (figura 4.10) la salida óptica de un LASER se comporta como la de un LED. Arriba del umbral el LASER tiene la salida óptica que se incrementa con una diferencia que se aproxima al 100 %.

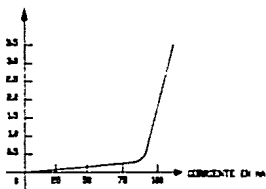


FIG. 4.10. SALIDA DE LUZ COHERENTE ESCRITA EN UN LASER DE  $AlGaInAs$  DE RECOMBINACION CONTA

Diferencias del LASER con las características de corriente y salida óptica:

- a) Corrimiento del nivel de corriente de umbral con la temperatura. Los niveles de umbral con la temperatura comunes son de  $0.5 \text{ mA/ } ^\circ\text{C}$ , como se observa en la figura. 4.11.

POTENCIA DE SALIDA mW

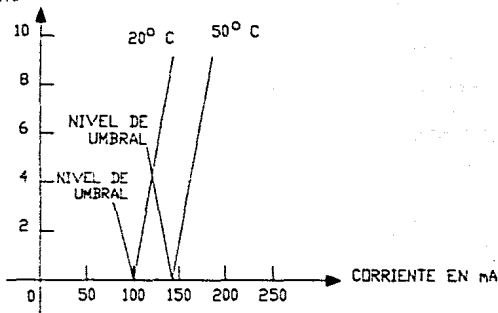


FIG. 4.11. CORRIMIENTO DEL NIVEL DE UMBRAL RESPECTO A LA TEMPERATURA EN UN LASER SEMICONDUCTOR

- b) Falta de linealidad

La salida de la luz varía linealmente hasta un valor en el cual ocurre un rizo en la curva característica. En muchos de los casos esto se debe a la aparición de un segundo modo transversal.

3.- Eficiencia y ancho de banda de modulación:

Modulación analógica.- La modulación analógica de banda, base de los diodos laser, es posible en varios cientos de MHz, hasta un punto en el que ocurre una elevada resonancia debido a la fuerte interacción entre

la inversión de población y los fotones en la cavidad óptica. La frecuencia resonante  $\omega_r$  está dada por:

$$\omega_r^2 = \frac{1}{\tau_a \tau_p} \left\{ \frac{I}{I_{th}} - 1 \right\}$$

donde:

- $\tau_a$  es el tiempo de vida de recombinación espontánea del electrón (ns)
- $\tau_p$  es el tiempo de vida del fotón (1-10 ps)
- $I$  es la corriente de excitación
- $I_{th}$  es la corriente de umbral

#### 4.- Modulación Digital:

Puede realizarse a velocidades muy altas del orden de 1 Gbits/seg, pero existen problemas significativos: el retraso en tiempo entre los pulsos de luz y corriente, que está dado por:

$$\tau_D = \tau_S \ln \left[ \frac{I}{I - I_{th}} \right]$$

Su valor típico es de unos cuantos nanosegundos (figura 4.12). También se tiene una oscilación amortiguada. Este comportamiento es llamado oscilación por relajación y es producido por interacciones entre los portadores y los fotones. (Valor típico de 100 MHz.)

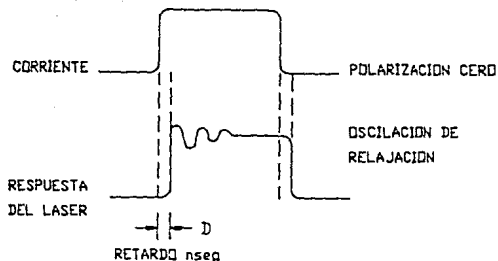


FIG. 4.12. CORRIENTE DE ENTRADA DE EXCITACION E INTENSIDAD DE LUZ RESULTANTE PARA UN LASER DE GEOMETRIA DE CINTA

*Características de acoplamiento para los emisores LED y LASER.*

La potencia óptica acoplada a la fibra desde una fuente está dada por:

$$P_a = R_s A_s \Delta = R_s A_s (\pi NA)^2$$

y

$$\eta_{\text{acoplamiento}} = (NA)^2$$

- donde:
- $\eta_{ac}$  es la eficiencia de acoplamiento (figura 4.13)
  - $P_a$  es la potencia acoplada a la fibra óptica
  - $R_s$  es la radianza de la fuente
  - $\Delta$  es el ángulo de aceptación de la fibra
  - $NA$  es la apertura numérica
  - $A_s$  es el área de la fuente o del núcleo de la fibra (cualquiera que sea más pequeña)

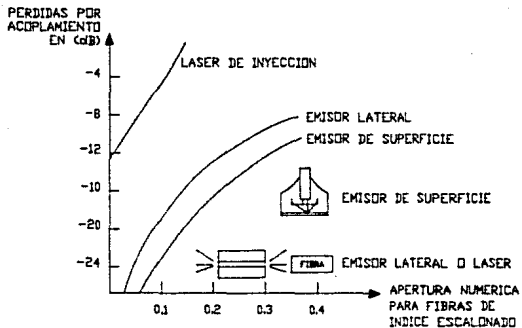


FIG. 4.13. EFICIENCIA DE ACOPLAMIENTO FUENTE-FIBRA OPTICA COMO UNA FUNCION DE LA APERTURA NUMERICA. PARA FIBRAS DE GRAN NA CASI TODA LA LUZ EMITIDA POR LOS LASERS DE INYECCION PUEDE SER ACOPLADA DENTRO DE LA FIBRA

Confiabilidad de los dispositivos emisores.

Los tiempos de vida estimados para los diodos LED y LASER son del orden de  $10^5$  horas (114 años) para los fabricados de  $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ . El tiempo de vida puede ser limitado, ya sea por el daño en las paredes del diodo o por degradación gradual interna.



## TRANSMISORES OPTICOS.

### - Circuitos para transmisores LED.

Debe señalarse que se puede extender la capacidad en el ancho de banda de un LED, usando circuitos de excitación que compensen la respuesta en altas frecuencias (igualación). Es preferible usar dispositivos LED con una capacitancia y un tiempo de recombinación lo suficientemente bajos (si se dispone de ellos) en lugar de técnicas complejas de igualación en el excitador.

Cuando se diseñan excitadores LED para operar en altas frecuencias, se deben tomar en cuenta las variaciones en la capacidad y resistencia. La no linealidad puede reducirse empleando el circuito de la figura 4.14, el cual proporciona una polarización de corriente directa para el LED.

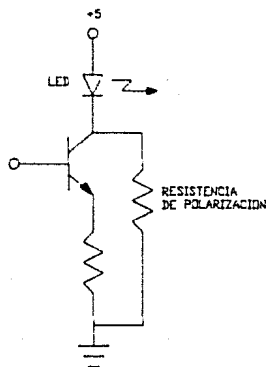


FIG. 4.14. EXCITADOR DEL LED  
PREPOLARIZADO

La salida de la fuente de energía debe ser perfectamente filtrada para evitar retroalimentación en el transmisor hacia el interior de otros componentes del sistema.

La figura 4.15 muestra un excitador de LED controlado por retroalimentación:

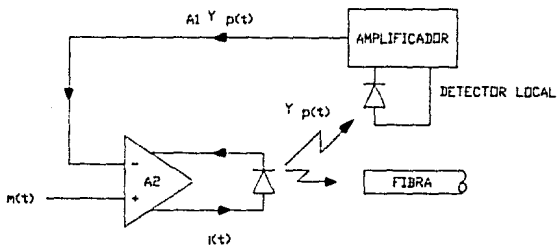


FIG. 4.15. EXCITADOR DE LED CONTROLADO POR RETROALIMENTACION

#### - Circuitos para transmisores LASER.

Una diferencia significativa entre un LED y un LASER es el comportamiento de umbral de la emisión de luz contra la corriente de excitación. Arriba de la corriente de umbral  $I_{th}$ , el LASER puede emitir grandes cantidades de potencia, por lo tanto, es posible acoplar una mayor potencia a las fibras.

La variación del umbral con la temperatura y el tiempo es un problema significativo para cualquier circuito que trate de polarizar el LASER a un nivel fijo con relación al umbral. Se han utilizado varios métodos para estabilizar la corriente de polarización.

## RECEPTORES OPTICOS.

El propósito de un receptor en un sistema de comunicaciones es para procesar la información de una portadora con un mínimo de requerimientos en el nivel de potencia de la portadora.

La fig. 4.16 muestra un sistema típico de comunicaciones por fibras ópticas incluyendo el transmisor, el receptor y la fibra. El transmisor contiene una fuente óptica microscópica, la cual a la vez inyecta a un laser o a un diodo emisor de luz.

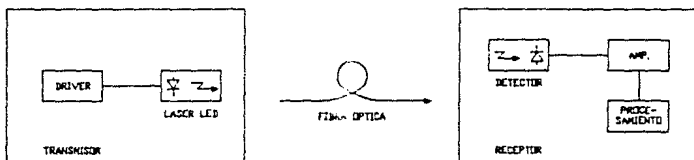
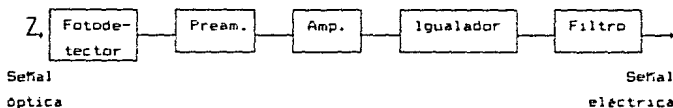


FIG. 4.16. SISTEMA DE COMUNICACIONES POR FIBRA ÓPTICA

- La función del receptor es detectar la señal de la luz incidente y convertirla en una señal eléctrica utilizable que contenga la información transmitida. Los receptores ópticos están constituidos esencialmente por:

- Fotodetector
- Etapas de amplificación
- Filtro

El esquema básico del receptor se muestra en la figura 4.17.



El objetivo fundamental en el diseño de un receptor óptico es minimizar la potencia óptica requerida de entrada para una determinada relación señal a ruido.

- Fotodetector.

Es el transductor de entrada y convierte la potencia incidente en una débil señal eléctrica.

Desde el punto de vista circuital: el modelo de un fotodiodo es el que se muestra en la figura 4.18.

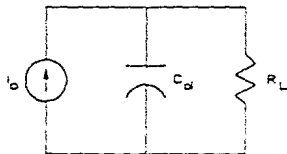


FIG. 4.18. CIRCUITO EQUIVALENTE DEL FOTODIODO

donde:

$i_0$  es la fuente de corriente

$C_d$  es la capacitancia de agotamiento de la unión

$R_L$  es la resistencia del circuito de polarización

- Etapas de amplificación.

Para el caso de receptor óptico tenemos:

- Preamplificador
- Postamplificador

Un amplificador de bajo nivel de ruido es un factor muy importante en el diseño de receptores para comunicación óptica. El postamplificador se supone intrínsecamente de bajo nivel de ruido.

- Igualador. El igualador es un filtro paso-alto cuya función es compensar la atenuación en altas frecuencias ocasionada por el efecto de integración a la entrada del fotodetector.

- Filtro. La función de transferencia debe ser tal que minimize el ruido y la interferencia entre símbolos. En la figura 4.19 se presenta el diagrama del receptor en el que se detalla el circuito equivalente de la entrada.

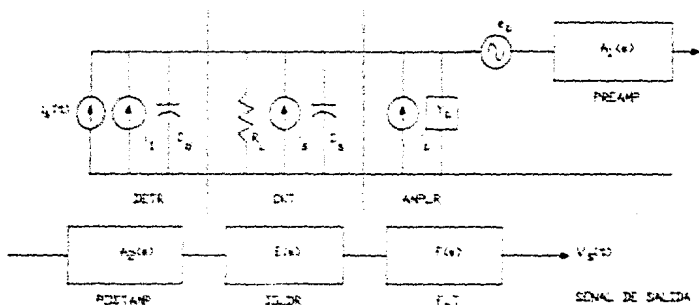


FIG. 4.19 CIRCUITO EQUIVALENTE DEL RECEPTOR ÓPTICO

donde:

$i_e(t)$  es la corriente de la señal de entrada  
 $i_i$  es la fuente de corriente de ruido asociada con el fotodetector  
 $C_d$  es la capacitancia de agotamiento del fotodetector  
 $R_L$  es la resistencia de carga del circuito de polarización de entrada  
 $i_j$  es la fuente de ruido asociada con el circuito de polarización  
 $C_o$  es la capacitancia parásita de interconexión  
 $i_o$  es la fuente de corriente de ruido en paralelo a la entrada del amplificador  
 $Y_u$  es la admitancia de entrada  
 $e_o$  es la fuente de voltaje de ruido en serie a la entrada del preamplificador  
 $A_1(\omega)$  es la ganancia del preamplificador  
 $A_2(\omega)$  es la ganancia del posamplificador  
 $E(\omega)$  es la respuesta del igualador  
 $F(\omega)$  es la respuesta del filtro  
 $V_o(t)$  es el voltaje de la señal de salida

*- Principios de funcionamiento y clasificación de los detectores ópticos:*

La función del fotodetector es convertir la señal luminosa, a la entrada del receptor, en una señal equivalente.

**Requisitos para proceso de detección:**

- Alta respuesta en la energía incidente
- Adecuada velocidad de respuesta, para el ancho de banda de la información en la portadora óptica

3. Mínimo ruido adicional introducido por el detector.
4. Baja susceptibilidad a los cambios de temperatura.

Funcionamiento:

La luz incidente considerada como pequeños paquetes de energía cuantificada o fotones, eleva la energía de los electrones de un determinado material hasta un nivel en el cual éstos puedan producir una corriente eléctrica, impulsada por un campo eléctrico.

Dispositivo: Fotodiodos semiconductores de silicio que se clasifican de la siguiente manera:

- Fotodiodo PIN
- Fotodiodo de Avalancha

Para el fotodiodo PIN la ganancia es unitaria, mientras que para el de avalancha esta ganancia es mayor a 1, típicamente entre 10 y 100.

- Fotodiodo PIN.

Si se tiene una unión p-n polarizada inversamente, como se muestra en la figura 4.20, se forma una barrera de potencial y una región de agotamiento.

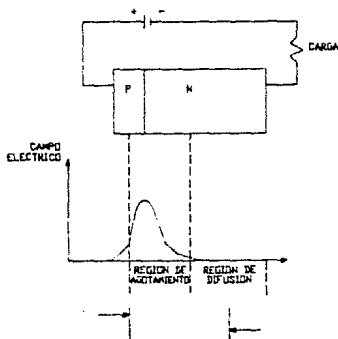


FIG. 4.20. DIODO p-n

Si al incidir la luz se genera un par electrón-hueco en la región de agotamiento (de alto campo) los portadores se separarán y serán atraídos por el electrodo de polaridad opuesta, originando una corriente y por lo tanto un voltaje en la resistencia de carga externa.

Si el par electrón-hueco se produce en la región de difusión, los portadores serán colectados mediante un proceso lento. Para evitar este retardo se introduce una capa semiconductora muy ligeramente contaminada con impurezas n. Esta capa se puede considerar intrínseca con lo que se reduce la región de difusión y se aumenta la de agotamiento o de alto campo, como se muestra en la figura 4.21.

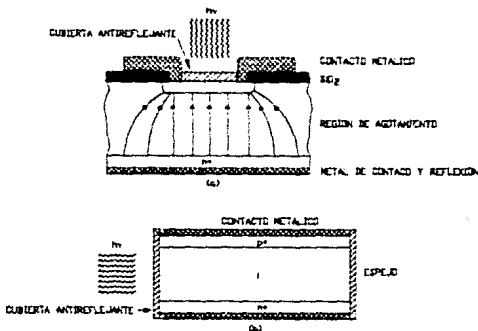


FIG. 4.21 ESTRUCTURA DE LOS FOTODIODOS PIN DE SILICIO ILUMINADO DE FRENTE Y (b) PIN ILUMINADO LATERALMENTE

- Conceptos básicos para la comprensión del funcionamiento de los dispositivos fotodetectores:

a) Eficiencia Cuántica.

Es la razón del número de pares hueco-electrón generados al número de fotones incidentes.



b) Responsividad  $R_o$ .

Es la razón de la corriente eléctrica producida a la potencia óptica incidente. (Amperes/Watts).

Para un fotodiodo PIN la corriente fotogenerada está dada por:

$$i_o = R_o P$$

$$R_o = \frac{-e\eta}{h\nu}$$

donde:

$i_o$  es la corriente generada por el fotodetector en Amperes

$R_o$  es la responsividad

$P_o$  es la potencia óptica incidente en Watts

$\eta$  es la eficiencia cuántica

$q$  es la carga del electrón ( $1.6 \times 10^{-19}$  Coul.)

$h$  es la constante de Planck ( $6.62 \times 10^{-34}$  J s )

$\nu$  es la frecuencia de la luz incidente en Hz

- Fotodiodo de Avalancha (APD)

En el fotodiodo de avalancha se generan pares electrón-hueco de la misma manera que en el fotodiodo PIN, pero estos se ven multiplicados por una ganancia  $M_1$ , donde  $M_1$  es una variable aleatoria. Esta multiplicación se debe a coaliciones sucesivas en las que un portador genera nuevos portadores. Como se ve en la figura 4.22.

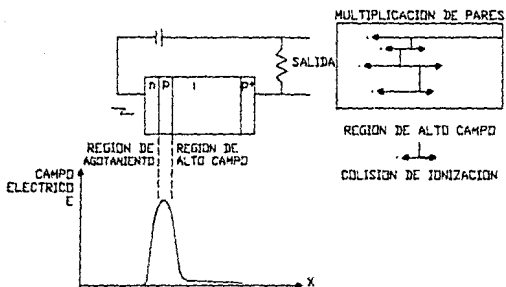


FIG. 4.22. FOTODIODO DE AVALANCHA.

En este caso los pares electron-hueco se generan en la región de agotamiento fuera de la de alto campo y cuando son atraídas a ésta última se producen las colisiones que generan la multiplicación a avalancha autosostenida de portadores.

## RUIDO

### - Consideraciones de ruido en fotodetectores.

Este es debido principalmente al comportamiento estadístico asociado con el proceso de detección o generación de portadores y la ganancia en el caso de fotodiodos de avalancha. También la corriente de oscuridad contribuye con este ruido y se define a continuación:

**Corriente de oscuridad.** Es la corriente que fluye en el fotodiodo semiconductor que no depende de la potencia óptica incidente.

El ruido dominante en un diodo es el ruido cuántico o de disparo que depende de la corriente promedio  $I_0$  y del ancho de banda de la señal.

Para el fotodiodo PIN tenemos:

$$\langle i_{sh}^2 \rangle \left\{ 2q (I_0 + I_d) \Delta f \right\}$$

donde:

$I_0$  es la corriente producida por la señal =  $R_0 P$ .  
 $I_d$  es la corriente de oscuridad.

Y para el fotodiodo de avalancha tenemos:

$$\langle i_{sh}^2 \rangle \left\{ 2q I_0 \langle M_a^2 \rangle \Delta f \right\}$$

donde:

$\langle M_a^2 \rangle$  es el valor cuadrático medio de la ganancia.

- FUENTES DE RUIDO.

Las principales fuentes de ruido que afectan al receptor óptico se muestran en la figura 4.23.

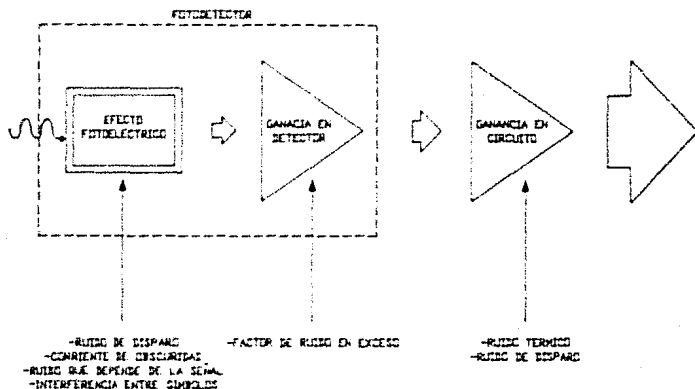


FIG 4.23. FUENTES DE RUIDO

Ruido dependiente de la señal.

Para una señal digital el valor de la amplitud de un pulso que se hace pasar a través de un circuito con una función de transferencia determinada, está sobre un valor medio y la varianza de la señal sobre este nivel se interpreta como ruido.

Interferencia entre símbolos.

Para una señal digital en la que se transmite una secuencia de pulsos y

debido al fenómeno de dispersión de la fibra óptica, éstos pueden llegar a traslaparse e introducir errores en la detección, como se puede observar en la figura 4.24.

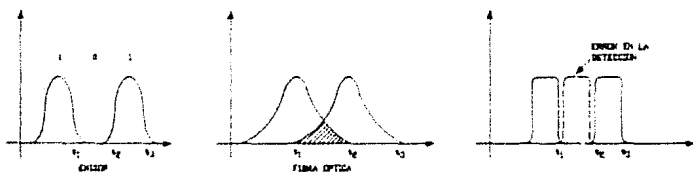


FIG. 4.24. INTERFERENCIA ENTRE PULSOS

#### Ruido de disparo.

El ruido de disparo se produce por la naturaleza estadística de la conversión de fotones a portadores en el detector.

#### Ruido térmico.

El ruido térmico es el producido por la agitación térmica de los portadores de carga en los dispositivos electrónicos.

#### Ruido de oscuridad.

La corriente de oscuridad es la que se produce en el detector y la cual no depende de la señal óptica incidente, pero se adiciona a la señal como ruido.

Función de transferencia del receptor óptico, de la figura 4.18.

Para el circuito de la figura la admitancia de entrada al amplificador está dada por:

$$Y_{in}(w) = Y_A(w) + \frac{1}{R} + jw(C_d + C_o) = \frac{1}{R_{in}} + jwC_T$$

donde:

$R_{in}^{-1}$  es la parte resistiva de la admitancia y

$C_T$  es la capacitancia total

$V_c(\omega)$  es  $Z_T(\omega) I_s(\omega)$

donde:

$$Z_T(\omega) = \frac{A_1(\omega) A_2(\omega) E(\omega) F(\omega)}{Y_{in}(\omega)}$$

$I_s(\omega)$  es la T.F.  $i_s(t)$

$A_1(\omega)$  es la función de transferencia del preamplificador

$A_2(\omega)$  es la función de transferencia del postamplificador

$E(\omega)$  es la función de transferencia del igualador

$F(\omega)$  es la función de transferencia del filtro

#### RUIDO TOTAL PARA RECEPTOR OPTICO

$$\langle n^2 \rangle_{total} = \langle n_b^2(0) \rangle + \langle n_d^2 \rangle + \langle n_c^2 \rangle$$

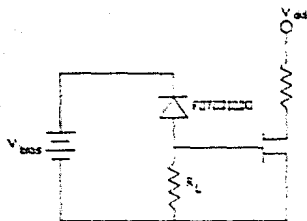
donde:

$\langle n_b^2(0) \rangle$  es el peor caso de interferencia entre símbolos

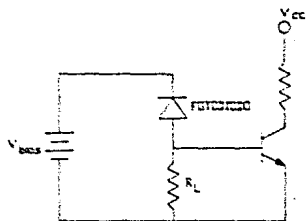
$\langle n_d^2 \rangle$  es el ruido por corriente de oscuridad

$\langle n_c^2 \rangle$  es el ruido térmico o de disparo

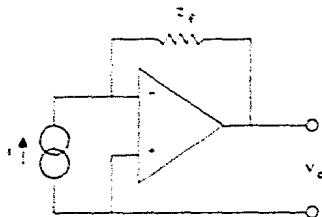
El factor importante es el tipo de preamplificador. De éste existen tres tipos básicos como se muestra en la figura 4.25.



a) PREAMPLIFICADOR FET



b) PREAMPLIFICADOR BJT



c) PREAMPLIFICADOR DE TRANSPEDANCIA

FIG. 4.25. PREAMPLIFICADORES

- 1.- Preamplificador FET recomendable para bajas frecuencias
- 2.- Amplificador BJT recomendable para altas frecuencias
- 3.- Amplificador de transimpedancia recomendable en un rango dinámico de frecuencias

Para este último caso la fuente predominante de ruido es el elemento de retroalimentación.

1.- PREAMPLIFICADOR FET.

$$\langle n_{tot}^2 \rangle = 2.8 kT \alpha^{-1} \frac{B}{3} \left\{ 2\pi (C_s + C_d)^2 A^2 \right\}$$

2.- PREAMPLIFICADOR EBT.

$$\langle n_{\text{EBT}}^2 \rangle = \frac{4kT \{2e(C_e + C_d)\} A^2 B}{(3B)^2} = \frac{4kTB}{R_f \text{ Optico}}$$

3.- PREAMPLIFICADOR DE TRANSIMPEDANCIA.

$$\langle n_{\text{ET}}^2 \rangle = \langle n_{\text{EBT}}^2 \rangle + \langle n_{\text{ET}}^2 \rangle + \langle n_{\text{ET}}^2 \rangle$$

Donde:

- k es la constante de Boltzman.
- T es la temperatura en grados Kelvin.
- B es la velocidad de transmisión.
- g<sub>m</sub> es la transconductancia.
- C<sub>e</sub> es la capacitancia de entrada del preamplificador.
- C<sub>d</sub> es la capacitancia de agotamiento en el detector.
- A es la ganancia.
- B es la ganancia en corriente.

$\langle n_{\text{ET}}^2 \rangle$  es el ruido en el elemento de retroalimentación =  $\frac{4kTB}{R_f}$



## PROPIEDADES DE DETECTORES OPTICOS

La principal limitación es la sensibilidad de un receptor óptico, verificando el concepto de un contador ideal de fotones. Este circuito hipotético es un detector el cual convierte la potencia eléctrica (watts) a una corriente eléctrica (amp) por emisión de electrones a un promedio proporcional a la partícula óptica incidente en él. Teóricamente es un convertidor de fotón a electrón.

En la idealización, los electrones emitidos por el contador fotónico son completamente observables.

En cualquier intervalo de tiempo  $T$  el número de electrones emitidos por un contador fotónico, en respuesta a conocer el nivel de luz incidente, no es exactamente predecible.

Para comprender las consecuencias de esta relación estadística entre la potencia de luz incidente y el número de electrones emitidos por el detector, consideremos primeramente que se trata de un sistema digital de comunicaciones ideal. La información en forma de marcas y espacios es transmitida por emisión de pulsos de luz, de energía  $E$  o  $h\nu$  a la transmisión óptica ideal, a un promedio de un pulso cada  $T$  segundos. Los pulsos recibidos de energía  $E$  o  $h\nu$  son detectados por un contador fotónico. Si no se ven electrones en el intervalo  $T$ , el pulso recibido es representado por un espacio. Cuando un electrón es emitido se sabe que una marca debe intentarse. En la ausencia de pulso (energía recibida igual a cero) no puede haber error, por tanto, nuestro detector ideal no emite electrones.

Como siempre en la presencia de un pulso de energía  $E$ , es posible detectarlo ya que existe cero electrones y que produce un error digital por interpretación (persona de una marca como un espacio). La posibilidad de cero electrones emitidos en la presencia de un pulso de energía  $E$  recibido:

$$P_k(0) = e^{-NEE/h\nu}$$

Si la marca y el espacio son igualmente probables de transmitirse, entonces el promedio detectado de potencia en el receptor para un error promedio no sea menor que  $210 \lambda / 2T$ . Este límite inferior de sensibilidad de un receptor digital binario bajo asunción ideal, es ocasionalmente referido al límite cuántico.

Existe también un límite cuántico para sistemas analógicos. Suponiendo que la potencia óptica incidente en un contador fotónico es de la forma:

$$P_o(t) = P_o [1 + m(t)]$$

donde  $P_o$  es el promedio de potencia óptica incidente y  $m(t)$  es el mensaje teniendo una amplitud de pico de uno, valor promedio de cero, y ancho de banda  $B$ .

El detector sencillo del sistema de fibra óptica es el fotodiodo PIN mostrado en la fig. 4.26:

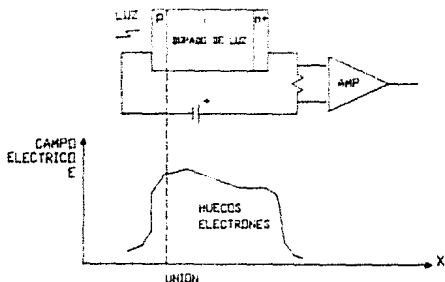


FIG. 4.26. DETECTOR PARA FOTODIODO PIN

El detector PIN consiste de un sustrato  $n^+$  en la región intrínseca  $i$  (una sección dopada de luz  $n$ ) y una delgada región  $p$ . La condición de inversa causa huecos y electrones móviles que se mueven através de la

unión, dejando una región de campo eléctrico moderado en ambos lados. Por consiguiente la región 1 está dopada por luz. Este campo se extiende profundamente dentro de esa región aún a pequeños voltajes de inversa.

La potencia óptica (la cual es incidente por la izquierda) es absorbida en mayor cantidad en la región 1 causando pares electrón-hueco. Estos están separados bajo la influencia del campo en la región 1, para producir un desplazamiento de corriente a través de la carga. Cada par electrón-hueco generado por absorción de luz produce un total de desplazamiento de carga (integral de la corriente) de  $1.6 \times 10^{-19}$  C) a través de la carga.

Como hemos observado, el ruido generado en partes del amplificador y en el detector, es un serio problema limitando las características de receptores ópticos.

Por consiguiente, los niveles de potencia óptica que estamos interesados en detectar pueden ser tan pequeños como 1 nW. Por esto es deseable tener un mecanismo que incremente la respuesta del detector alrededor de 0.5 nW de acuerdo al ruido térmico introducido por el amplificador que le sigue. El fotodiodo de avalancha (APD) provee este mecanismo.

Como se muestra en la fig. 4.27, el perfil dopado es un APD adicionado para resultar en una región angosta a la izquierda de la región 1, donde cada campo eléctrico elevado existe. Los portadores dentro de esta región pueden ser acelerados a velocidades suficientemente altas para generar nuevos pares electrón-huecos a través del proceso de ionización por colisión. Estos nuevos portadores pueden generar pares adicionales otra vez.

ESTA TESIS NO DEBE  
SALIR DE LA BIBLIOTECA

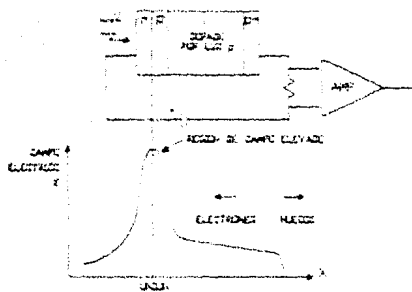


FIG. 4.27 FOTODIODO DE AVALANCHA

Los detectores, PIN y APD, pueden ser representados como elementos de un circuito. Como lo muestra el circuito equivalente de la fig. 4.28.

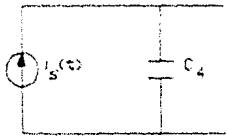


FIG. 4.28 CIRCUITO EQUIVALENTE (FOTODIODO DE AVALANCHA)

Los portadores generados con el detector son representados por la fuente de corriente  $i(t)$ , separados a través de la capacitancia de unión  $C_d$ . Las series de resistencias son deseadas en este circuito.

- RECEPTOR FUNDAMENTAL CAMBIABLE.

De la fig. 4.29b:  $C_d$  es del orden de 5 pF y su resistencia interna  $R_d$  es del orden de 500 M $\Omega$  para el fotodiodo.

La señal del fotodiodo se representa como una fuente de corriente ideal.

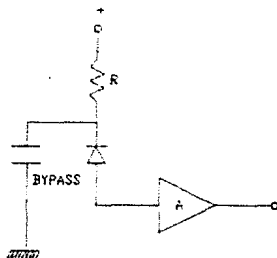


FIG. 4.29.a  
CIRCUITE DE C.D.

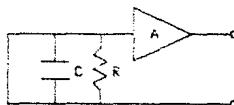


FIG. 4.29. b  
CIRCUITE A.C.

La resistencia de carga es pequeña,  $R \ll R_d$  en comparación al fotodiodo y están agrupadas las capacitancias del diodo y del preamplificador como C.

Del circuito de entrada:

$$\tau = RC$$

El ancho de banda a 3 dB es :

$$B = \frac{1}{2\pi RC}$$

Donde R se puede hacer tan pequeña como deseemos y el ancho de banda puede ocasionar un excesivo aumento de ruido térmico:

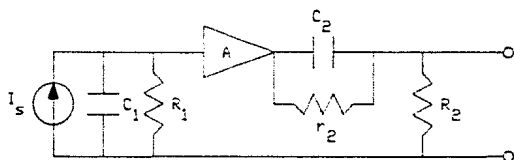
$$\langle i_{nr}^2 \rangle = \frac{4 kTB}{R}$$

Por lo que se presentan los siguientes problemas:

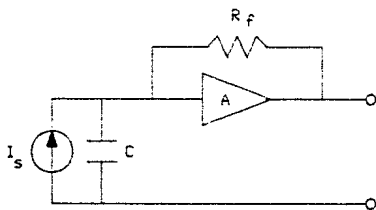
- Si disminuye R se obtiene un mayor ancho de banda o un tiempo de respuesta muy rapido
- Si aumenta R se obtiene un ruido bajo o un bajo NEP

Se tienen dos diseños basicos (figura 4.30) para el diseño de un preamplificador:

- Amplificador integrador
- Amplificador de transimpedancia



AMPLIFICADOR INTEGRADOR



AMPLIFICADOR DE TRANSIMPEDANCIA

FIG. 4.30.

- El circuito de entrada  $R_1 C_1$ , con una constante de tiempo grande por las características de  $R_1$ , gana un ruido térmico bajo. Esto produce un ancho de banda insuficiente que es necesario para compensar las altas frecuencias.

- El circuito de transimpedancia emplea una realimentación resistiva para incrementar el ancho de banda a expensas de la ganancia para un producto ganancia ancho de banda fijo. La impedancia equivalente de entrada es el resistor de realimentación  $R_f$ , reducido por la ganancia  $A$  de malla cerrada del amplificador y disipado por la capacitancia  $C$  del diodo y el amplificador. Por consiguiente la constante de tiempo efectiva es:

$$\tau = \frac{R_f C}{A}$$

Con un ancho de banda resultante:

$$B = \frac{A}{2\pi R_f C}$$

De esta forma el ancho de banda se incrementa por  $A$ . La equivalente raíz de la corriente de ruido es:

$$\langle i_{nr}^2 \rangle = \frac{4kTB}{R}$$

Los dos tipos de circuitos se emplean a frecuencias altas de 400 MHz; un diseño cuidadoso puede extender el rango a 1 GHz.

- La mayor desventaja del amplificador integrador es en transmisión digital de palabras con series de longitud 1. El receptor se satura rápidamente porque el integrador se construye arriba de componentes apreciables de D.C.

- El amplificador de transimpedancia también tiene desventajas, existe un límite para  $R_f$  puede hacerse en orden para reducir el ruido. El voltaje de salida es:  $V_o = i_{in} R_f$ . Con señales de entrada largas, la salida puede exceder el rango dinámico del amplificador.

## RECEPTOR DE TRANSIMPEDANCIA.

Recordando que C engloba la capacitancia del fotodiodo, del circuito y del dispositivo de entrada, la impedancia equivalente de entrada es:

$$R_{in} \cong \frac{R_f}{A}$$

Asumimos que  $A \gg 1$  y  $R_d \gg R_f$

El ancho de banda del receptor es un polo simple de la malla AC:

$$B = \frac{1}{2\pi R_{in} C} = \frac{A}{2\pi R_f C} \quad (26)$$

La ecuación anterior muestra las mejores características de un receptor de transimpedancia, es decir, un incremento de ancho de banda es proporcional a la ganancia de malla cerrada del amplificador.

Para calcular la NEP del receptor se establece primeramente el circuito equivalente de ruido. En ausencia de señal las fuentes de ruido referidas al amplificador de entrada y expresadas en términos de una densidad espectral (por unidad de ancho de banda) consiste de:



Ruido Térmico:  $\langle I_n^2 \rangle = \frac{4kT}{R_f} \left[ \frac{B}{Hz} \right]$  (27a)

Ruido de Disparo de corriente de oscuridad:

$$\langle I_n^2 \rangle = 2eI_c \left[ \frac{B}{Hz} \right] \quad (27b)$$

Las fuentes de ruido de corriente y voltaje espectrales del amplificador equivalente de entrada son:  $I_{nc}$  [ $A/\sqrt{Hz}$ ] y  $E_{no}$  [ $V/\sqrt{Hz}$ ], que se especifican por fabricante.

El circuito equivalente de ruido en la entrada se muestra en la figura 4.31.

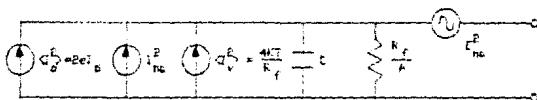


FIG 4.31a FUENTES DE RUIDO DEL AMPLIFICADOR INC Y ENC

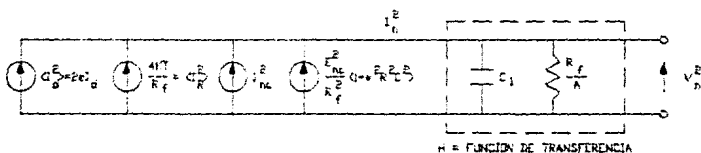


FIG 4.31b FUENTES DE RUIDO DE VOLTAJE DEL PREAMPLIFICADOR CONVERTIDA A FUENTES DE CORRIENTE

Es conveniente convertir el preamplificador de voltaje de ruido  $E$  a una fuente equivalente de corriente (de la figura 4.31b)  $E_{nc}^2 / |Z_c|^2$ . De esta forma procedemos a calcular la NEP.

En general el diodo capacitivo no varía mucho entre fotodiodos de la misma área cuando operan con una corriente inversa elevada. La capacidad total es siempre del orden de unos picofaradios en un buen diseño. Se deben escoger una resistencia de realimentación  $R_f$  y una ganancia de amplificación  $A$  que satisfaga el requerimiento de ancho de banda:

$$b = 0.64A/2\pi R_f C$$

Si la GBW crece hasta el punto donde el procedimiento es invertido, el voltaje de ruido del amplificador domina y el NEP no puede reducirse más; esto está dado por:

$$NEP = \frac{1.1}{R} \sqrt{(2eI_d + I_{nc}^2 + 385 \frac{1}{R} (BR \cdot C)^2)} \quad (9. BR \cdot C (GBW) \gg 1) \quad (1)$$

La ecuación es igualmente aplicable a receptores PIN y APD. Para APD's,  $I_d$  es la corriente efectiva de oscuridad que responde al ruido de disparo:

$$I_d = I_b \langle G \rangle^2 F + I_s \quad (A)$$

donde:

$I_b$  es la corriente de volumen o bulto (Bulk)

$I_s$  es la corriente de goteo o de superficie

$I_b$  e  $I_s$  son especificados por el fabricante. Es importante mencionar que  $I_b$  no es la corriente de oscuridad medida a la salida del APD. Esta última se denota como:

$$I_d = I_b \langle G \rangle + I_s$$

En ocasiones la  $I_b$  es especificada por el fabricante, pero la NEP no puede calcularse bajo esta consideración. Para un fotodiodo PIN consideramos:  $I_b \cong I_d$  y  $F \cong G \cong 1$ , por lo que siempre tendremos:

$$I_{\text{u}}^2 = 2eI_d \quad (B)$$

Con la ecuación (B) y la ecuación (1) podemos determinar la NEP.

## PRUEBAS DE LABORATORIO REALIZADAS AL EQUIPO ANALOGICO:

### FILTROS PARA BANDA BASE:

Para la realización de los filtros de banda base se utilizaron filtros pasa bajas activos de cuarto orden figura 5.1.

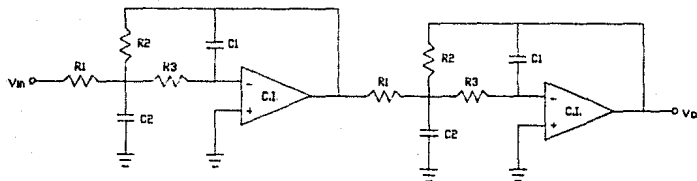


FIG. 5.1. FILTRO PASA BAJAS

MATERIAL PARA LOS FILTROS PASA BAJAS:

C.I. LF 353N

R1... 820  $\Omega$

C1... 0.033  $\mu$ F

R2... 820  $\Omega$

C2... 0.15  $\mu$ F

R3... 470  $\Omega$

Fuente regulada  $\pm 15$  V , 1 Amp

Resultados obtenidos:

V <sub>in</sub> Volts	f <sub>in</sub> KHz	V <sub>o</sub> Volts
1.0	1.0	1.00
1.0	1.5	1.00
1.0	2.0	1.00
1.0	2.5	1.00
1.0	3.0	1.00
1.0	3.5	1.00
1.0	4.0	0.95
1.0	4.1	0.90
1.0	4.2	0.85
1.0	4.3	0.80
1.0	4.4	0.75
1.0	4.5	0.70
1.0	4.6	0.65
1.0	4.7	0.60

## MODULADOR:

Para obtener el modulador se utilizó un circuito PLL con el cual es sumamente sencillo controlar la frecuencia central de cada canal utilizando solamente una resistencia y un capacitor, figura 5.2.

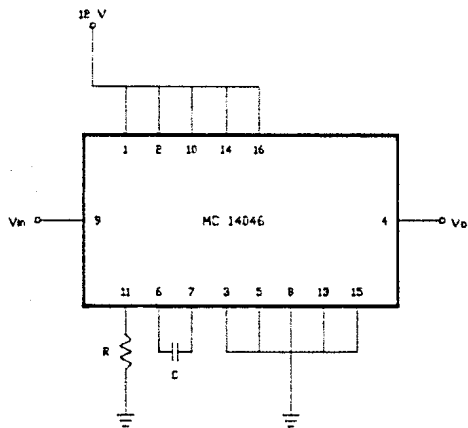


FIG. 5.2. MODULADOR

**MATERIAL UTILIZADO PARA LOS MODULADORES:**

**C.1. MC 14046**

Fo.... 100 KHz	C.... 000.0022 $\mu$ F	R.... 5 K $\Omega$
Fo.... 200 KHz	C.... 000.0015 $\mu$ F	R.... 3.6 K $\Omega$
Fo.... 300 KHz	C.... 680 pF	R.... 5.3 K $\Omega$
Fo.... 400 KHz	C.... 560 pF	R.... 4.9 K $\Omega$
Fo.... 500 KHz	C.... 470 pF	R.... 4.6 K $\Omega$
Fo.... 600 KHz	C.... 390 pF	R.... 4.7 K $\Omega$

## FILTROS PARA FRECUENCIA DE CANAL:

El diseño está hecho para seis canales que van de los 100 a los 600 KHz, para que las frecuencias centrales de los seis canales no excedieran los límites de ancho de banda del canal que se consideró de 50 KHz. Se utilizaron filtros activos pasa banda de cuarto orden, figura 5.3.

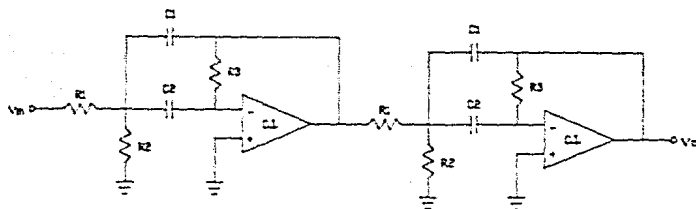


FIG. 5.3. FILTRO PASA BANDA



MATERIAL PARA LOS FILTROS DE CANALES

$F_0 = 100 \text{ KHz}$

$C_1 \dots 0.0022 \mu\text{F}$	$R_1 \dots 114 \Omega$
$C_2 \dots 0.005 \mu\text{F}$	$R_2 \dots 16 \Omega$
	$R_3 \dots 1568 \Omega$

$F_0 = 200 \text{ KHz}$

$C_1 \dots 390 \text{ pF}$	$R_1 \dots 8841 \Omega$
$C_2 \dots 680 \text{ pF}$	$R_2 \dots 226 \Omega$
	$R_3 \dots 25722 \Omega$

$F_0 = 300 \text{ KHz}$

$C_1 \dots 560 \text{ pF}$	$R_1 \dots 1500 \Omega$
$C_2 \dots 680 \text{ pF}$	$R_2 \dots 100 \Omega$
	$R_3 \dots 4147 \Omega$

$F_0 = 400 \text{ KHz}$

$C_1 \dots 680 \text{ pF}$	$R_1 \dots 1000 \Omega$
$C_2 \dots 150 \text{ pF}$	$R_2 \dots 82 \Omega$
	$R_3 \dots 790 \Omega$

$F_0 = 500 \text{ KHz}$

$C_1 \dots 680 \text{ pF}$	$R_1 \dots 680 \Omega$
$C_2 \dots 150 \text{ pF}$	$R_2 \dots 27 \Omega$
	$R_3 \dots 790 \Omega$

$F_c = 600 \text{ KHz}$

$C_1 \dots 680 \text{ pF}$

$C_2 \dots 150 \text{ pF}$

$R_1 \dots 820 \Omega$

$R_2 \dots 2 \Omega$

$R_3 \dots 10000 \Omega$

MULTIPLEXOR Y DEMULTIPLEXOR:

MULTIPLEXOR:

Para tener los seis canales de interes en una sola linea, se utilizó un circuito mezclador, figura 5.4.

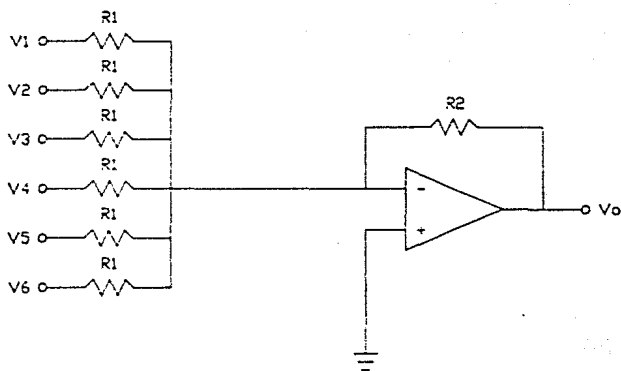


FIG. 5.4. SUMADOR

### MATERIAL PARA EL MEZCLADOR:

C.I. LF 353N

R<sub>1</sub> ... 1 k $\Omega$

R<sub>2</sub> ... 2.2 k $\Omega$

### DEMODULADOR:

Para demodular la señal, se tomó la salida de un filtro de canal para evitar las intermodulaciones y las frecuencias que no fueran de nuestro interés, figura 5.5.

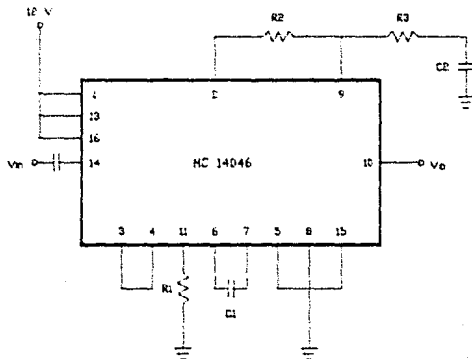


FIG 5.5. DEMODULADOR

MATERIAL PARA LOS DEMODULADORES:

C.I. MC 14046

F <sub>o</sub> = 100 KHz	C <sub>1</sub> ... 000.0022 $\mu$ F	R <sub>1</sub> ... 5 K $\Omega$
F <sub>o</sub> = 200 KHz	C <sub>1</sub> ... 000.0015 $\mu$ F	R <sub>1</sub> ... 3.6 K $\Omega$
F <sub>o</sub> = 300 KHz	C <sub>1</sub> ... 680 pF	R <sub>1</sub> ... 5.3 K $\Omega$
F <sub>o</sub> = 400 KHz	C <sub>1</sub> ... 560 pF	R <sub>1</sub> ... 4.9 K $\Omega$
F <sub>o</sub> = 500 KHz	C <sub>1</sub> ... 470 pF	R <sub>1</sub> ... 4.6 K $\Omega$
F <sub>o</sub> = 600 KHz	C <sub>1</sub> ... 390 pF	R <sub>1</sub> ... 4.7 K $\Omega$

Los valores de C<sub>2</sub>, R<sub>2</sub> y R<sub>3</sub> son los mismos para todos los demoduladores.

C<sub>2</sub>... 0.01  $\mu$ F                      R<sub>2</sub>... 1  $\Omega$                       R<sub>3</sub>... 47  $\Omega$

## PRUEBAS DE LABORATORIO REALIZADAS AL EQUIPO OPTICO.

### TRANSMISOR OPTICO:

El circuito empleado se muestra en la figura 5.6:

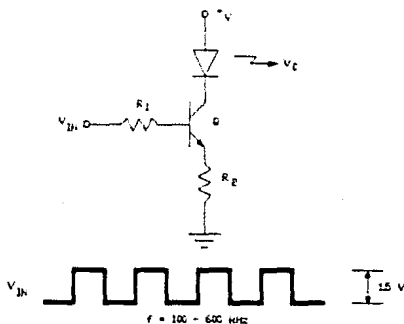


FIG 5.6. CIRCUITO TRANSMISOR Y SEÑAL TRANSMITIDA

En dicho circuito se utilizó una señal cuadrada con un voltaje ( $V_{in}$ ) de 1.5 Volts y una frecuencia de 100 - 600 kHz, con una polarización de 45 Volts C. D.

Para la medición en la salida LED se empleó un multímetro de desdoblamiento de luz y un analizador de forma de onda óptica.

Con el primer aparato se tuvo una medición de -35 dBm hasta -22 dBm.

Para frecuencias mayores de 500 kHz se tuvo una medición de -22 dBm.

Las pruebas con osciloscopio se realizaron con un analizador de forma de onda óptica, teniéndose los siguientes datos:

V <sub>in</sub> Volts	f <sub>in</sub> MHz	V <sub>o</sub> Volts	T μs	f <sub>o</sub> Hz
1.5	0.1	0.75	10.0	0.1
1.5	0.15	0.75	10.0	0.15
1.5	0.2	0.75	10.0	0.2
1.5	0.25	0.75	10.0	0.25
1.5	0.3	0.75	10.0	0.3
1.5	0.35	0.75	10.0	0.35
1.5	0.4	0.75	10.0	0.4
1.5	0.45	0.75	10.0	0.45
1.5	0.5	0.75	10.0	0.5
1.5	0.55	0.75	10.0	0.55
1.5	0.6	0.75	10.0	0.6
1.5	0.65	0.75	10.0	0.65
1.5	0.7	0.75	10.0	0.7
1.5	0.75	0.75	10.0	0.75
1.5	0.8	0.75	10.0	0.8
1.5	0.85	0.75	10.0	0.85
1.5	0.9	0.75	10.0	0.9
1.5	0.95	0.75	10.0	0.95
1.5	1.0	0.75	10.0	1.0

MATERIALES PARA EL TRANSMISOR OPTICO:

R<sub>s</sub>            470 Ω            0.25 Watts  
R<sub>z</sub>            47 Ω            0.25 Watts  
PD            BPX65 FOTODIODO CENTRONICS

TRANSISTOR

FUENTE REGULADA ± 5 Volts, 1 AMP

## RECEPTOR OPTICO:

Para el receptor optico, se empleo una fibra Optica multimodo de núcleo pequeño de SiO<sub>2</sub> y con una extensión de 100 m, siendo el circuito empleado el que se muestra en la figura 5.7:

Para el cual, utilizando el equipo de medición anteriormente descrito, al final de la fibra optica y antes del fotodetector se tuvieron los siguientes resultados:

V <sub>in</sub> Volts	f <sub>in</sub> MHz	V <sub>o</sub> Volts	T μs	f <sub>c</sub> Hz
1.5	0.1	4.0	10.0	0.1
1.5	0.15	4.0	10.0	0.15
1.5	0.2	4.0	10.0	0.2
1.5	0.25	4.0	10.0	0.25
1.5	0.3	4.0	10.0	0.3
1.5	0.35	4.0	10.0	0.35
1.5	0.4	4.0	10.0	0.4
1.5	0.45	4.0	10.0	0.45
1.5	0.5	4.0	10.0	0.5
1.5	0.55	4.0	10.0	0.55
1.5	0.6	4.0	10.0	0.6
1.5	0.65	4.0	10.0	0.65
1.5	0.7	4.0	10.0	0.7
1.5	0.75	4.0	10.0	0.75
1.5	0.8	4.0	10.0	0.8
1.5	0.85	4.0	10.0	0.85
1.5	0.9	4.0	10.0	0.9
1.5	0.95	4.0	10.0	0.95
1.5	1.0	4.0	10.0	1.0



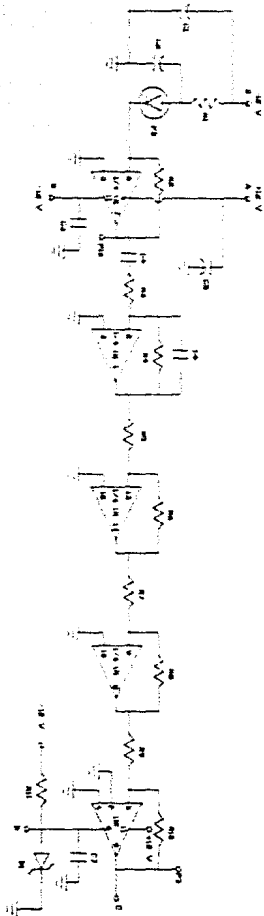


FIG. 5.7. CIRCUIT KECERPIH IPTICU

MATERIALES PARA EL RECEPTOR OPTICO:

R <sub>1</sub>	4.7 KΩ	0.25 Watts
R <sub>2</sub>	560 KΩ	0.25 Watts
R <sub>3</sub>	1 KΩ	0.25 Watts
R <sub>4</sub>	2.2 KΩ	0.25 Watts
R <sub>5</sub>	1 KΩ	0.25 Watts
R <sub>6</sub>	2.2 KΩ	0.25 Watts
R <sub>7</sub>	1 KΩ	0.25 Watts
R <sub>8</sub>	2.2 KΩ	0.25 Watts
R <sub>9</sub>	100 Ω	0.25 Watts
R <sub>10</sub>	15 KΩ	0.25 Watts
R <sub>11</sub>	220 Ω	0.25 Watts

C <sub>1</sub>	10 μF	16 Volts
C <sub>2</sub>	0.1 μF	16 Volts
C <sub>3</sub>	470 μF	16 Volts
C <sub>4</sub>	0.1 μF	16 Volts
C <sub>5</sub>	4700 μF	100 Volts
C <sub>6</sub>	4700 μF	100 Volts
C <sub>7</sub>	0.01 μF	16 Volts

D<sub>1</sub> 1N4000

U<sub>1</sub> 1L0B4

U<sub>2</sub> LM710

PD FED-086-1.1-WAD LED FUJITSU

FUENTE REGULADA ± 12 VOLTS, 1 AMP.

## CONCLUSIONES

La comunicación por medio de fibras ópticas ha revolucionado hoy en día el concepto tradicional de las telecomunicaciones. A través de ellas es posible enviar señales luminosas en lugar de señales eléctricas, con una alta capacidad de transmisión y baja atenuación.

En la actualidad se construyen redes de telecomunicación utilizando fibras ópticas. Se desarrollan también entre otros, diversos tipos de sensores con fibras ópticas que tienen múltiples aplicaciones en la industria, la medicina y en el diseño experimental. Siendo este último el tema de este trabajo, el cual abarca todas las características de la metodología de un enlace de comunicación por fibras ópticas. Lo que permitió la realización de un sistema práctico en el cual se cubre los requerimientos del usuario, los cálculos necesarios para el funcionamiento y resultados del diseño.

En la presente tesis se trató el problema del diseño de un sistema de transmisión por fibras ópticas con multicanalización analógica.

La complejidad del proceso de diseño es una función del modelo del sistema que nos describe adecuadamente el enlace.

Un sistema de LEDs, por sí mismo es un diseño de metodología bastante predecible. Pero el uso de LEDs, sin embargo, está restringido a enlaces de corta distancia.

Los sistemas de fibras ópticas tipo multimodo son los que presentan mayor dificultad para su análisis, debido principalmente a la presencia de dispersión modal y a la limitación en el ancho de banda. En un sistema de modo sencillo de gran longitud de onda, no únicamente ofrece significativas ventajas de operación, sino también, por sí mismo para análisis de sistemas. La expectativa de la tecnología de las grandes longitudes de onda es más práctica y se facilita mucho más para la fibra óptica monomodo y además los sistemas de multicanalización de división de frecuencia de banda lateral vestigial. Los cuales pueden ser una realidad con el avance de Lasers de grandes longitudes de onda. Todo lo anterior condujo a tener ciertas ventajas y desventajas de este proyecto de telecomunicaciones con respecto a otros similares del tipo digital.

**Ventajas:**

- 1.- Fácil manejo.
- 2.- Bajo costo.
- 3.- Diseñado para seis canales con opción a doce.
- 4.- Por utilizar técnica de transmisión analógica es atractivo por su simplicidad y efectividad.

**Desventajas:**

*En realidad son pocas y la principal se refiere a la recuperación de la señal, ya que no es tan buena como en la técnica digital. Además por manejar frecuencias altas se dificulta el manejo de la señal eléctrica, por ejemplo la implementación de los filtros activos.*

Como podemos apreciar, este diseño cumple con otros más sofisticados, posee sencillez de manejo y electrónica efectiva. Puede resultar económico y atractivo para cualquier usuario de telecomunicaciones y en especial para aquel que desee transmitir y agrupar en una sola fibra de 6 a 12 líneas telefónicas, obteniendo con ello todas las ventajas que implica tener una línea de transmisión por fibra óptica.

Por ejemplo en nuestro país creemos que este proyecto sería más ventajoso para aquellas empresas que cuentan con redes de fibras ópticas, tales como Teléfonos de México con la llamada Red Superpuesta y grandes usuarios como los Bancos y Casas de Bolsa. Estas empresas se interconectan entre sí por medio de dicha red y por lo mismo pueden aprovechar íntegramente este proyecto, ya que no necesitarían de otra instalación adicional más que la sola conexión de nuestro proyecto a su red.

Además también podrían aprovechar este proyecto las compañías que cuentan con red local de fibra óptica para su comunicación interna.

Hasta aquí solo se ha hablado de empresas con red de fibra óptica que pueden aprovechar este servicio. Esto no es factor determinante para el implemento de este proyecto, ya que día con día, el avance de éste tipo de redes crece con paso acelerado tendiendo a ocupar un lugar preponderante en las telecomunicaciones. Esto es debido a que las redes de cable multipar están en clara desventaja con las fibras ópticas. Además de que también los costos de instalación tienden a bajar, debido al perfeccionamiento de la tecnología de fabricación de fibra óptica.

Este es el objetivo primordial para el uso de nuestro proyecto de telecomunicaciones. Porque el costo de operación es relativamente bajo y su aprovechamiento es sensiblemente notorio y eficaz para el mejoramiento de la comunicación telefónica.

## BIBLIOGRAFIA:

REVISTA: OPTICAL AND QUANTUM ELECTRONICS No. 13, 1981  
TITULO: OPTIMUM TRANSMITTANCE BROADBAND OPTICAL PREAMPLIFIER DESIGN.  
AUTOR: J. L. HULLET, S. MOUSTAKAS

REVISTA: IOQCC, 1977  
TITULO: DETECTORS FOR OPTICAL FIBER COMMUNICATIONS  
AUTOR: TAKAHIKO MISUGI AND HIROBUNI TAKANASHI

TITULO: FIBER AND INTEGRATED OPTICS  
AUTOR: HENRI HODARA  
EDICION: VOLUME 4, 1982 - 1983

TITULO: FUNDAMENTOS DE LA TRANSMISION POR FIBRAS OPTICAS  
AUTOR: DANIEL PINEDA  
EDICION: INSTITUTO DE INVESTIGACIONES ELECTRICAS

TITULO: TELECOMUNICACIONES FIBRA OPTICAS. TEORIA Y APLICACIONES  
AUTOR: FRANCISCO JAVIER MENDIETA JIMENEZ  
EDICION: DIVISION DE EDUCACION CONTINUA, FACULTAD DE INGENIERIA,  
U.N.A.M., MARZO 1984

TITULO: LASER MODE-PARTITION NOISE IN OPTICAL WIDEBAND TRANSMISSION  
LINKS  
AUTOR: G. GROSSKOPF  
EDICION: ELECTRON LETT. VOL. 18, No. 12, JUNI 1982

TITULO: OPTICAL FIBER TRANSMISSION  
AUTOR: M. FARDOQUE MESIYA  
EDICION: HOWARD W. SAMS