

ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL

FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA

"DESARROLLO TEORICO EXPERIMENTAL DE UN LABORATORIO DE
OPTOELECTRONICA PARA LA ESPOL"

TESIS DE GRADO

Previa a la obtención del Título de:

INGENIERO EN ELECTRICIDAD
ESPECIALIZACION: ELECTRONICA

PRESENTADA POR:

RICARDO ANTONIO GARCIA LUQUE

GUAYAQUIL - ECUADOR

1.985

A G R A D E C I M I E N T O

Al ING. CARLOS BECERRA ESCUDERO,
Director de Tesis, por su ayuda
y colaboración para la realización
de este trabajo.

D E D I C A T O R I A

A MIS PADRES:

Por su abnegada decisión de sacrificio para ver realizado mis sueños.

A MI FAMILIA:

Que en ocasiones apremiantes me brindaron apoyo de toda índole.

A MI ESPOSA NOEMI:

Que con su comprensión y apoyo moral he podido culminar mi carrera.

A MIS HIJOS:

Por ser la fuerza que motiva mis anhelos.



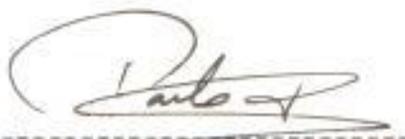
ING. GUSTAVO BERMUDEZ FLORES
SUB-DECANO DE LA FACULTAD DE
INGENIERIA ELECTRICA



ING. CARLOS BECERRA ESCUDERO
DIRECTOR DE TESIS



ING. RODRIGO BERREZUETA
MIEMBRO SUPLENTE DEL TRIBUNAL



ING. PEDRO CARLO PAREDES
MIEMBRO PRINCIPAL DEL TRIBUNAL

DECLARACION EXPRESA

"LA RESPONSABILIDAD POR LOS HECHOS, IDEAS Y DOCTRINAS EXPUESTOS EN ESTA TESIS, ME CORRESPONDEN EXCLUSIVAMENTE; Y, EL PATRIMONIO INTELECTUAL DE LA MISMA, A LA ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL".

(Reglamento de Exámenes y Títulos Profesionales de la ESPOL).



RICARDO ANTONIO GARCIA LUQUE

R E S U M E N

Este trabajo está versado en todo lo relativo a la transmisión de datos por fibras ópticas y consta de tres capítulos.

El primero se dedica al estudio físico de los componentes esenciales de que consta dicho sistema como son: las fuentes de luz y los fotodetectores, definiéndose los parámetros más característicos, dando los valores típicos de los mismos para luego realizar el análisis matemático de la propagación de las ondas en la guía dieléctrica.

En segundo lugar se establece el diseño y construcción de un transmisor - receptor digital y analógico para culminar en el tercer capítulo con la parte experimental que hace uso de los módulos construidos, que es el objetivo principal del desarrollo de esta tesis.

Este sistema es compatible con señales de entrada TTL

a velocidades que no sobrepasan los 500 Kbits/seg, im-
puestos por la calidad del detector óptico.

En el diseño tanto del transmisor como receptor se po-
ne de manifiesto las posibles fuentes de distorsión y
atenuaciones escogiendo para efectos de su disminución
dispositivos integrados especiales que justifican su em-
pleo. A más de esto, proporciona al usuario la oportu-
nidad de hacer mediciones importantes a fin de com-
parar con los resultados teóricos basado en el compor-
tamiento físico de los dispositivos.

En definitiva, esta tesis contribuye con el desarrollo
y presentación de ciertos experimentos que podrán mon-
tarse en la ESPOL a la vez que se proponen otros co-
mo campo de futuras investigaciones o temas de tesis,
los mismos que servirán para ampliar las prácticas de
laboratorio relacionadas con electrónica y ramas afines.

INDICE GENERAL

	<u>PAGS.</u>
RESUMEN -----	VI
INDICE GENERAL -----	VIII
INDICE DE FIGURAS -----	XI
INTRODUCCION -----	17
CAPITULO I	
PRINCIPIOS TEORICOS DE OPTOELECTRONICA	
1.1. FISICA DE LA LUZ -----	19
1.2. FIBRAS Y CABLES OPTICOS -----	24
1.2.1. Derivación de las relaciones de campo de las ecuaciones de Maxwell-----	42
1.2.2. La ecuación de la onda electromagnética---	46
1.2.3. Modos linealmente polarizados (LP)-----	52
1.2.4. Flujo de potencia en una guía circular de índice de paso -----	61
1.3. DIODOS EMISORES DE LUZ -----	67
1.3.1. Generación de luz -----	70
1.4. FOTODETECTORES -----	73

CAPITULO II

DESARROLLO DE EXPERIMENTOS DE LABORATORIO

2.1. MONTAJE DE COMPONENTES -----	79
2.1.1. Diagrama de Bloque y Descripción fun cional del Transmisor -----	79
2.1.2. Esquema del Transmisor y consideraciones de diseño -----	82
2.1.3. Diagrama de bloques y descripción fun cional del receptor -----	95
2.1.4. Esquema del receptor y consideraciones - de diseño -----	96
2.2. MONTAJE DE MODULOS -----	107
2.3. PRUEBAS DE TRANSMISION DIGITAL -----	109
2.4. PRUEBAS DE TRANSMISION ANALOGICA -----	113
2.5. ANALISIS DE RESULTADOS -----	117

CAPITULO III

DISEÑO GENERAL DE UN LABORATORIO DE OPTOELECTRONI
CA

3.1. GENERALIDADES Y OBJETIVOS -----	120
3.2. DESCRIPCION DE EXPERIMENTOS -----	121
3.3. SUGERENCIAS GENERALES -----	151

PAGS.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES -----	153
BIBLIOGRAFIA -----	154

100
100
100

I N T R O D U C C I O N

Un sistema de transmisión por fibras ópticas básicamente se compone de un transmisor que incorpora una fuente luminosa, de un cable de fibras ópticas, y de un receptor que, a su vez, incorpora un fotodetector. La señal procedente de la fuente luminosa se transmite por la fibra óptica hasta un punto distante, en donde se convierte en una señal eléctrica y ésta sufre un proceso normal de amplificación y regeneración. Es posible que la señal eléctrica regenerada se adapte directamente al equipo terminal convencional o que module de nuevo a una fuente luminosa que reenvía la señal a la siguiente sección repetidora.

En el estado actual de desarrollo, estos componentes operan en la región espectral del infrarrojo correspondiente a longitudes de onda comprendidas entre 800 nm y 900 nm.

El tipo de modulación de tales sistemas se basa en las características de los componentes que utilizan, fundamentalmente de la fuente luminosa. Debido a la caracterís-

tica no lineal intensidad de corriente - potencia lumino-
sa de las fuentes de luz más usuales (láseres) y por
otra parte a la posibilidad de hacer uso generoso del
ancho de banda del portador el sistema de transmisión
digital M.P.C. (Modulación de pulsos codificados) es el que se
utiliza generalmente en comunicaciones punto a punto.

En la figura N° 1, se muestra un diagrama de bloques de
una línea básica del sistema de transmisión y recepción
por fibra óptica.

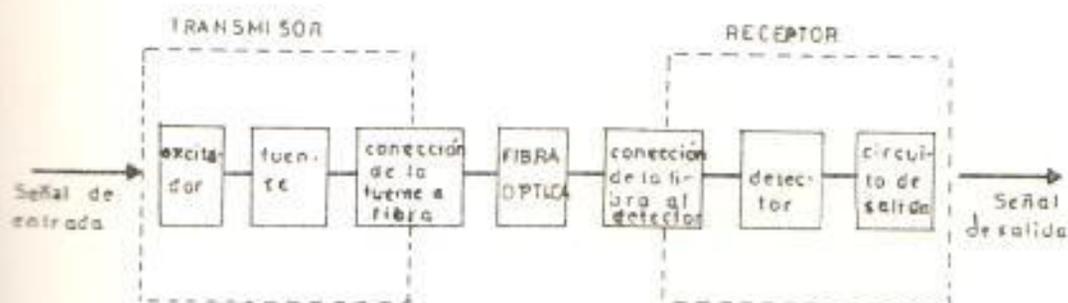


FIGURA N° 1.- LINEA BASICA DE FIBRA OPTICA

C A P I T U L O I

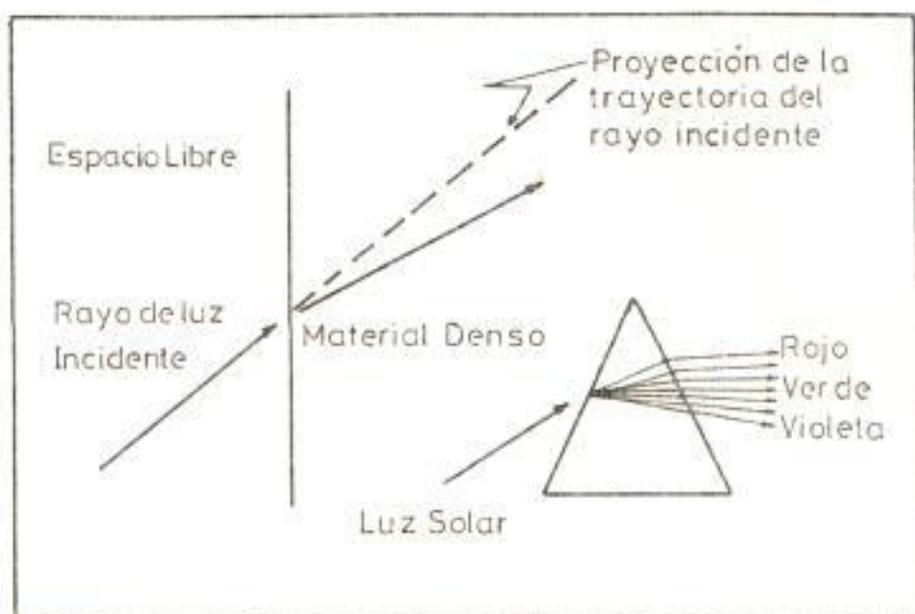
PRINCIPIOS TEORICOS DE OPTOELECTRONICA

1.1. FISICA DE LA LUZ

El comportamiento de las fibras ópticas puede ser completamente analizado aplicando las ecuaciones de Maxwell - de los campos electromagnéticos, las mismas que son - consideradas posteriormente. Pero, afortunadamente por el momento, es suficiente analizarlas desde el punto - de vista de la óptica geométrica, pues, cuando con sideramos los LEDs y fotodetectores se lo hace en base a la teoría corpuscular de la luz.

Se sabe que la luz viaja aproximadamente a 300.000 Km/seg., en el espacio libre, y que reduce su velocidad al viajar por un material más denso, lo cual se conoce como REFRACCION DE LA LUZ como se muestra en la figura N^o 1.1.a.

Esta reducción de la velocidad es diferente para di



(a)

(b)

FIGURA N^o 1.1. REFRACCION DE LA LUZ

- a) Refracción de la luz en una interfase
 b) Separación espectral de la luz blanca por la refracción en un prisma.

ferentes longitudes de onda y por ende será diferente la desviación del rayo, y es la causa para que la luz se descomponga en los colores del arco iris al atravesar un prisma como muestra la figura N^o 1.1.b.

El actual ángulo de desviación es predecible y depende del INDICE REFRACTIVO del material denso. El índice refractivo se simboliza usualmente con n , y es la relación de velocidad de la luz en el espacio libre a la velocidad en el material denso:

$$n = \frac{\text{velocidad de la luz en el espacio libre}}{\text{velocidad de la luz en el material dado}} \quad (1.1)$$

Como vemos, n es también función de la longitud de onda, pero, la variación en muchas aplicaciones es pequeña por lo que puede ser ignorada.

Algunos valores típicos de n son dados en la Tabla I.

TABLA I
INDICE DE REFRACCION REPRESENTATIVO

Vacío		1.0
Aire	1.0003	(1.0)
Agua		1.33
Cuarzo fundido		1.46
Vidrio		1.50
Diamante		2.00
Silicio		3.40
Arseniuro de Galio		3.60

La figura N° 1.2., nos muestra los rayos incidentes y refractados en los materiales de índice n_1 y n_2 . Según la Ley de Snell se cumple que:

$$n_1 \text{ Sen } \theta_1 = n_2 \text{ Sen } \theta_2 \quad (1.2)$$

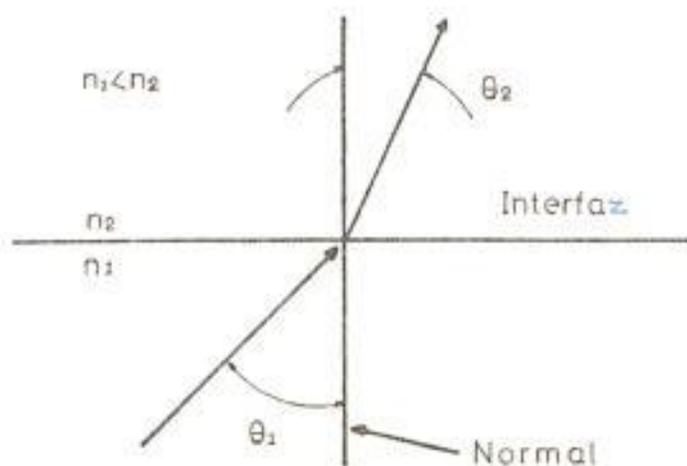


FIGURA N° 1.2. MODELO REFRACTIVO PARA LA LEY DE SNELL

El ángulo de refracción θ_2 puede ser determinado:

$$\text{Sen } \theta_2 = \frac{n_1}{n_2} \text{ Sen } \theta_1 \quad (1.3)$$

Si el material 1 es el aire, n_1 tiene el valor de 1 y n_2 es mayor que 1, luego θ_2 es menor que θ_1 , es

decir el rayo refractado se acerca a la normal.

Si n_2 es menor que n_1 , θ_2 es mayor que θ_1 , es decir, el rayo refractado se aleja de la normal.

Consideremos la figura N° 1.3., en la cual, el rayo incidente es mostrado en forma tal que el rayo refractado forma un ángulo de 90° . Notemos que n_1 es mayor que n_2 . Usando la Ley de Snell:

$$\text{Sen } \theta_2 = \frac{n_1}{n_2} \text{ Sen } \theta_1 \quad (1.4)$$

o con:

$$\theta_2 = 90^\circ \text{ Sen } \theta_1 = \frac{n_2}{n_1} = \text{Sen } \theta_c \quad (1.5)$$

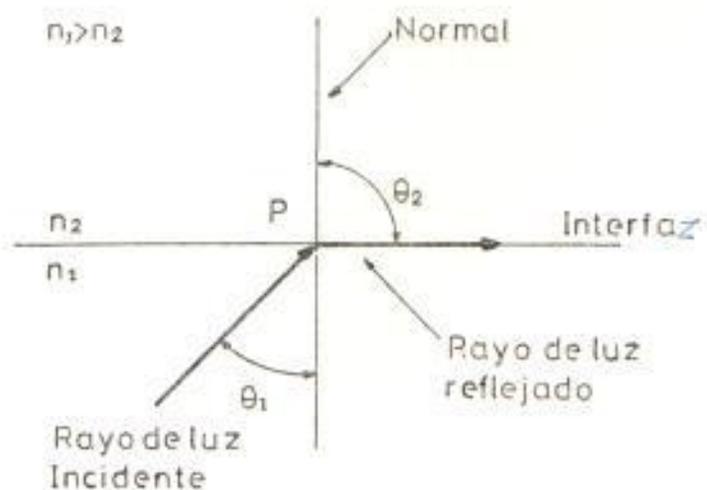


FIGURA N° 1.3. REFLECCION DEL ANGULO CRITICO

El ángulo θ_c es conocido como ANGULO CRÍTICO, y se define como el ángulo al cual el rayo incidente no pasa a través de la interfase. Para ángulos mayores que θ_c el 100 % de los rayos de luz son reflejados como muestra la figura N° 1.4, y el ángulo de incidencia es igual al ángulo de reflexión.

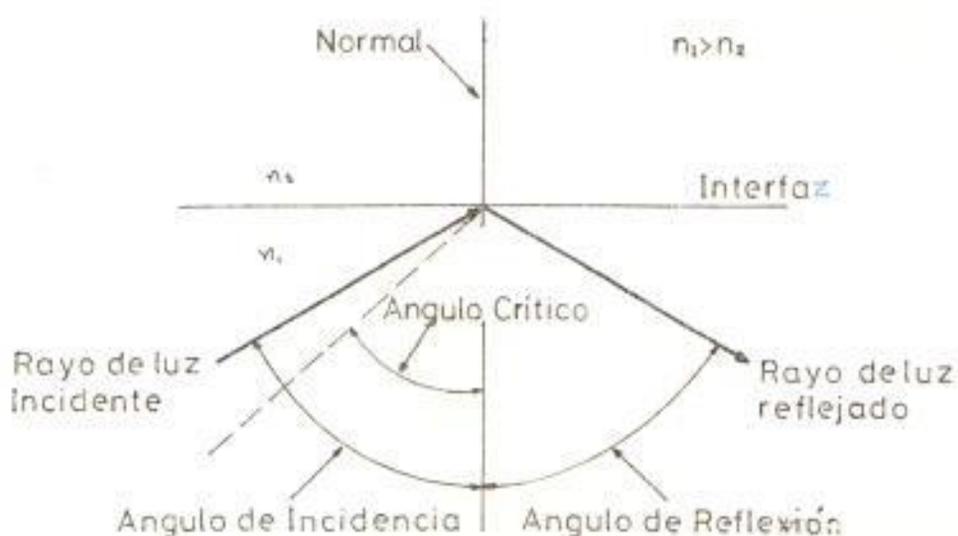


FIGURA N° 1.4. LUZ INCIDENTE A UN ANGULO MAYOR AL θ_c

Esta característica de reflexión de la luz incidente a un ángulo mayor al ángulo crítico es un concepto fundamental en fibras ópticas.

1.2. FIBRAS Y CABLES OPTICOS

La figura N° 1.5. nos muestra la construcción bási-

ca de una fibra óptica. La porción central o núcleo, es el actual medio de propagación de la luz. Ocasionalmente, este núcleo es construido de plástico, pero típicamente es hecho de vidrio.

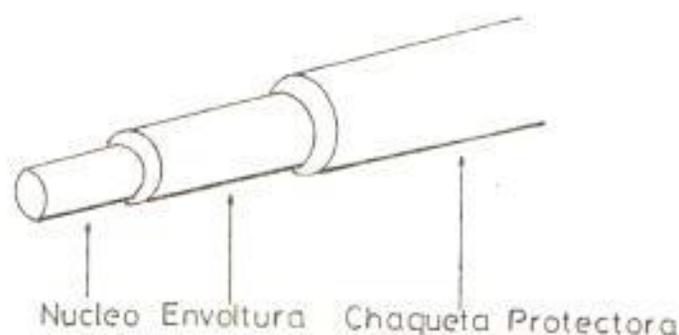


FIGURA N° 1.5. CONSTRUCCION DE UNA FIBRA SIMPLE

Rodeando al núcleo está una fina envoltura, que de la misma forma, usualmente es de vidrio de índice de refracción menor al del núcleo. Por ejemplo, una fibra toda de vidrio, o de envoltura de silicio, pueden tener la composición de tal forma que el material del núcleo tenga un índice de 1.5 y que su envoltura puede ser de 1.485. Para proteger la envoltura de la fibra es típicamente envuelta en una cinta protectora o chaqueta plástica. Este tipo de fibra óptica es llama

mada fibra multimodo de índice de paso . Este índice de paso se refiere al perfilado del índice de refracción a través de la fibra como lo muestra la figura N° 1.6.

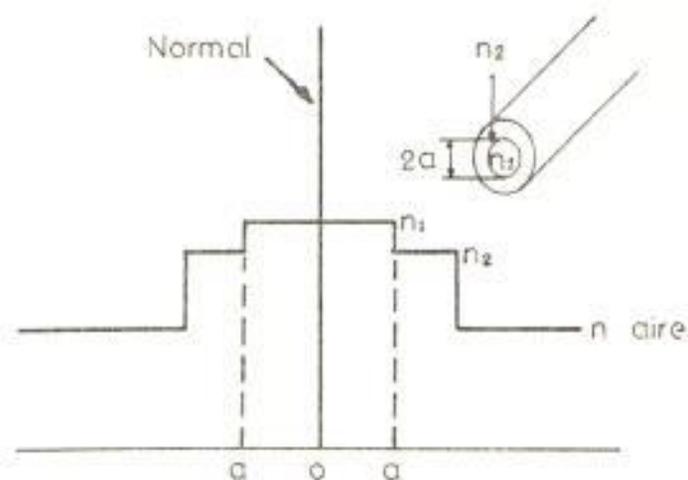


FIGURA N° 1.6. PERFIL DEL INDICE PARA UNA FIBRA DE INDICE DE PASO

Los parámetros más importantes en el estudio de las fibras ópticas son:

a) LA APERTURA NUMERICA (AN)

Aplicando el concepto de la reflexión total interna en la interfase n_1, n_2 , se puede mostrar la for

ma de propagación a lo largo del núcleo de la fibra y las restricciones de la luz incidente en el terminal de la fibra para asegurar la propagación. La figura N° 1.7., ilustra el análisis. Como se muestra en la figura, la propagación del rayo resulta de la reflexión continua en la interfase núcleo - envoltura de tal forma que el rayo rebota una y otra vez a lo largo de la fibra hasta que excita el terminal de la misma. Si la reflexión total interna comienza en el punto P, el valor del ángulo crítico θ_3 es encontrado por la ley de Snell:

$$\theta_c = \theta_3(\text{min}) = \text{Sen}^{-1} \frac{n_2}{n_1} \quad (1.6)$$

Ahora, dado a que θ_2 es ángulo complementario de θ_3

$$\theta_2(\text{máx}) = \text{Sen}^{-1} \frac{(n_1^2 - n_2^2)^{1/2}}{n_1} \quad (1.7)$$

Aplicando otra vez la ley de Snell en la superficie entrante (recordemos que $n_{\text{aire}}=1$).

$$\text{Sen } \theta_{in}(\text{max}) = n_1 \text{ Sen } \theta_2(\text{max}) \quad (1.8)$$

combinando (1.7) con (1.8):

$$\text{Sen } \theta_{in(max)} = (n_1^2 - n_2^2)^{1/2} \quad (1.9)$$

$\theta_{in(max)}$ representa el mayor de los ángulos con la normal al terminal de la fibra para el cual habrá reflexión interna total en la interfase núcleo - envoltura. Si los rayos de luz entran a la fibra a un ángulo mayor a $\theta_{in(max)}$, dicho rayo atravesará la interfase en P y se perderá. El valor $\text{Sen } \theta_{in(max)}$ es uno de los parámetros fundamentales para una fibra óptica.

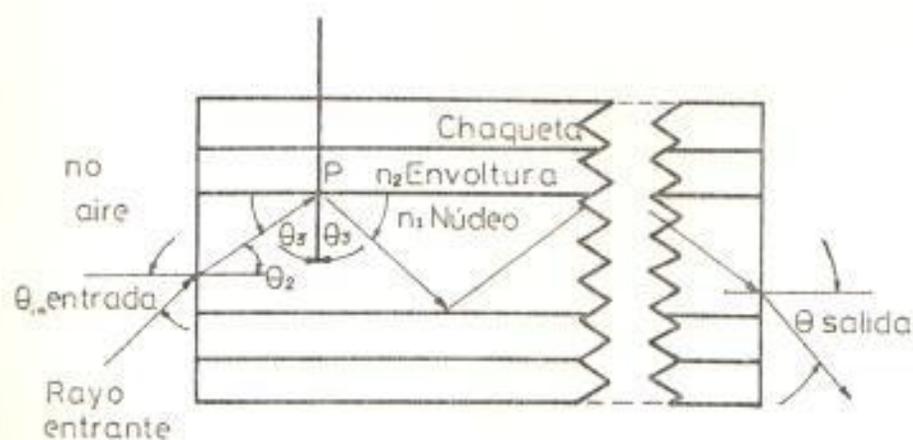


FIGURA N° 1.7. PROPAGACION DE UN RAYO EN LA FIBRA

La apertura numérica se define como el seno del ángulo medio del cono de aceptación de la luz a ser propagada a lo largo de la fibra. Usualmente se abrevia como A.N.

$$\text{A.N.} = \text{Sen } \theta_{in}(\text{máx}) = (n_1^2 - n_2^2)^{1/2} \quad (1.10)$$

Hay varios puntos a considerar acerca de la apertura numérica y la ecuación (1.10). Recordemos que al escribir la ecuación (1.8) asumimos que el material en el terminal de la fibra era el aire con un $n=1$. Si éste fuera otro material, (1.8) se podría escribir con n_3 representando el material.

$$n_3 \text{ Sen } \theta_{in}(\text{máx}) = n_1 \text{ Sen } \theta_2(\text{máx}) \quad (1.11)$$

y combinando (1.7) con (1.11):

$$\text{Sen } \theta_{in}(\text{máx}) = \frac{(n_1^2 - n_2^2)^{1/2}}{n_3} \quad (1.12)$$

Esto es, la apertura numérica podría ser reducida por el índice de refracción del comienzo del material. Cuando los manufactureros especifican la A.N., usualmente se refieren a que la interfase es el aire.

El segundo punto concierne a la absolutinidad de la A.N. En el análisis se asumió que los rayos de luz entraban a la fibra, y en su propagación a lo largo de la misma pasaban a través del eje central de la fibra. Tales rayos son llamados "meridional". Pero es posible que algunos rayos que entran a la fibra nunca intersecten el eje. Tales rayos son llamados sesgados. Un ejemplo, es mostrado en la figura N^o 1.8., con vista en ambos terminales.

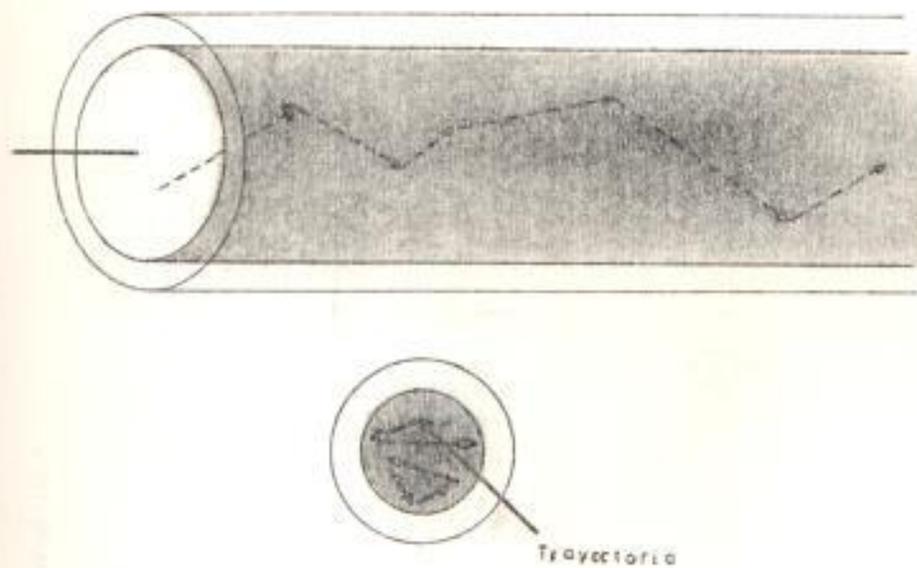


FIGURA N^o 1.8. TRAYECTORIA DEL RAYO SESGADO

También algunos rayos pueden entrar en ángulo cercano al ángulo crítico. En el rebote a lo largo de la fibra, su trayectoria puede ser conside

rablemente más larga que los rayos con ángulos superficiales. Consecuentemente, nunca podrán ser recobrados en el terminal de salida. Sin embargo, para cortas longitudes de fibra no pueden perderse. Estos dos efectos, más la presencia de la luz en la envoltura, para cortas longitudes resulta en una A.N., no exactamente concordante con las ecuaciones (1.10) y (1.12). Es admisible definir algún criterio para la especificación de la A.N. En Motorola, A.N. es tomado como el ángulo de aceptación por el cual la respuesta no es mayor a 10 decibelios del valor de pico. Esto es mostrado en la figura N° 1.9.

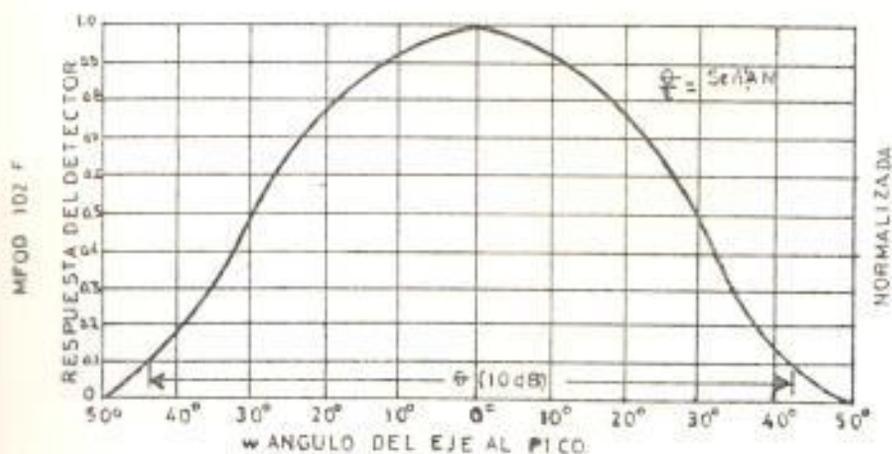


FIGURA N° 1.9. DEFINICION GRAFICA DE APERTURA NUMERICA.

La figura N^o 1.10., nos muestra un método típico de medición de la A.N. Consiste en tomar una muestra (al menos en un metro de fibra para permitir la atenuación en la envoltura) con un alto valor de A.N. y es conectado a un sensor radiométrico tal como un fotodiodo de gran área. La potencia detectada por el sensor es leída en un radiómetro medidor de potencia. El otro extremo de la fibra es montado en un accesorio rotativo tal que el eje de rotación coincida con el terminal de la fibra. Una fuente de luz colindante es dirigida al terminal de la fibra. Esta puede ser un láser o un LED, a una distancia suficiente para permitir que el rayo penetre a la fibra en forma paraxial. El terminal de la fibra es luego rotada hasta encontrar los dos puntos en los cuales la potencia recibida es 1/10 del valor de pico.

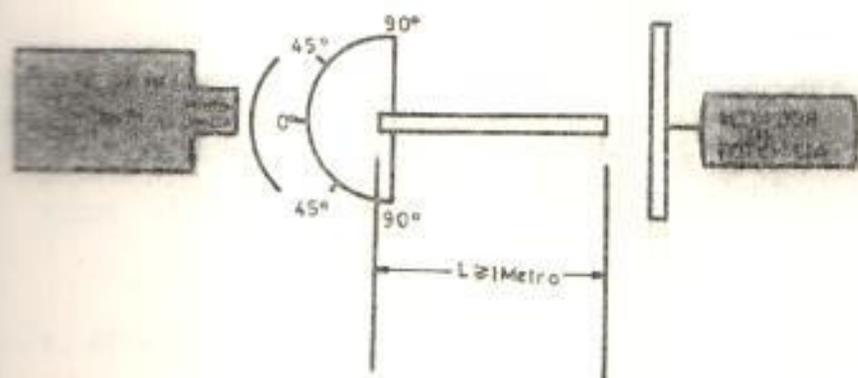


FIGURA N^o 1.10. MEDICION DE LA APERTURA NUMERICA DE UNA FIBRA

El seno del semiángulo entre estos dos puntos es la apertura numérica.

La A.N. aparente de una fibra es función de la A.N. de la fuente excitante. Por ejemplo la figura N°- 1.11.a y 1.11.b., es el gráfico de la A.N. Vs. la longitud para una misma fibra.

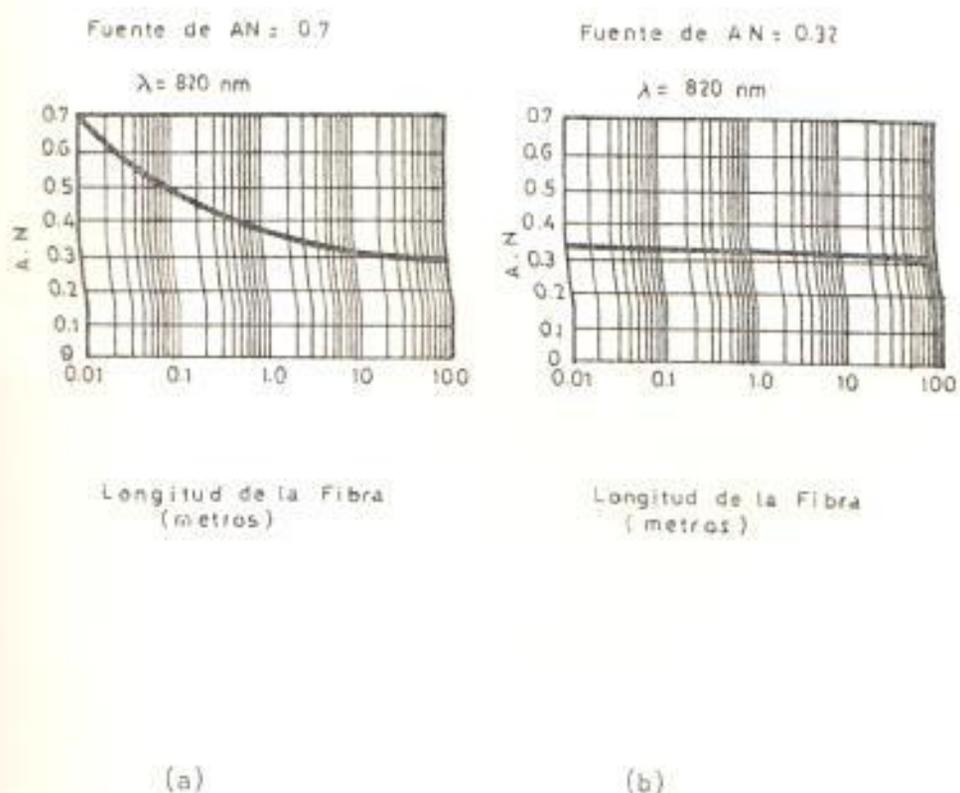


FIGURA N°- 1.11. APERTURA NUMERICA DE LA FIBRA Vs. LA LONGITUD PARA DOS FUENTES.

b. ATENUACION DE LA FIBRA

La atenuación de potencia en una fibra es función de la longitud principalmente, pero un sin número de factores contribuyen a la misma como :

imperfecciones en la interfase núcleo - envoltura, la falta de consistencia en el núcleo, impurezas en la composición. Las imperfecciones en la superficie y en el material tienden a afectar la longitud de onda. Las impurezas afectan en la selectividad de la longitud de onda.

Por ejemplo, las moléculas de hidróxidos (OH^-) son fuertes absorbedores de luz a los 900 nm. De esta forma si un fabricante de fibra quiere minimizar las pérdidas a 900 nm. debería poner especial cuidado en el proceso de eliminar la humedad (fuentes de OH^-). Otras impurezas también están presentes en el proceso de fabricación. El grado de control en la fabricación determina su característica de atenuación. El efecto acumulativo del resultado de varias impurezas es ilustrado en el gráfico atenuación Vs. longitud de onda. Por ejemplo, cuatro tipos de atenuaciones (dado en dB/Km) son mostrados en la figura N° 1.12.

En resumen, la atenuación es igual a LA RELACION DE LAS POTENCIAS LUMINOSAS SALIENTES Y ACOPADAS A LA FIBRA EXPRESADA EN DECIBELIOS Y REFERIDA A LA UNIDAD DE LONGITUD.

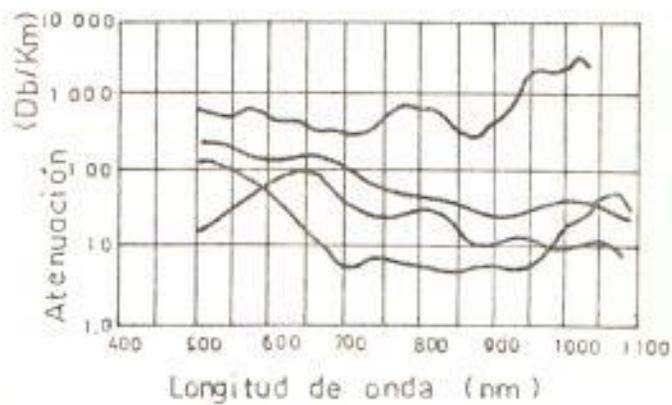


FIGURA N° 1.12. ATENUACION DE LA FIBRA Vs. LONGITUD DE ONDA.

c) LA DISPERSION (σ)

Es el parámetro que está relacionado con la respuesta temporal de la fibra y se expresa generalmente en nSeg/Km. Su valor indica la proporción en que un impulso de entrada muy estrecho se ensancha a medida que atravieza un kilómetro de fibra. La anchura del impulso se mide generalmente a la mitad de la amplitud.

d) TIPOS DE FIBRAS

Hay tres variedades disponibles hoy en día:

1. Núcleo de plástico y envoltura

2. Núcleo de silicio con envoltura de plástico - (llamado SEP).

3. Núcleo de vidrio y envoltura - silicio.

Todas las fibras plásticas son extremadamente rugosas y es usada en sistemas donde se hace un ajuste - día a día como en la interconexión de bancos. Su desventaja radica en su alta característica de atenuación.

Los cables SEP (Silicio con envoltura de plástico) - ofrecen una mejor característica de atenuación que el de vidrio y son menos afectadas por la radiación que todas las demás, por lo que es usado a escala militar.

e) EL DIAMETRO DEL NUCLEO Y DE LA ENVOLTURA

En la figura N°16, se mostró el perfil de una fibra de índice refractivo constante sobre la sección transversal del núcleo con una reducción de paso en la interfase núcleo - envoltura. El núcleo tenía un diámetro grande capaz de propagarse muchos modos a lo largo de su trayectoria.

En la figura N° 1.13., se muestra una sección de esta fibra con tres modos de propagación. El modo de más bajo orden es el que viaja en forma paralela al eje de la fibra. El modo de orden medio rodea varias veces la interfase. La longitud total de este modo es ciertamente mayor que el modo a lo largo del eje. Un modo de orden mayor da varios saltos en la fibra resultando una trayectoria extremadamente grande.

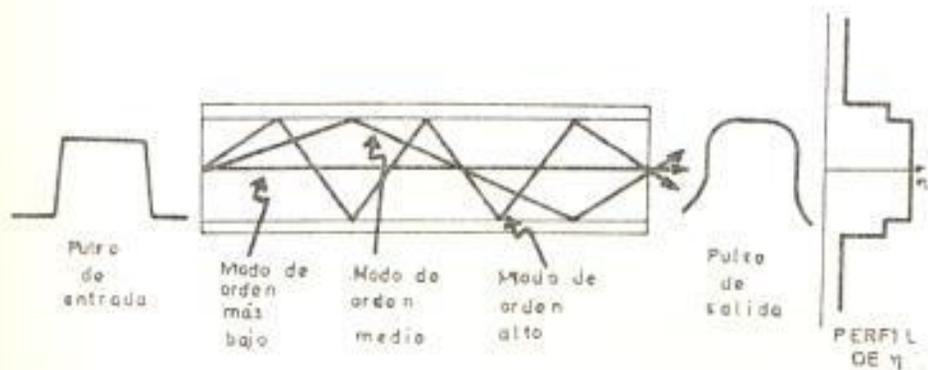


FIGURA N° 1.13. PROPAGACION DE MULTIMODOS A LO LARGO DE LA FIBRA.

La señal de entrada a esta fibra es un pulso de luz. Sin embargo, dado a que toda la luz que le entra a la fibra no llega al mismo -

tiempo (debido a la longitud de la trayectoria de modos más altos); esto hace que se distorcione el pulso.

Esta es la característica de una fibra de índice de paso en la propagación multimodo, lo cual tiende a limitar la frecuencia de propagación de los datos.

En la figura N^o 1.14, nos muestra lo que ocurre en un tramo de estos pulsos. Un tren de pulsos de entrada podemos observar en la parte (a) de la figura 1.14. A una distancia (como de 100 metros) los pulsos son distinguibles y recobrables. Sin embargo a una distancia mayor (como 200 metros) la dispersión hace que éstos sean indistinguibles e irrecobrables, por lo que esta fibra no será recomendada usarla a 200 metros y a la velocidad indicada. Consecuentemente, en las especificaciones de la fibra se dan el ancho de banda en unidades de MHz - Km -. Esto es, un cable de 200 MHz - Km puede transmitir datos a 200 MHz a 1.0 Km., o datos a 100.00 MHz a 2 Km., etc.

Para evitar las distorsiones debido a las dife

rencias en la longitud de las trayectorias se han fabricado fibras que tienen índice gradual.



(a) Entrada



(b) Señal a 100 metros



(c) Señal a 200 metros

FIGURA N°- 1.14. PERDIDAS DE LA IDENTIFICACION DEL PULSO DEBIDO A LA DISPERSION EN EL ANCHO DEL PULSO.

Un ejemplo de multimodo en una fibra de índice gradual se muestra en la figura N°- 1.15.

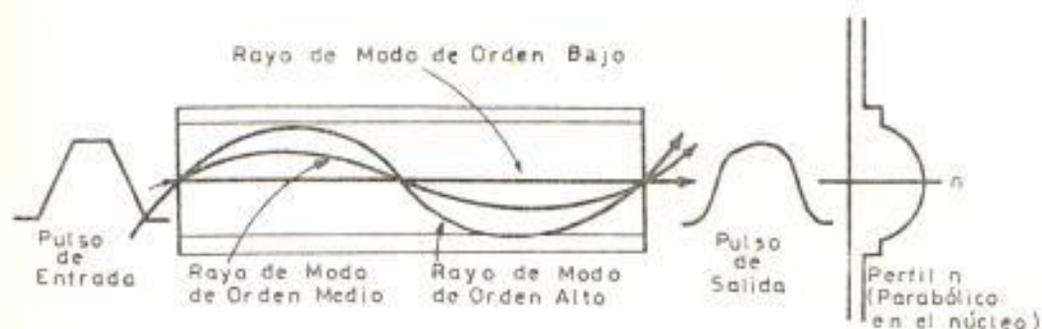


FIGURA N° 1.15. PROPAGACION MULTIMODO EN UNA FIBRA DE INDICE GRADUAL.

En el proceso de desarrollo el perfil del índice de refracción es mostrado en la figura anterior. Esto resulta en un modo de orden bajo viajando a través de un material de densidad constante. Los modos de orden más altos vistos en el material de densidad menor consiguen evadir del eje del núcleo. Así, la velocidad de propagación se incrementan lejos del núcleo. El resultado de esto es que, todos los modos pueden viajar distancias diferentes y tienden a cubrir la longitud de la

fibra al mismo tiempo.

Un tipo de fibra más, disponible es el de MODO SIMPLE con índice de paso como se muestra en la figura N° 1.16. En esta fibra, el núcleo es extremadamente pequeño (en el orden de unos pocos micrometros). Este tipo acepta modos de orden muy bajos únicamente y padece de dispersión no modal. Es una fibra costosa y requiere una muy alta potencia. Una fuente altamente direccional como como el láser (diodo). Consecuentemente es utilizada a una rata de transmisión muy alta y distancias cortas.

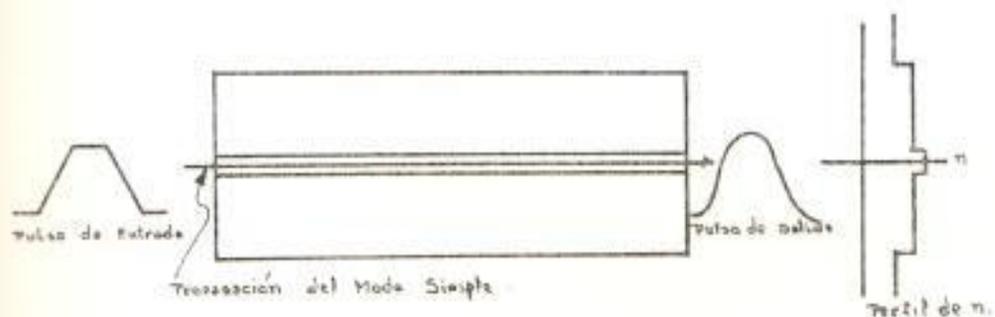


FIGURA N° 1.16. PROPAGACION EN UNA FIBRA DE INDICE DE PASO EN MODO SIMPLE

Todo el análisis hasta aquí realizado puede ser determinado a partir de las ecuaciones de Maxwell, para lo cual haremos una descripción matemática de la propagación de las ondas electromagnéticas en

las fibras ópticas utilizando dichas ecuaciones.

1.2.1. Derivación de las relaciones de campo de las ecuaciones de Maxwell

Las relaciones vectoriales entre los campos electromagnéticos en un medio de conductividad cero son:

$$\nabla \times \vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = - \mu \mu_0 \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \quad (1.13)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} = \epsilon \epsilon_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (1.14)$$

$$\vec{D} = \epsilon \epsilon_0 \vec{E} \quad (1.15)$$

$$\vec{B} = \mu \mu_0 \vec{H} \quad (1.16)$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = 0 \text{ (espacio libre de cargas)} \quad (1.17)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \text{ (espacio libre de polos)} \quad (1.18)$$

Asumiendo que la guía de onda está en la dirección Z, las soluciones de los problemas en los cuales los campos dependen de Z son de la forma:

$$\vec{E} = E_0(X, Y) e^{i(\omega t - K_z Z)} \quad (1.19)$$

$$\vec{H} = H_0(X, Y) e^{i(\omega t - K_z Z)} \quad (1.20)$$

Usando estas relaciones para derivar expresiones para las componentes de los campos en geometría cilíndrica como es el caso de las fibras ópticas, tenemos que usar las coordenadas polares r , θ y z , las mismas que están relacionadas con las coordenadas rectangulares por las expresiones:

$$X = r \cos \theta \quad (1.21)$$

$$Y = r \sin \theta \quad (1.22)$$

$$z = z \quad (1.23)$$

Los campos toman la forma:

$$\vec{E} = \vec{E}_0(r, \theta) e^{i(\omega t - K_z Z)} \quad (1.24)$$

$$\vec{H} = \vec{H}_0(r, \theta) e^{i(\omega t - K_z Z)} \quad (1.25)$$

La expresión para $\nabla \times \vec{A}$ en coordenadas polares cilíndricas es:

$$\nabla \times \vec{A} = \begin{vmatrix} \frac{\vec{r}}{r} & \vec{\theta} & \frac{1}{r} \vec{k} \\ \frac{\partial}{\partial r} & \frac{\partial}{\partial \theta} & \frac{\partial}{\partial z} \\ A_r & rA_\theta & A_z \end{vmatrix} \quad (1.26)$$

donde \vec{k} es el vector unitario en la dirección Z. Derivando las expresiones para las componentes de los campos de las expresiones (1) a (6) tenemos :

$$\frac{1}{r} \left\{ \frac{\partial E_z}{\partial \theta} + i K_z (r E_\theta) \right\} = -i\omega \mu_0 H_r \quad (1.27)$$

$$i K_z E_r + \frac{\partial E_z}{\partial r} = i\omega \mu_0 H_\theta \quad (1.28)$$

$$\frac{1}{r} \left(r \frac{\partial E_\theta}{\partial r} - \frac{\partial E_r}{\partial \theta} \right) = -i\omega \mu_0 H_z \quad (1.29)$$

$$\frac{1}{r} \left\{ \frac{\partial H_z}{\partial \theta} + i K_z (r H_\theta) \right\} = i\omega \epsilon_0 E_r \quad (1.30)$$

$$i K_z H_r + \frac{\partial H_z}{\partial r} = -i\omega \epsilon_0 E_\theta \quad (1.31)$$

$$\frac{1}{r} \left(r \frac{\partial H_\theta}{\partial r} - \frac{\partial H_r}{\partial \theta} \right) = i\omega \epsilon \epsilon_0 E_z \quad (1.32)$$

Mediante la eliminación entre estas ecuaciones podemos obtener expresiones para las componentes r y θ en término de z . Estas son:

$$E_r = \frac{-1}{K_T^2} \left(K_z \frac{\partial E_z}{\partial r} + \omega \mu \mu_0 \frac{1}{r} \frac{\partial H_z}{\partial \theta} \right) \quad (1.33)$$

$$E_\theta = \frac{1}{K_T^2} \left(\frac{K_z}{r} \frac{\partial E_z}{\partial \theta} - \omega \mu \mu_0 \frac{\partial E_z}{\partial r} \right) \quad (1.34)$$

$$H_r = -\frac{i}{K_T^2} \left(K_z \frac{\partial H_z}{\partial r} - \frac{\omega \epsilon \epsilon_0}{r} \frac{\partial E_z}{\partial \theta} \right) \quad (1.35)$$

$$H_\theta = \frac{-i}{K_T^2} \left(\frac{K_z}{r} \frac{\partial H_z}{\partial \theta} + \omega \epsilon \epsilon_0 \frac{\partial E_z}{\partial r} \right) \quad (1.36)$$

$$-K_T^2 = \omega^2 \epsilon \epsilon_0 \mu \mu_0 - K_z^2 = n^2 K_0^2 - K_z^2 \quad (1.37)$$

Donde K_T es la componente transversa total del vector K en la guía, y n es el índice de re

fracción ($n^2 = \epsilon$).

1.2.2. La Ecuación de la onda electromagnética

Si tomamos el rotacional de la ecuación 1.13, obtenemos:

$$\nabla \times (\nabla \times \vec{E}) = \mu \mu_0 \left(\nabla \times \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \right) \quad (1.38)$$

Diferenciando la ecuación 1.14, con respecto al tiempo:

$$\nabla \times \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} = \epsilon \epsilon_0 \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} \quad (1.39)$$

Haciendo uso del vector identidad:

$$\nabla \times (\nabla \times \vec{E}) = -\nabla(\nabla \cdot \vec{E}) - \nabla^2 \vec{E} \quad (1.40)$$

$$= -\nabla^2 \vec{E}$$

Dado a que $\nabla \cdot \vec{E} = 0$ (ecuación N° 1.17),

Por sustitución directa tenemos que:

$$\nabla^2 \vec{E} = \mu \mu_0 \epsilon \epsilon_0 \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} \quad (1.41)$$

y además:

$$\nabla^2 \vec{H} = \mu \mu_0 \epsilon \epsilon_0 \frac{\partial^2 \vec{H}}{\partial t^2} \quad (1.42)$$

Estas ecuaciones son de la forma general

$$\nabla^2 \vec{A} = \frac{1}{V^2} \frac{\partial^2 \vec{A}}{\partial t^2} \quad (1.43)$$

donde V es la velocidad de propagación (velocidad de fase) de la onda en el medio. De allí que:

$$V_p = \frac{1}{\sqrt{\mu \epsilon}} \quad (1.44)$$

y que para el espacio libre tenemos la velocidad de la luz c , dado por:

$$c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \quad (1.45)$$

Analizando la situación en guía de ondas circulares descrito en coordenadas cilíndricas, el operador Laplaciano toma la forma:

$$\nabla^2 A = \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial \vec{A}}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 \vec{A}}{\partial \theta^2} + \frac{\partial^2 A}{\partial z^2} \quad (1.46)$$

La figura N° 1.17, nos muestra la configuración de

la fibra óptica usada para la transmisión de datos en la práctica,

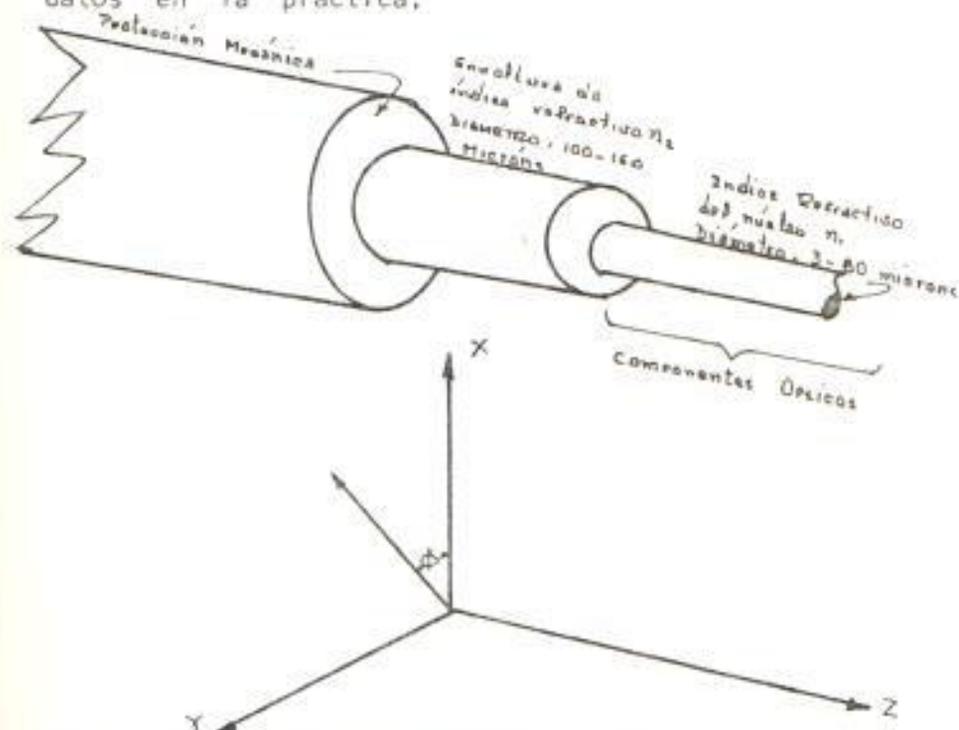


FIGURA Nº 1.17. DIAGRAMA ESQUEMATICO DE LA FIBRA GUIA DE ONDA DIELECTRICA CIRCULAR

La teoría presentada aquí es simplificada por la asunción de la diferencia de índice entre el núcleo y el material envolvente es muy pequeño lo cual nos da una considerable simplificación matemática de los modos del campo desarrollado por GLOGE para la notación de los campos polarizados linealmente (PL) los cuales incluyen los modos HE, EH y TE.

La ecuación de la onda para un medio homogéneo resuelto para una estructura de simetría cilíndrica es

$$\nabla^2 \vec{A} = \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial \vec{A}}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 \vec{A}}{\partial \theta^2} + \frac{\partial^2 \vec{A}}{\partial z^2} = \mu \mu_0 \epsilon \epsilon_0 \frac{\partial^2 \vec{A}}{\partial t^2}$$

$$\frac{\partial^2 \vec{A}}{\partial t^2} \quad (1.47)$$

Ahora postularemos una solución en la siguiente forma general:

$$\vec{A} = F_1(r) F_2(\theta) F_3(z) F_4(t) \quad (1.48)$$

Las soluciones dependientes de z y t son de la forma:

$$F_3(z) F_4(t) = e^{i(\omega t - K_z z)} \quad (1.49)$$

Sustituyendo estas funciones al resultado:

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial (F_1 F_2)}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 (F_1 F_2)}{\partial \theta^2} - K_z^2 (F_1 F_2) =$$

$$\mu \mu_0 \epsilon \epsilon_0 \omega^2 (F_1 F_2) \quad (1.50)$$

Ahora probando la solución para $F_2(\theta)$

$$F_2(\theta) = e^{+ (i k \theta)} \quad (1.51)$$

y obtenemos:

$$\frac{\partial^2 F_1}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial F_1}{\partial r} + \left(k_T^2 - \frac{k_z^2}{r^2} \right) F_1 = 0 \quad (1.52)$$

Pero sabemos que:

$$k_T^2 = \mu \mu_0 \epsilon \epsilon_0 \omega^2 - k_z^2 = k_0^2 n^2 - k_z^2 \quad (1.53)$$

en donde una de las dos situaciones es verdadera:

$$k_T^2 \geq 0 \quad \text{ó} \quad k_T^2 < 0 \quad (1.54)$$

Introduciendo el símbolo γ el mismo que se relaciona con k_T como sigue:

$$k_T^2 = -\gamma^2$$

La ecuación (1.52), ahora toma una de las dos formas generales, dependiendo de cual de las dos situaciones definidas le corresponda:

$$\frac{\partial^2 F_1}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial F_1}{\partial r} + (k_T^2 - \frac{\ell^2}{r^2}) F_1 = 0 \quad (1.55)$$

$$\frac{\partial^2 F_1}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial F_1}{\partial r} - (\gamma^2 + \frac{\ell^2}{r^2}) F_1 = 0 \quad (1.56)$$

Ambas ecuaciones 1.55 y 1.56 pueden ser reconocidas como ecuaciones de Bessel.

La solución general a la primera toma la forma :

$$F_1 = A_1 J_\ell(k_T \cdot r) + A_2 Y_\ell(k_T \cdot r) \quad (1.57)$$

y la solución a la segunda es de la forma:

$$F_1 = A_3 I_\ell(\gamma \cdot r) + A_4 K_\ell(\gamma \cdot r) \quad (1.58)$$

donde A_1 , A_2 , A_3 y A_4 son constantes; $J_\ell(k_T \cdot r)$ es una función de Bessel de primera clase, y $Y_\ell(k_T \cdot r)$ de segunda clase; y $I_\ell(\gamma \cdot r)$ y $K_\ell(\gamma \cdot r)$ son funciones de Bessel modificados de primera y segunda clase. Las constantes serán determinadas por las condiciones de frontera en los problemas los cuales no han sido especificados todavía.

De las cuatro constantes, A_1 a A_4 , dos de ellas pueden hacerse cero sin ninguna dificultad. En efecto, A_2 debe ser cero, debido a que la función $Y_\lambda(k_T r)$ tiende a infinito al mismo tiempo que r tiende a cero, lo cual físicamente no es permisible para describir el campo en el núcleo. La constante A_3 debe ser fijada a cero porque la función $I_\lambda(\gamma, r)$ tiende a infinito así como r también tiende a infinito y nos interesa únicamente las soluciones las cuales representan ondas rebotantes. Así escogemos las funciones de Bessel $J_\lambda(k_T r)$ para la solución del núcleo y las funciones de Bessel modificadas $K_\lambda(\gamma, r)$ para representar los campos en la región envolvente, debido a que se comporta como $e^{-\gamma r}$ para un r grande.

1.2.3. Modos linealmente polarizados (LP)

Postulemos siguiendo las ecuaciones 1.55 a 1.58, expresiones para las componentes del campo E_y en el núcleo y envolvente en la siguiente forma :

$$E_y(\text{nuc}) = E_y(\text{nuc}) \frac{J_\lambda(k_{Ty})}{J_\lambda(k_{Ta})} \cos(\lambda\theta) = \left(\frac{Z_0}{\eta}\right) \quad (1.59)$$

$$H_x(\text{nuc})$$

$$E_{y(\text{envoltura})} = E_{\ell(\text{env})} \frac{K_{\ell(\gamma, r)}}{K_{\ell(\gamma, a)}} \cos(\ell \vartheta) = \left(\frac{Z_0}{\eta}\right) H_{x(\text{env})}$$

Donde: (1.60)

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}}$$

A partir de estas expresiones podemos inmediatamente derivar expresiones para las componentes Z y ϑ de los campos. Asumimos que la componente E_x es mucho más pequeña que la componente E_y y se demuestra que esta asunción nos permite dar consistencia a que $\Delta \ll 1$.

Donde:

$$\Delta = \frac{n_1 - n_2}{n_2} = \frac{n_1 - n_2}{n_1} \quad (1.61)$$

Estos resultados pueden ser obtenidos de las soluciones completas para los modos en la guía y combinando luego en pares apropiados para cancelar las componentes de los campos no buscados. Pero esta ruta nos lleva a un análisis más grande y a las mismas conclusiones.

Haciendo uso de nuestras asunciones que $E_x \ll E_y$ y que $H_y \ll H_x$ obtenemos de las ecuaciones 1.47 y 1.50.

$$\frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} = -i\mu\mu_0\omega H_z \quad (1.62)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} = i\omega\epsilon\epsilon_0 E_z \quad (1.63)$$

Lo siguiente:

$$E_z = \frac{i}{\omega\epsilon\epsilon_0} \frac{\partial H_x}{\partial y} \quad (1.64)$$

$$H_z = \frac{i}{\omega\mu\mu_0} \frac{\partial E_y}{\partial x} \quad (1.65)$$

Luego con algo de álgebra y siguiendo resultados normales como:

$$\frac{\partial}{\partial x} = (\cos \theta) \frac{\partial}{\partial r} - \left(\frac{\sin \theta}{r}\right) \frac{\partial}{\partial \theta} \quad (1.65.a)$$

$$\frac{\partial}{\partial y} = (\sin \theta) \frac{\partial}{\partial r} + \left(\frac{\cos \theta}{r}\right) \frac{\partial}{\partial \theta} \quad (1.66)$$

$$\frac{\partial}{\partial z} (J_\ell(z)) = \frac{1}{2} (J_{\ell-1}(z) - J_{\ell+1}(z)) \quad (1.67)$$

$$\left(\frac{2l}{z}\right) J_l(z) = J_{l-1}(z) + J_{l+1}(z) \quad (1.68)$$

Obtenemos expresiones para las componentes z de los campos eléctricos y magnéticos en el núcleo y envoltura.

$$E_{z \text{ núcleo}} = \frac{-i E_l \text{ núcleo } K_{T1}}{2K_0 \eta_1} \left\{ \frac{J_{l+1}(K_{T1}r)}{J_l(K_{T1}a)} \text{ Sen}(l+1)\theta \right. \\ \left. + \frac{J_{l-1}(K_{T1}r)}{J_l(K_{T1}a)} \text{ Sen}(l-1)\theta \right\} \quad (1.69)$$

$$E_{z \text{ envolt}} = \frac{-i E_l \text{ envolt } r}{2K_0 \eta_2} \left\{ \frac{K_{l+1}(\gamma_2 r)}{K_l(\gamma_2 a)} \right. \\ \left. \text{Sen}(l+1)\theta + \frac{K_{l-1}(\gamma_2 r)}{K_l(\gamma_2 a)} \text{ Sen}(l-1)\theta \right\} \quad (1.70)$$

$$H_{z \text{ núcleo}} = \frac{-i E_l \text{ núcleo } K_{T1}}{2\mu_1 \mu_0 \omega} \left\{ \frac{J_{l+1}(K_{T1}r)}{J_l(K_{T1}a)} \right. \\ \left. \text{Cos}(l+1)\theta - \frac{J_{l-1}(K_{T1}r)}{J_l(K_{T1}a)} \text{Cos}(l-1)\theta \right\} \quad (1.71)$$

$$H_{z \text{ envolt}} = \frac{-i E_l \text{ núcl } \gamma_2}{2\mu_2 \mu_0 \omega} \left\{ \frac{K_{l+1}(\gamma_2 r)}{K_l(\gamma_2 a)} \text{Cos}(l+1)\theta \right. \\ \left. + \frac{K_{l-1}(\gamma_2 r)}{K_l(\gamma_2 a)} \text{Cos}(l-1)\theta \right\} \quad (1.72)$$

Notamos dos características de dichas expresiones. El primero es que las componentes E_z son mucho más pequeñas que las componentes E_y debido a los factores (k_T/n_1k_0) y (γ_2/n_2k_0) . La segunda característica es que todas incluyendo ambos términos $\ell + 1$ y $\ell - 1$.

Para obtener soluciones para los modos patrones de la estructura debemos igualar las componentes tangenciales de los campos en la interfase. Debemos calcular expresiones para $E(\theta)$ y $H(\theta)$ usando los resultados anteriores y las ecuaciones 1.34 a 1.36.

$$E_{\theta}^{nucl} = E_{\ell}^{nucl} \left\{ \frac{J_{\ell}(K_T r)}{J_{\ell}(K_T a)} \right\} \{ \cos(\ell+1)\theta + \cos(\ell-1)\theta \}$$

(1.73)

$$E_{\theta}^{env} = E_{\ell}^{env} \left\{ \frac{K_{\ell}(\gamma_2 r)}{K_{\ell}(\gamma_2 a)} \right\} \{ \cos(\ell+1)\theta + \cos(\ell-1)\theta \}$$

(1.74)

$$H_{\theta}^{nucl} = \frac{-E_{\ell}^{nucl} n_1 k_0}{2 u_1 \mu_0 w} \left\{ \frac{J_{\ell}(K_T r)}{J_{\ell}(K_T a)} \right\} \{ \sin(\ell+1)\theta - \sin(\ell-1)\theta \}$$

(1.75)

$$H_{\theta}^{\text{envol}} = \frac{-E_{\ell}^{\text{env}} n_0 k_0}{2u_2 \mu_0 \omega} \left\{ \frac{K_{\ell}(\gamma_2 r)}{K_{\ell}(\gamma_2 a)} \right\} \quad (1.76)$$

$$\{ \text{Sen } (\ell+1) \theta - \text{Sen } (\ell-1) \theta \}$$

Ahora, si resolvemos las ecuaciones (1.73) a (1.76) sin la asunción impuesta que $n_1 \approx n_2$, la ecuación es obtenida como sigue:

$$\left(\frac{K_{T1}^a}{n_1} \right) \left(\frac{J_{\ell+1}(K_{T1}^a)}{J_{\ell}(K_{T1}^a)} \right) = \pm \left(\frac{\gamma_2^a}{\gamma_2} \right)$$

$$\left(\frac{K_{\ell+1}(\gamma_2^a)}{K_{\ell}(\gamma_2^a)} \right) \quad (1.77)$$

Esta ecuación se añade a las soluciones para los modos EH, TE, TM y HE de los cuales se forman los modos LP. El término $(\ell+1)\theta$ va delante a los modos $HE_{\ell+1,m}$, mientras que el término $(\ell-1)\theta$ va delante a los modos $EH_{\ell-1,m}$, TE_m y TM_m .

En el límite que $\Delta \ll 1$ y dado que $n_1 \approx n_2$

La ecuación (1.77) se reduce a la forma:

$$K_{T1} \left[\frac{J_{\ell-1}(K_T a)}{J_{\ell}(K_T a)} \right] = -\gamma_2 \left[\frac{K_{\ell-1}(\gamma_2 a)}{K_{\ell}(\gamma_2 a)} \right] \quad (1.78)$$

El modo de orden más bajo caracterizado por $\ell=0$, tiene un cortocircuito dado por la raíz más bajo de la expresión:

$$J_{\ell}(K_T a) = -J_{\ell}(K_T a) = 0 \quad (1.79)$$

Debido a que $k_{T1} a = 0$; y $a = 0$

De esta forma, el modo de orden más bajo se corta el circuito solamente cuando la guía no existe ($a = 0$). Este modo es nominado como LP_{01} , teniendo un patrón de campo descrito por $\ell=0$ y una característica de cortocircuito de el primer cero de la función de Bessel. El próximo modo del tipo $\ell=0$, de cortocircuito ocurre cuando el próximo J_{ℓ} se iguala a cero. Esto es cuando $k_{T1} a = 3.83$. Este modo es nominado como LP_{02} . Similarmente, los modos con un campo caracterizado por $J_{\ell}(k_{T1} r)$ tiene cortos cuando

$$J_0(k_{T1}a) = 0$$

Así el LP₁₁ está en corto cuando $k_{T1}a=2.405$

En la figura N° 1.18., se muestran las regiones en las cuales un modo dado es uno de los más altos permitido de un grupo de valores para un k dado nominado con la notación modo LP. También se muestra en la figura la notación de los modos asociados HE, EH, TE y TM, los cuales están necesariamente cuando las aproximaciones referidas a la asunción que $\Delta n \ll 1$. El análisis más riguroso y la derivación más precisa de la condición de corte para cada modo ha sido discutido largamente por Marcuse.

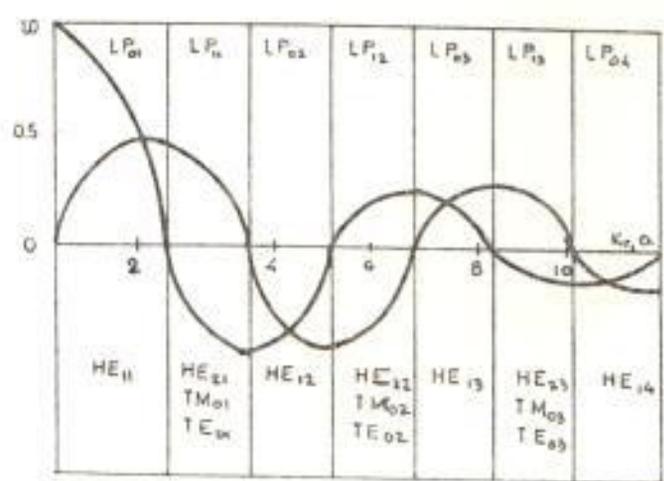


FIGURA N° 1.18. REGIONES PERMITIDAS POR LOS MODOS LP GRAFICADO VS. EL VALOR PARA UNA GUIA DE INDICE DE PASO ($V = k_{T1}a$) INDICANDO TAMBIEN LOS MODOS EQUIVALENTES HE, EH, TE y TM.

El rasgo atractivo del modo LP teóricamente da do es que nos muestra que hay un completo grupo de modos de las guías de interés en las comunicaciones ópticas en las cuales una de las componentes eléctricas y magnéticas son significantes. El vector E puede ser es cogido para situarse a lo largo de algún radio arbitrario con un vector H a lo largo de un radio perpendicular. Escogiendo ésto, siempre estará un segundo modo independiente con E y H ortogonales al primer par. Pero con solamente un vector E simple cada modo es fa cilmente visualizado y dibujado. Para ilustrar esto, mostraremos en las figuras N^o 1.19. y 1.20., las formas permitidas para los dos mo dos LP_{01} y el LP_{11}

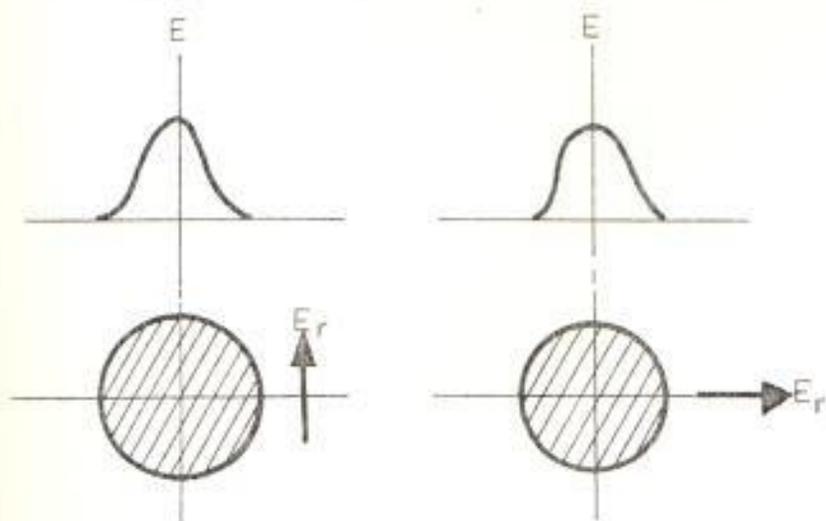


FIGURA N^o 1.19. DISTRIBUCION DEL CAMPO DEL MODO LP_{01} .

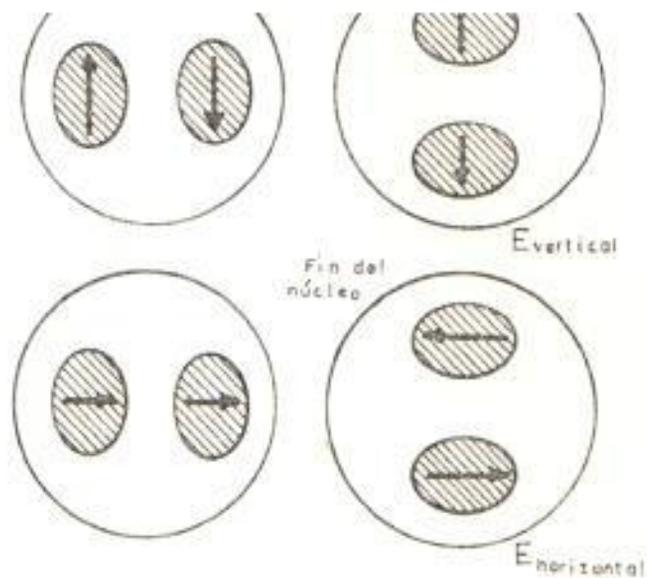


FIGURA N^o 1.20. DISTRIBUCION DEL CAMPO DEL MODO LP₁₁

Notemos que, dado a que cada una de las dos direcciones de polarización posibles pueden ser acoplados con cada una de las dependencias azimutal $\cos \lambda \vartheta$ ó $\text{Sen } \lambda \vartheta$, son obtenidos cuatro patrones de modos discretos experimentalmente para un determinado LP_{1m} simple.

1.2.4. FLUJO DE POTENCIA EN UNA GUIA CIRCULAR DE INDICE DE PASO

Podemos derivar expresiones para el flujo de potencia a lo largo de la guía en los materiales de la envoltura y el núcleo para un modo dado en términos de los parámetros del campo eléctrico de la guía. Esto es hecho -

usando las expresiones para la componente Z del vector de Poynting e integrando sobre la región de interés. Así la potencia en núcleo y envoltura respectivamente es dado por:

$$P_z^{\text{núcleo}} = \frac{1}{2} \int_0^a \int_0^{2\pi} r (E_x H_y^* - E_y H_x^*) d\theta dr \quad (1.80)$$

$$P_z^{\text{envolt}} = \frac{1}{2} \int_a^{\infty} \int_0^{2\pi} (E_x H_y^* - E_y H_x^*) d\theta dr \quad (1.81)$$

Usando las expresiones para E_y y H_x^* de las ecuaciones (1.59) y (1.60), las cuales son:

$$E_y^{\text{nucl}} = \left(\frac{Z_0}{n_1} \right) H_x^{\text{nucl}} = E_{\text{núcleo}} \left\{ \frac{J_2(k_{T1} r)}{J_2(k_{T1} a)} \right\} \cos(\lambda \theta) \quad (1.82)$$

$$E_y^{\text{envolt}} = \left(\frac{Z_0}{n_2} \right) H_x^{\text{envolt}} = E_{\text{envolt}} \left\{ \frac{K_2(\gamma_2 r)}{K_1(\gamma_2 a)} \right\} \cos(\lambda \theta) \quad (1.83)$$

Sustituyendo para los campos y descartando -

las componentes de E_x y H_y^z , obtenemos:

$$P_z^{\text{núcleo}} = \frac{\pi}{2} \frac{n_1 (E_{\text{núcleo}})^2}{Z_0 J_{\ell}^2 (K_{T1} a)} \int_0^a r J_{\ell}^2 (K_{T1} r) dr \quad (1.84)$$

$$P_z^{\text{envolt}} = \frac{\pi}{2} \frac{n_2 (E_{\text{envolt}})^2}{Z_0 K_{\ell}^2 (\gamma_2 a)} \int_a^{\infty} r K_{\ell}^2 (\gamma_2 r) dr \quad (1.85)$$

Por supuesto $E_{\text{env}} = E_{\text{núcleo}} = E$. Ambas integrales son tabuladas de tal forma que podemos expresar los resultados como:

$$P_z^{\text{núcleo}} = \frac{\pi}{4} \frac{n_1 E^2 a^2}{Z_0 J_{\ell}^2 (K_{T1} a)} \{ J_{\ell}^2 (K_{T1} a) - J_{\ell-1} (K_{T1} a) J_{\ell+1} (K_{T1} a) \} \quad (1.86)$$

$$P_z^{\text{envolt}} = \frac{\pi}{4} \frac{n_2 E^2 a^2}{Z_0 K_{\ell}^2 (\gamma_2 a)} \{ K_{\ell+1} (\gamma_2 a) K_{\ell-1} (\gamma_2 a) - K_{\ell}^2 (\gamma_2 a) \} \quad (1.87)$$

Haciendo:

$$\kappa = \frac{\kappa_{\ell}^2 (\gamma_2 a)}{\kappa_{\ell-1} (\gamma_2 a) \kappa_{\ell+1} (\gamma_2 a)} \quad (1.88)$$

Podemos simplificar las dos ecuaciones de potencia de la siguiente forma:

$$P_Z^{\text{nuc1}} = A \left(1 + \left(\frac{\gamma_2}{\kappa_{T1}} \right)^2 \frac{1}{\kappa} \right) = P_{\text{núcleo}} \quad (1.89)$$

$$P_Z^{\text{env}} = A \left\{ \frac{1}{\kappa} - 1 \right\} = P_{\text{env}} \quad (1.90)$$

$$A = \frac{\pi a^2 n E^2}{4 Z_0} \quad (1.91)$$

$$\begin{aligned} P_{\text{total}} &= P_Z^{\text{nuc}} + P_Z^{\text{env}} = \frac{A}{\kappa} \left(1 + \left(\frac{\gamma_2}{\kappa_{T1}} \right)^2 \right) \\ &= \frac{A}{\kappa} \left(\frac{V^2}{\kappa_{T1}^2 a^2} \right) \end{aligned} \quad (1.92)$$

Ahora, usando la notación estándar

$$\omega = \gamma_2 a, \quad U = \kappa_{T1} a, \quad V^2 = U^2 + \omega^2 \quad (1.93)$$

Inmediatamente tenemos las relaciones.

$$\frac{P_{\text{nucl}}}{P_{\text{total}}} = 1 - \frac{U^2}{V^2} (1 - \kappa) \quad (1.94)$$

$$\frac{P_{\text{env}}}{P_{\text{total}}} = \frac{U^2}{V^2} (1 - \kappa) \quad (1.95)$$

Una expresión aproximada para κ la cual es válida para los modos no cercanos al corte es:

$$\kappa = 1 - \frac{1}{\sqrt{\omega^2 + \ell^2 + 1}} \quad (1.96)$$

Un modo muy bien guiado tiene $U < V_1$ tal que $P_{\text{nuc}} \gg P_{\text{envolt}}$ como es de esperarse. Un modo que aprovecha el corte tiene $W < V$ y $U \approx V$ tal que:

$$\frac{P_{\text{núcleo}}}{P_{\text{total}}} \rightarrow 1 - \frac{1}{\sqrt{\ell^2 + 1}} \quad (1.97)$$

$$\frac{P_{\text{env}}}{P_{\text{total}}} \rightarrow \frac{1}{\sqrt{l^2 + 1}}$$

Este resultado nos muestra que para un modo no desviado ($l=0$) la potencia del modo se mueve completamente en el corte de la envoltura. Sin embargo, para un modo oblicuo ($l \gg 0$) la potencia permanece concentrado en el núcleo o justo en el corte.

Para completar nuestro análisis descriptivo haremos un resumen a las propiedades de la fibra, intentando aquí comparar las fibras ópticas con el cable coaxial. La figura 1.21., nos muestra la característica de pérdidas Vs. frecuencia de una fibra de bajas pérdidas comparada con la característica de varios cables coaxiales. Note que la atenuación de la fibra óptica es independiente de la frecuencia (hasta el punto donde la dispersión modal entra en juego).

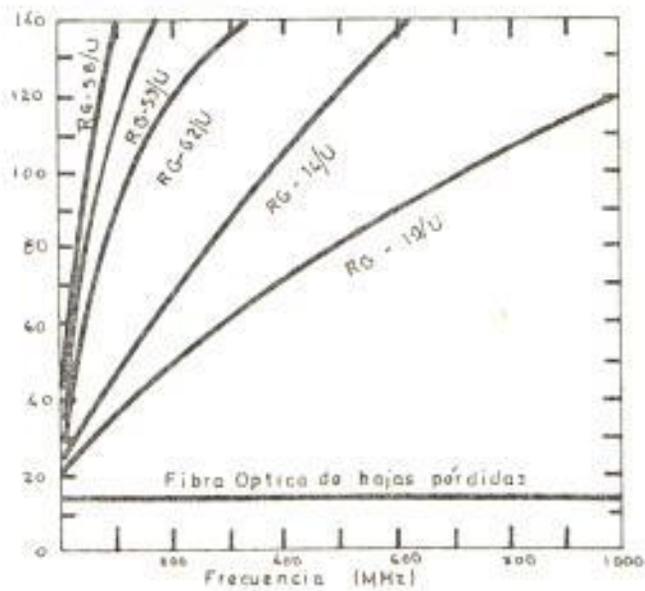


FIGURA N^o 1.21. COMPARACION DE LA ATENUACION Vs. FRECUENCIA ENTRE FIBRA OPTICA Y CABLE COAXIAL.

1.3. DIODOS EMISORES DE LUZ

Así como existen LED_s usados en las pantallas de las calculadoras, también los hay para satisfacer los requerimientos de generación de luz cercanos - al infrarrojo para el acoplamiento en fibras. Hay varios criterios de importancia para los LEDs usados en fibras:

- a. Potencia de salida
- b. Longitud de onda
- c. Velocidad
- d. Patrón de emisión

a) POTENCIA DE SALIDA:

Los fabricantes están continuamente luchando para incrementar la potencia de salida o eficiencia de los LEDs.

Mientras más eficiente es un led, menos excitación requiere. Sin embargo, la potencia total emitida por un LEDs no lo es todo.

b) LONGITUD DE ONDA:

Las fibras ópticas exhiben una característica de atenuación que varía con la longitud de onda como se indicó anteriormente en la figura N^o 1.12. En la figura N^o 1.22., se repite una simple curva de las antes indicadas.

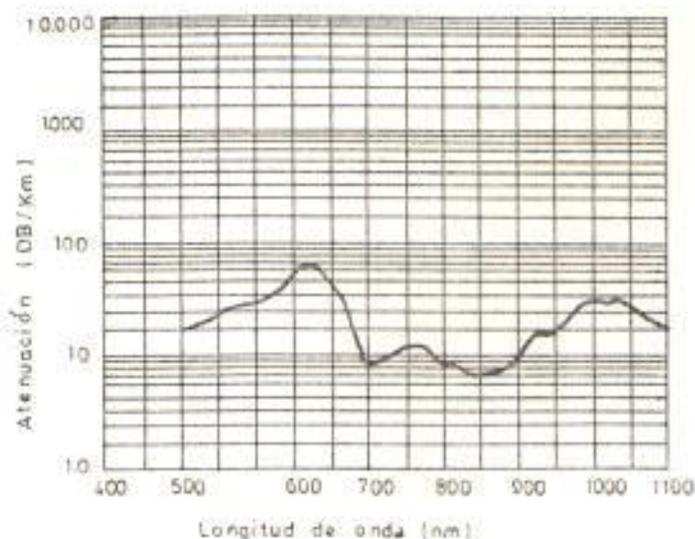


FIGURA N^o 1.22. ATENUACION Vs. LONGITUD DE ONDA PARA UNA FIBRA SIMPLE.

Si esta fibra fuera usada en un sistema, la longitud de onda deseada en la operación podría ser de 875 nm donde la atenuación está en su punto más bajo, 7.0 dB/Km. La longitud de onda menos indicada sería de 630 nm donde las pérdidas son de cerca de 60 dB/Km.

c) VELOCIDAD:

Los LEDs tienen un tiempo finito de prendido y apagado. Un dispositivo con una respuesta de 100 ns nunca podría trabajar en un sistema de 20 MHz (En general, los 3.0 dB de ancho de banda es igual a 0.35 dividido por el tiempo de subida). En un sistema simétrico RPC (retorno por cero) el ancho del pulso para un simple bit podría ser de 25 ns. Un LED de 100 ns difícilmente podría cambiar de estado. Hay a menudo un compromiso entre la velocidad y la potencia.

d) PATRON DE EMISION:

En un típico sistema de comunicación de datos la luz del LED es acoplada a una fibra con un núcleo de diámetro de 100 a 200 μm o menor a él, lo cual hará posible acoplar toda la potencia a la fibra.

1.3.1. Generación de luz

La luz emitida por el LED es el resultado de la combinación de electrones y huecos. Electricamente, un LED es una unión P-N. Bajo polarización directa, los portadores minoritarios son inyectados a través de la unión. Una vez que atraviesan se recombinan con los portadores mayoritarios dando un desprendimiento de energía en el proceso la cual es aproximadamente igual a la energía presente en el material. El mismo proceso de inyección/recombinación ocurre en una unión P-N; pero en ciertos materiales, la naturaleza del proceso es típicamente radiactivo-esto es, producido un fotón de luz. En otros materiales (silicio y germanio, por ejemplo) el proceso es primariamente no-radiactivo y no se generan los fotones.

Los materiales emisores de luz tienen una distribución de sitios no radiactivos- usualmente defectos en la red cristalina impurezas, etc. Minimizar aquello es el reto del fabricante en su intento de producir dispositivos más eficientes. Esto es lo que da un tiempo de vida a los LEDs en forma finita, aunque un tiempo de vida de

10^5 a 10^6 horas es esencialmente infinita comparado con algún otro componente de otros sistemas.

La estructura de los LED más simples son homojuntura, dispositivos de crecimiento epitaxial y dispositivos simplemente difundidos. Estas estructuras son mostradas en la figura N° 1.23.

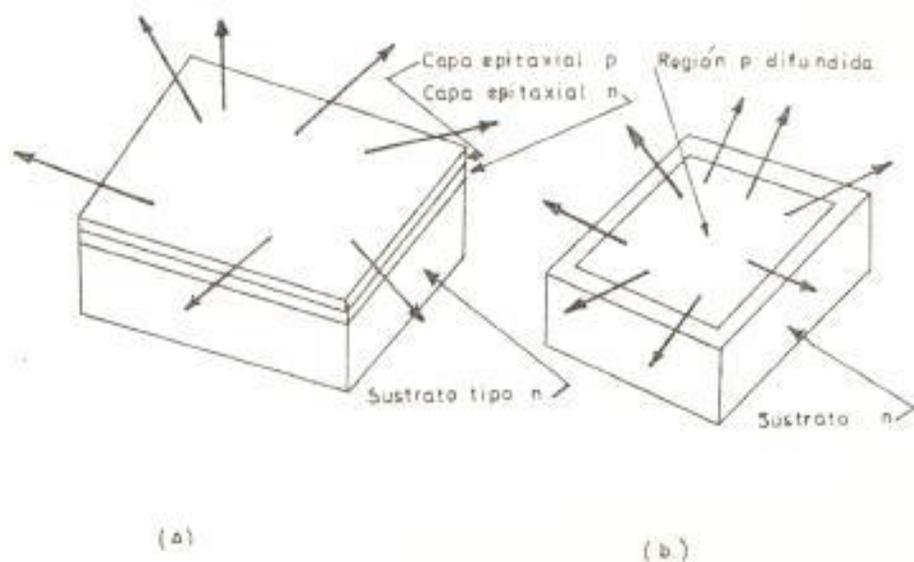


FIGURA N° 1.23. ESTRUCTURAS DE LED SIMPLE

a) DE CRECIMIENTO EPITAXIAL

b) DE DIFUSION PLANAR

Otra estructura es el LED de fibra óptica planar. El LED de heterojuntura planar es similar a los LED de juntura de crecimiento de la figura N° 1.23. Ambos utilizan el proceso epitaxial en la

fase líquida para fabricar el dispositivo. El LED es mostrado en la figura N° 1.24., que corresponde a una heterojuntura cuya estructura es de arseniuro de Galio y aluminio. La geometría es diseñada para que la corriente esté concentrada en una pequeña área de la capa activa.

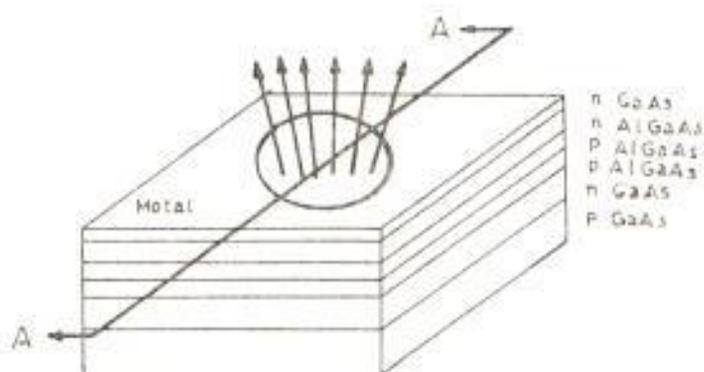
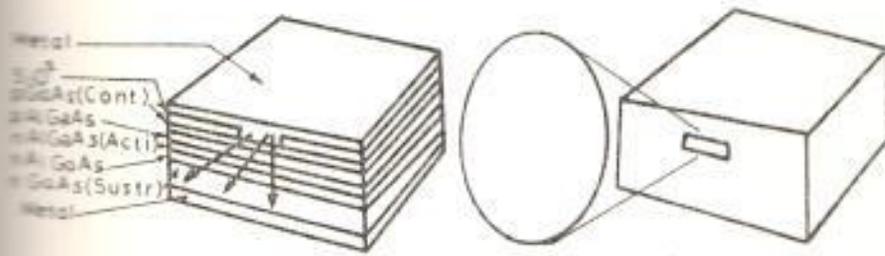


FIGURA N° 1.24. LED DE HETEROJUNTURA PLANAR

Otra estructura es el LED de emisión de borde que es una variación de la familia de heterojuntura que emite un patrón más direccional como se muestra en la figura N° 1.25.



(a) (b)
 FIGURA N° 1.25. LED DE EMISION DE BORDE
 a) ESTRUCTURA
 b) PATRON DE RAYO

1.4. FOTODETECTORES

Los fotodiodos PIN es una juntura p-n, el mismo que puede ser usado para generar luz como para detectar. Si una junta p-n es polarizada inversamente y bajo condiciones de penumbra, fluye una pequeñísima corriente. Sin embargo, cuando la luz solar incide sobre el dispositivo, la energía fotónica es absorbida y se crea un par hueco - electrón. Si los portadores son creados en la región cercana a la de deflección en la juntura, éstos pasan a través de la misma por un campo eléctrico, la cual causa un flujo de corriente en la circuitería externa al diodo cuya magnitud es proporcional a la potencia de luz absorbida por el diodo y de la longitud de onda. La estructura típica de un fotodiodo

do es mostrada en la figura N° 1.26.

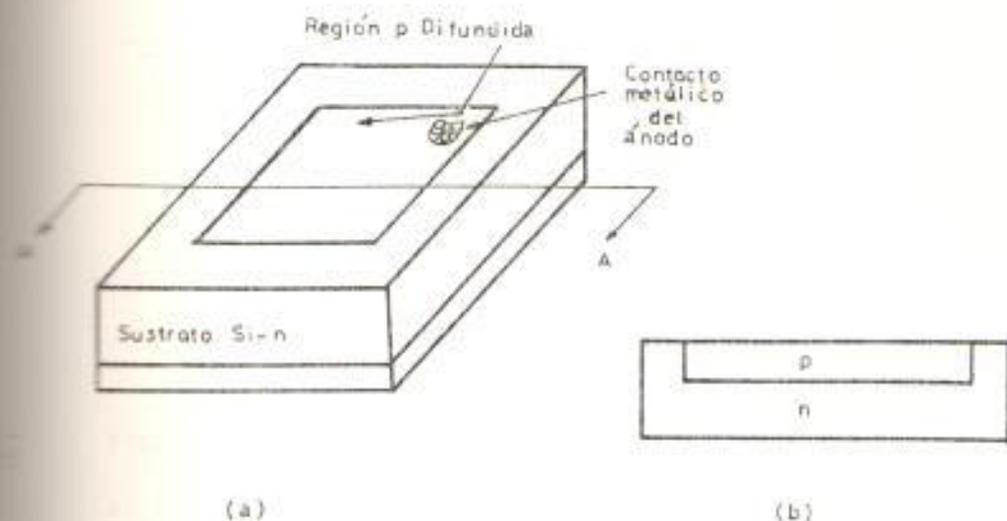


FIGURA N° 1.26. FOTODIODO PN.

a) DISPOSITIVO

b) VISTA DE LA SECCION AA.

En la figura N° 1.27., se muestra la característica I-V y la sensibilidad espectral.

En la figura N° 1.27., se ve que bajo condiciones de polarización inversa, el flujo de corriente es una notable función de la densidad de potencia de la luz en el dispositivo. Note que en el modo de polarización directa, el dispositivo actúa eventualmente como un diodo ordinario con una característica exponencial I-V.

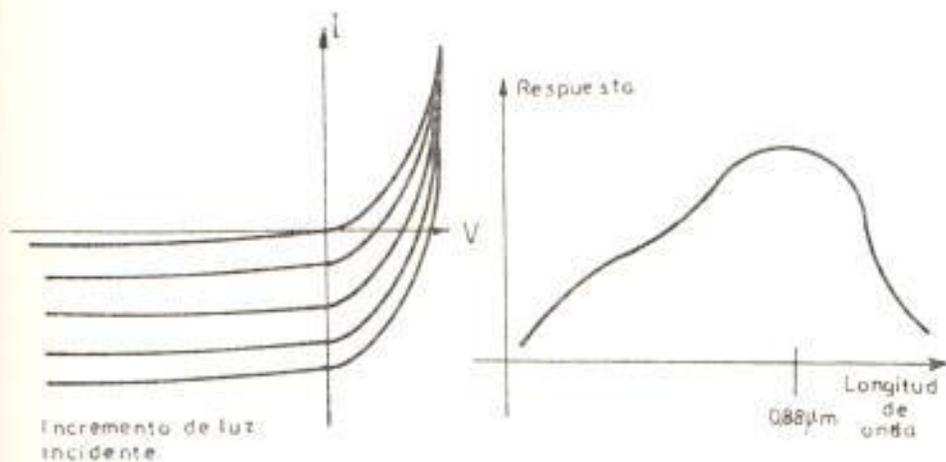


FIGURA N^o 1.27. CARACTERISTICA DE UN FOTODIODO PN

- a) FAMILIA I-V
- b) SENSIBILIDAD ESPECTRAL

Al menos, este tipo de fotodiodo podría ser usado como un detector óptico, el mismo que exhibe tres rasgos indeseables. El ruido cuando está en funcionamiento por lo que no es usado en sistemas sensitivos; no es recomendado para aplicaciones en la transmisión de datos a alta velocidad; y debido a la deflección en el ancho no es sensitivo. Por ejemplo, considere la figura N^o 1.28.,

La deflección es indicada por el campo eléctrico graficado. En un dispositivo típico, el ánodo p es muy

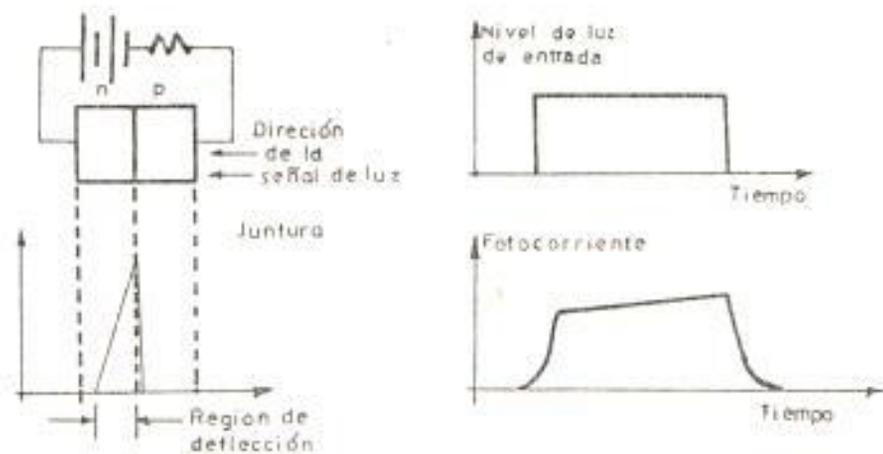


FIGURA N^o 1.28. CAMPO ELECTRICO EN UN FOTODIODO PN POLARIZADO INVERSAMENTE.

densamente dopado y la región de deflección de importancia está en el lado del cátodo n; así, la luz solar en el dispositivo penetrará a través de la región p cerca de la unión. Si todos los fotones absorbidos se sitúan en la región de deflección, los electrones y huecos generados serán acelerados por el campo y serán convertidos a corriente en el circuito.

Los parámetros críticos en los diodos PIN en la aplicación de una fibra óptica son:

- a. Respuesta
- b. Corriente de penumbra

- c) Velocidad de respuesta.
- d) Respuesta espectral.

a) RESPUESTA

Es usualmente dado en amps/watt a una longitud de onda particular. Es una medida de la corriente de salida del diodo para una potencia fija dada. En un sistema, el diseñador será capaz de calcular el nivel de potencia acoplado del sistema al diodo.

b) CORRIENTE DE PENUMBRA

Es la corriente de fuga inversa generada térmicamente. En la juntura, con una señal de corriente de señal calculada de la respuesta y potencia incidente da al diseñador la relación de prendido - apagado a ser esperada en el sistema.

c) VELOCIDAD DE RESPUESTA

Determina la máxima velocidad de datos de capacidad del diodo y en conjunción con la respuesta de otros elementos del sistema.

d) RESPUESTA ESPECTRAL

Determina el rango, o longitud del sistema que puede ser aprovechado con relación a la longitud de onda, al cual la respuesta es caracterizada. Por ejemplo, considere la

Figura N° 1.29. La respuesta del MF0010 2F es dado como 0.15 amp/W a 900 nm.

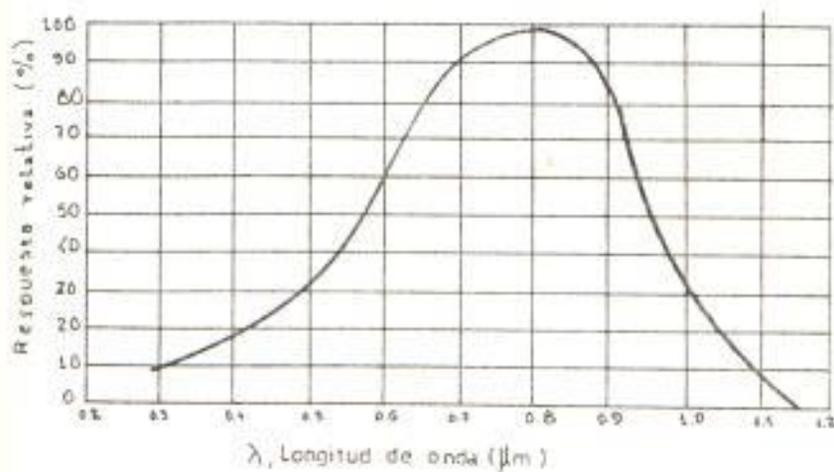


FIGURA N° 1.29. RESPUESTA ESPECTRAL RELATIVA DEL FOTODIODO PIN MF00102F.

Como indica la figura, la respuesta a 900 nm es el 78 % de la respuesta de pico. Si el diodo es usado en un sistema con un LED operado a 820 nm, la respuesta (o longitud del sistema) podría ser:

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

CAPITULO II

DESARROLLO DE EXPERIMENTOS DE LABORATORIO

2.1. MONTAJE DE COMPONENTES

El diseño que a continuación se expone es el de un transmisor - receptor utilizado en una línea de comunicación de datos en forma simplex. Su interfase eléctrica con el mundo exterior es TTL. La interfase óptica entre módulos consiste de puertos transmisor y receptor separados para lo cual se usa componentes - activos ópticos y fibra de la Motorola como transductores eléctricos. Para datos NRZ donde se requiere un baud por bit la rata de transmisión puede ser de 500 Kbit. Para datos RZ donde se requieren dos bauds por bits la rata de transmisión puede ser algo más allá de los 250 Kbits.

2.1.1. Diagrama de Bloque y descripción funcional del Transmisor

En primer lugar presentamos un diagrama de

bloques funcional del transmisor óptico como lo muestra la figura N° 2.1.

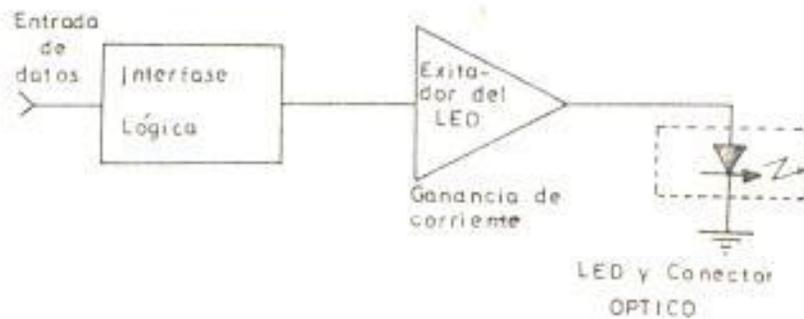


FIGURA N° 2.1. DIAGRAMA DE BLOQUE FUNCIONAL DEL TRANSMISOR OPTICO

El primer block es la INTERFASE LOGICA. Debido a que el transmisor es siempre usado en la comunicación de datos tiene una interfase de familias lógicas comunes compatible con TTL.

El segundo bloque es el portador del LED con su respectiva ganancia de corriente, el mismo que tiene varias funciones:

a. Primeramente debe proporcionar la corriente

necesaria para el led, la misma que depende de la potencia óptica de salida.

- b. Debe conmutar dicha corriente para prender o apagar el led en respuesta a la entrada de datos con un tiempo de subida y bajada consistente con la máxima velocidad del baud esperado.
- c. Debe proveer la suficiente ganancia de corriente para amplificar la fuente limitada e inundar de corriente la interfase lógica del block anterior y dar la corriente que necesita el led.

El tercer block, EL LED Y EL CONECTOR OPTICO podrían ser considerados en dos funciones separadas como es lo usual. Sin embargo, por muchas razones se ha ajustado armoniosamente el transductor eléctrico a óptico con la fibra.

El transductor eléctrico/óptico es un led que emite pulsos de energía óptica cercana al infrarrojo, invisible al ojo humano en respuesta a la entrada de datos.

El paquete del led es un componente activo de fibra óptica (C.A.F.O) eficientemente acoplado capaz de transmitir energía a través de la parte interna de la fibra. De esta forma, el porcentaje de potencia óptica emitida es maximizada sin una preparación especial del transductor para su uso.

2.1.2. Esquema del transmisor y consideraciones de diseño

En la figura 2.2., se muestra esquemáticamente el circuito transmisor e indica las partes del mismo que ejecuta cada una de las funciones antes mencionadas.

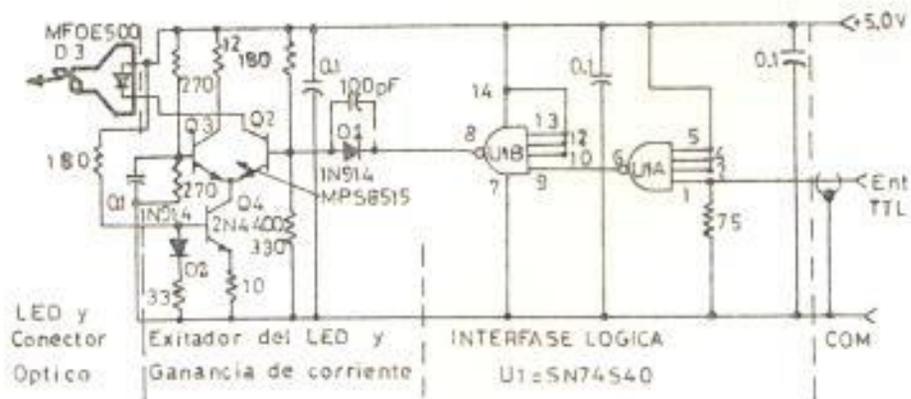


FIGURA N° 2.2. ESQUEMA DEL TRANSMISOR

La interfase lógica ha sido implementada - usando las dos secciones del SN74S40 que son puertas "NAND" dual de 4 entradas dispuestas en cascada, el mismo que ha sido escogido de bido a su salida acopladora , ya que puede - dar 60 ma en lugar de 20 ma que es valor tí pico a la salida de la serie S y de 0.5 voltios para el nivel de la salida bajo. Es to origina que haya menos demanda de corrien te en las siguientes etapas del circuito.

La razón para usar las dos etapas en cas cada es porque cada puerta TTL introduce un retardo diferencial propio de propagación en las transiciones positivas y negativas. En definitiva, esto es una función del transis tor de salida que está como circuitería in terna. Algunas veces puede ser aproximada mente cero y en otras tan alto como 10n seg. Sin embargo en un chip particular, to das las secciones tenderán a poseer un re tardo diferencial propio de la misma pola ridad y cercanamente iguales. Si las dos - funciones inversoras del mismo chip son - puestas en cascada el retardo tenderá a nu

litarse debido a que se procesan ambas polaridades de los flancos de datos que llegan como transiciones positivas por una puerta y como negativas por la otra.

El efecto del retardo de unos 10 nseg. para la transición de alto a bajo de una onda cuadrada a una velocidad de 20 MBaud es mostrado en la figura 2.3. Se notará que procesando la señal distorsionada a través de una segunda puerta teniendo retardos propios iguales a los de la primera puerta corrige la distorsión del ciclo completo. La onda distorsionada se retarda t_{PHL} únicamente, mientras que la onda no distorsionada es retardada por $t_{PHL} + t_{PLH}$.

Este leve incremento en el retardo propio es usualmente insignificante comparado con el retardo a través del medio de transmisión.

En el gráfico siguiente se puede notar que la distorsión no es corregida, la onda aplicada al excitador del Led es de una velocidad mayor, lo cual incide en el ancho de banda del sistema.

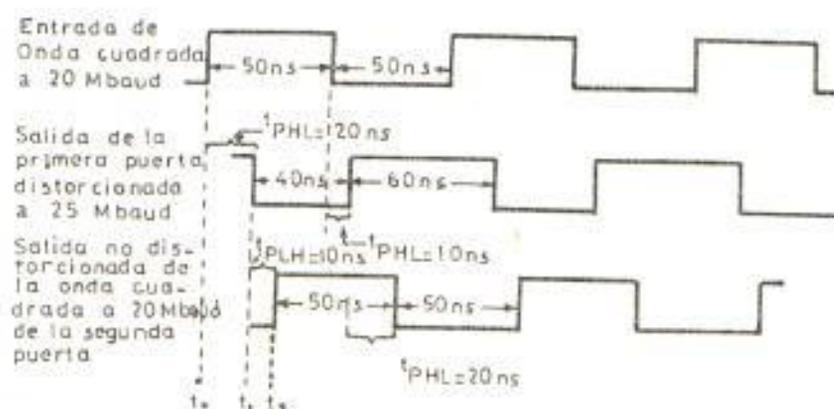


FIGURA N° 2.3. CORRECCION DE LA DISTORSION DEL CICLO DE TRABAJO CAUSADO POR EL RETARDO DIFERENCIAL DE LAS PUERTAS.

La disposición en cascada de las dos puertas inversoras idénticas sirve también para balancear la corriente que le suministra la fuente y evitar la presencia de transientes en la línea de 5.0 voltios.

El esquema de la figura N° 2.2., nos muestra diferentes cargas para las dos puertas NAND, de tal forma que las dos corrientes no son iguales para los dos niveles lógicos de entrada. Sin embargo, si se requiere acoplar una potencia adicional,

a fin de reducir la diafonía entre el transmisor y el receptor, ponemos una resistencia de 430 Ohms en el pín 6 de U1A a 5.0 V lo que hará que exista un balance de corriente entre los dos estados lógicos en espera de que drene otros 10 ma. de corriente en el transmisor.

Los 75 Ω en la entrada de datos es para acoplar a un cable coaxial de 75 Ω de impedancia como es lo típico. Si la velocidad de transmisión baja de 20 MBaud el cable coaxial no es necesario como es en nuestro caso. Pero en cambio hay que tener la precaución que un enlace de datos sin blindaje podría causar en el transmisor diafonía al receptor destruyendo al sistema de clasificación de error. Luego, únicamente cuando se está controlando los bits de errores desde el canal receptor se puede usar un terminal no blindado.

EL EXCITADOR DEL LED Y GANANCIA DE CORRIENTE es implementado con un amplificador diferencial discreto de corriente limitado, con el LED como

una de las cargas del colector. La unión de los emisores del amplificador es para asegurar que la conmutación sea veloz. Su característica de no saturación previene la acumulación de carga almacenada en la base del transistor y se degrada el tiempo de apagado. De esta forma se asegura que el tiempo de subida y bajada del excitador sea el mismo. Dado a que estos transistores portadores no se saturan también preserva su alta ganancia de corriente de pequeñas señales y consecuentemente minimiza los requerimientos en la base del excitador.

La fuente de corriente, Q_4 , es polarizada de tal forma que la corriente de colector es igual al pico de corriente requerido por el Led. El resistor en el emisor de Q_4 fija la corriente en aproximadamente en 100 ma.

El diodo D_2 compensa el voltaje en el emisor de Q_4 por el cambio térmico, haciendo que se mantenga constante la corriente en el emisor aún existiendo cambios en la temperatura.

Una vez que esta corriente es fijada, el estado lógico en el pin 8 de U1B determina si existe flujo a través de Q_2 y el led o a través de Q_3 y el resistor de 10Ω . Un estado lógico alto en el pin 8 polariza inversamente a D_4 y permite que actúe la red divisora prendiendo al led. Un lógico bajo en el pin 8 polariza a Q_2 de tal forma que el led se apague.

La condición lógica requerida TTL para prender el led puede fácilmente ser rotada 180° cambiando el led al lado opuesto del amplificador diferencial. Usualmente esto es lo que se hace antes que adicionarle otra etapa inversora que podría introducirle un retardo diferencial y por ende distorción en su ciclo de trabajo. El uso de un excitador diferencial hace que la corriente en el transmisor sea relativamente constante aún cuando el led esté apagado.

El LED usado en el MFOE500 como muestra la figura N° 2.4., con sus respectivas características eléctricas.

CODIGO DE COLOR

Rojo



PIN DE SALIDA

1. Cátodo
2. Anodo
3. No conexión

Longitud de onda...820 nm.

Voltaje de polarización:

1,70 V.

Potencia total de salida:

a 50 ma....3 mw.

T_r, T_f20 nseg.

FIGURA N° 2.4. EMISOR MFOE500

El conector usado es lo óptimo en AMP conector seco y pulido cuyo soporte es de dispositivo simple como lo muestra la figura N° 2.5.

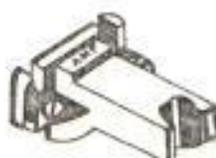


FIGURA N° 2.5. SOPORTE DE DISPOSITIVO SIMPLE

En la figura N° 2.6. se muestra la forma correcta

e incorrecta de insertar el clip de retención en el cuerpo del enchufe. Para esto se pe la 1/8 pulgada a 1/4 pulgada la chaqueta del cable sin amellar la fibra.

Para no amellar la fibra se usa un cuchillo caliente y una peladora regulable al grosor de la misma. Estas mismas herramientas son usadas para efectuar el empalme entre fibras.

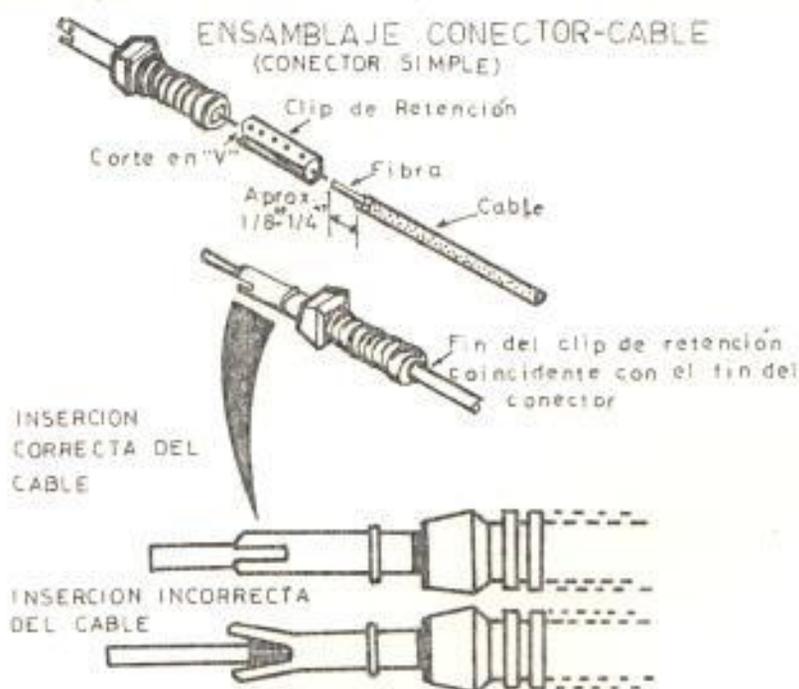


FIGURA N^o 2.6. FORMA CORRECTA E INCORRECTA DE INSERTAR EL CLIP DE RETENCIÓN EN EL CUERPO DEL ENCHUFÉ.

En la figura N^o 2.7. se muestra el ángulo correcto de corte con un cuchillo caliente tipo Weller SP 23HK.

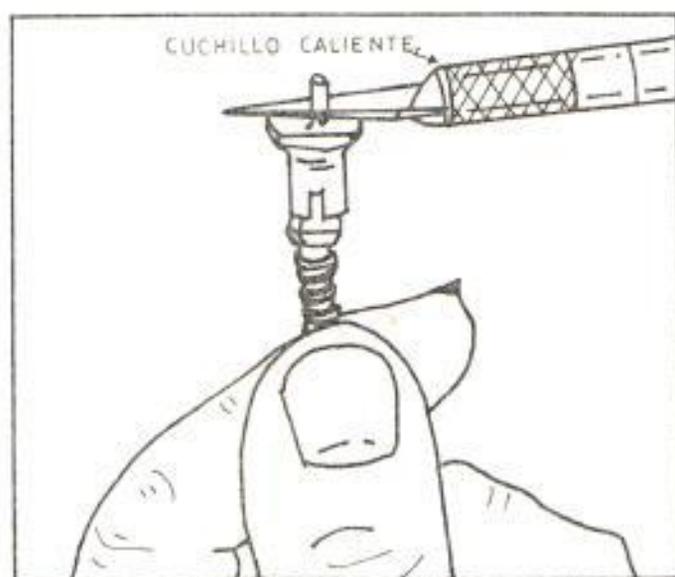


FIGURA N° 2.7. ANGULO CORRECTO DE CORTE CON UN CUCHILLO CALIENTE TIPO WELLER SP 23 HK

La figura N° 2.8., muestra la forma de efectuar el empalme entre fibras, para lo cual se recomienda seguir los siguientes pasos:

- a. Deslice el clip de retención sobre el cable con el terminal en V del clip aproximadamente $1/8''$ a $1/4''$ desde el final del cable como lo indica la figura N° 2.8.a.
- b. Usando un cuchillo caliente corte la fibra y el cable en el terminal en "V" como lo muestra la figura N° 2.8.b.

c. Para facil inserción, aprete el cable por detrás del clip de retención con un playo, empujando el cable en el clip de retención hasta empalmar ambas fibras como lo muestra la figura N° 2.9.

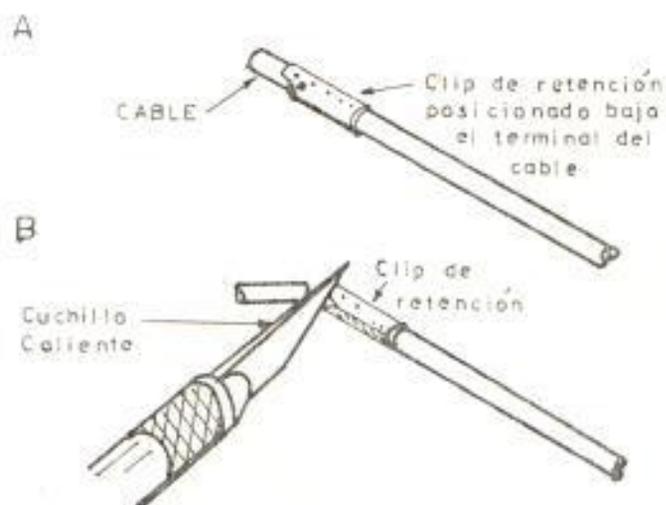


FIGURA N° 2.8. FORMA DE EFECTUAR EL EMPALME ENTRE FIBRAS.

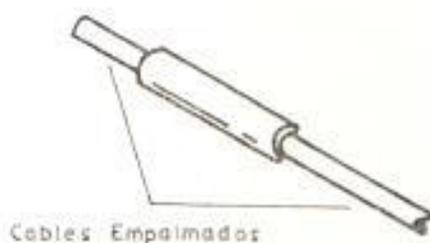


FIGURA N° 2.9. EMPALME DE FIBRAS

La figura N° 2.10., muestra el montaje del conector sobre la porción de la placa en la que se construye los circuitos y sus respectivos enchufes, tornillos, posiciones y dimensiones.

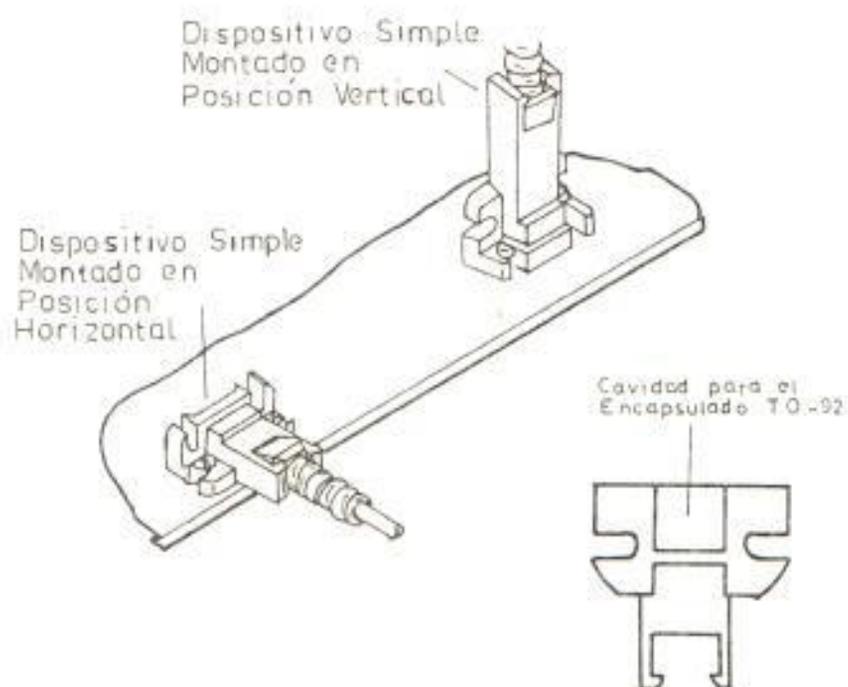


FIGURA N^o 2.10. MONTAJE DEL CONECTOR SOBRE LA PORCIÓN DE LA PLACA.

La fibra optoelectrónica utilizada es el OE-1040 que es un cable de simple monofilamento OE-0040 cuyo núcleo es de polimetil metacrilato encapsulado en una envoltura óptica de fluoropolímero y su chaqueta es de una resina polietileno:

El diámetro del monofilamento es de 0.040" (=1.0 mm).

El diámetro exterior del cable OE-1040 es de 0.087" (=2.2 mm).

PROPIEDADES TÍPICAS

Índice de refracción del núcleo $n=1.490$

Índice de refracción de la envoltura $n_D=1.392$

Apertura numérica 0.53 ± 0.03 .

Angulo de aceptación a la entrada 64°

ATENUACION

El OE-0040 y el OE-1040 tiene muy bajas pérdidas a 580 nm y 660 nm de longitud de onda como lo muestra la figura N° 2.11.

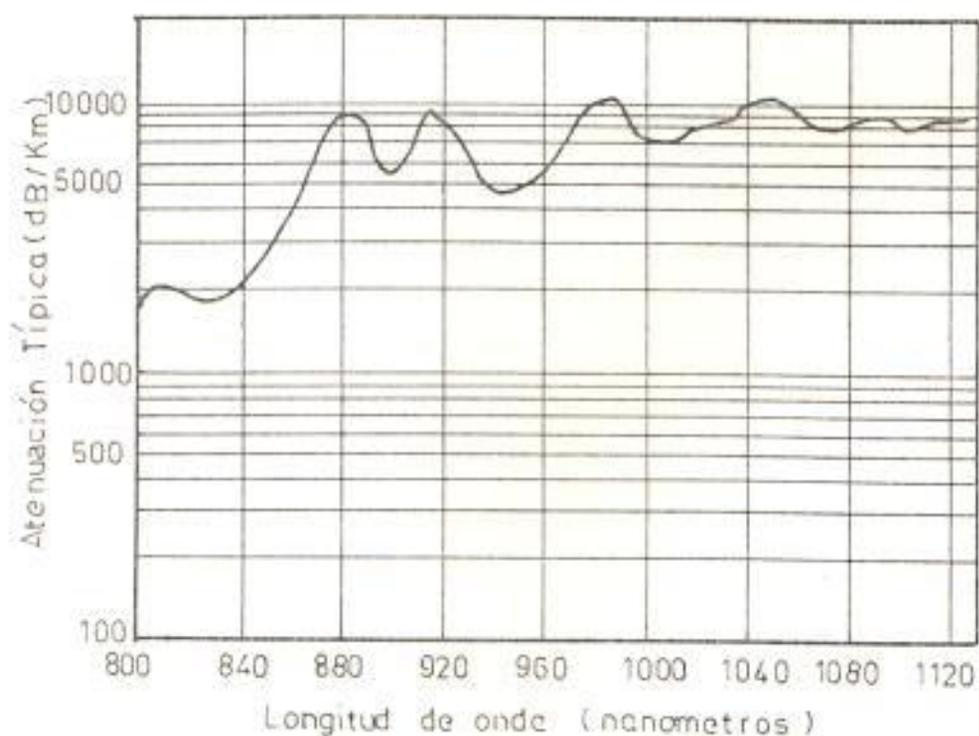


FIGURA N° 2.11. ATENUACION DE PERDIDAS A 580 y 660 nm. DE LONGITUD DE ONDA.

A continuación se muestra en la figura N° 2.12., la fotografía del transmisor montado en la placa y completamente terminado.

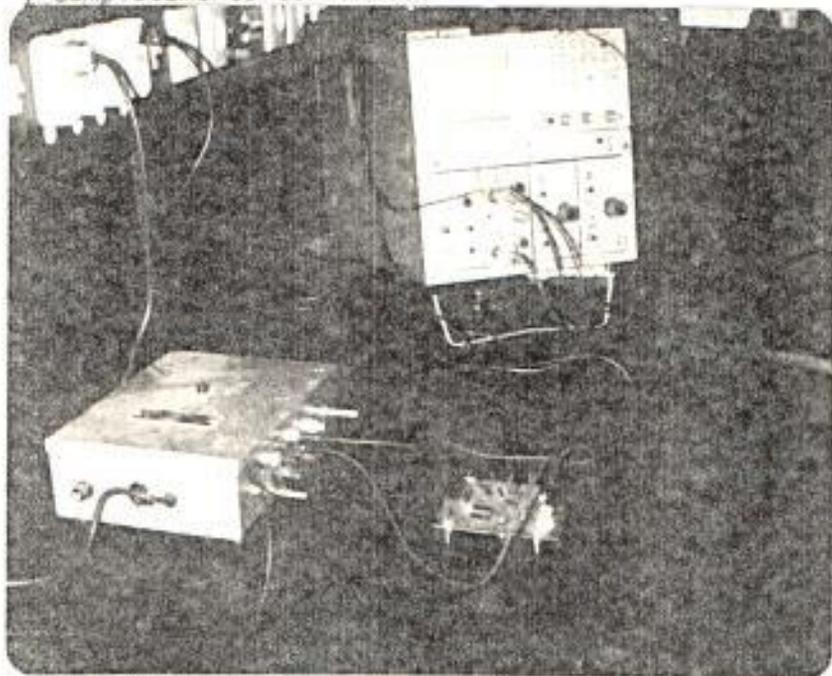


FIGURA N° 2.12. TRANSMISOR MONTADO EN LA PLACA
COMPLETAMENTE TERMINADO.

2.1.3. Diagrama de bloques y descripción funcional del receptor

La figura N° 2.13. muestra el diagrama de bloques funcional del receptor.

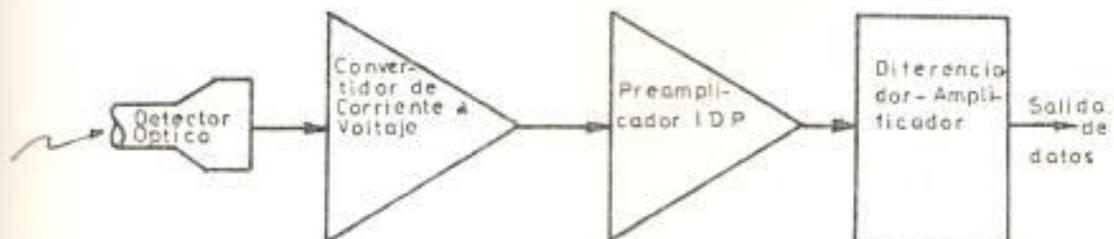


FIGURA N° 2.13. DIAGRAMA DE BLOQUES FUNCIONAL DEL RECEPTOR OPTICO.

El primer elemento es un detector óptico el cual recibe los pulsos de energía óptica que se está emando en el terminal de la fibra. Normalmente la salida del detector presenta una alta impedancia y su señal es muy pequeña por lo que es una interfase con puntos dificultosos sin la introducción de ruido de interferencia de radiofrecuencia y cargas reactivas las cuales degradan la calidad de la señal.

Por esto, el segundo elemento mostrado en el diagrama de bloques es el convertidor de corriente a voltaje el mismo que se encuentra usualmente - lo más cercano al detector óptico para protegerse de interferencias externas.

Ahora que la señal óptica ha sido convertida a pulsos de voltajes viniendo desde una fuente - de baja impedancia se acopla al siguiente elemento como es el comparador de voltaje o para sistemas más sofisticados podría ser usado para - excitar algún amplificador de voltaje normal.

2.1.4. Esquema del receptor y consideraciones de diseño

En la figura N°2.14., se presenta el esquema del cir

cuito receptor simple de datos F/O usando un preamplificador - detector integrado y un comparador de voltaje e indica las partes del mismo que ejecuta cada una de las funciones antes mencionadas.

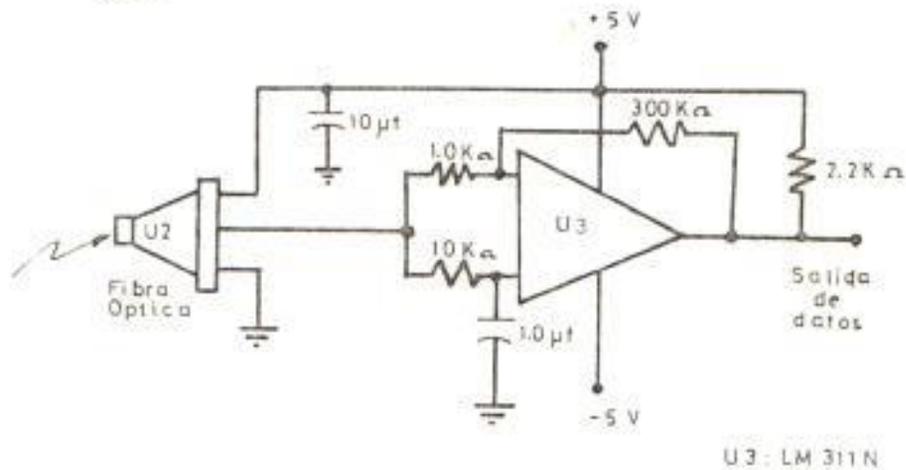


FIGURA N° 2.14. ESQUEMA DEL RECEPTOR

El detector óptico que recibe los pulsos de energía óptica que provienen del terminal de la fibra es típicamente interpretado como una fuente de corriente como lo muestra la figura N° 2.15., cuya magnitud es dependiente de la energía óptica incidente y en paralelo con un capacitor cuyo valor depende de los dispositivos del diseño y de la magnitud de la polarización inversa a través del mismo.

La capacitancia junto a una carga capacitiva externa forma una carga capacitiva pura la cual debe

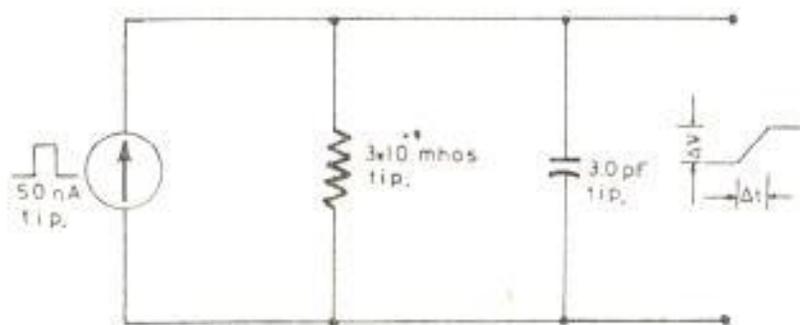


FIGURA N^o 2.15. MODELO PRACTICO DEL FOTODETECTOR

ser cargada y descargada por la diminuta fotocorriente del detector, por lo que el segundo bloque es el convertidor de corriente a voltaje a fin de no degradar la calidad de la señal y no introducir ruido IRF y cargas reactivas. Este convertidor es típicamente un amplificador de transimpedancia construido de un o-p-amp u otro amplificador de alta ganancia con realimentación negativa de corriente. Este circuito hace tres cosas: primero, proporciona una ganancia de señal por la producción de un voltaje de salida proporcional a la corriente de entrada. Segundo, en virtud de su alta ganancia de lazo abierto y realimentación negativa, provee de una baja impedancia de salida. Tercero, provee de una tierra virtual en la entrada de la señal. Esto significa que tiene una muy baja impedan

cia a la entrada por lo que no hay voltaje oscilante en la misma. Debido a que la carga en el detector óptico es capacitiva la misma que tiene que ser cargada por la fotocorriente mediante a la relación:

$$I = C \frac{\Delta V}{\Delta t}$$

de donde:

$$\Delta t = C \frac{\Delta V}{I}$$

Esto nos dice que para un capacitor C siendo cargado por una corriente constante I , y un cambio de voltaje ΔV , ocurrirá en un intervalo de tiempo Δt . Así, para el modelo de la figura N° 2.15., si:

$$I = 50 \text{ nA}$$

$$C = 10 \text{ pf}$$

$$\Delta V = 1.0 \text{ mV.}$$

$$\text{Luego: } \Delta t = 200 \text{ n seg.}$$

Naturalmente, si la tierra virtual a la entrada de la conversión de corriente a voltaje se reduce -

de ΔV a valores cercanos a cero, el tiempo de transición también tiende a cero, asegurándose con esto una mejora en el tiempo de subida al igual que disminuyendo el valor de la capacitancia C , esto es, la capacitancia del paralelo entre la capacitancia del detector, la capacitancia a la entrada del amplificador y la capacitancia parasitaria del circuito. Un integrado detector -pre-amplificador (IDP) reduce las capacitancias componentes al mínimo y elimina completamente la capacitancia del circuito impreso, minimizando de esta forma el tiempo de subida y provee una fuente de voltaje de baja impedancia facilitando el acoplamiento de las subsiguientes interfases.

El fotodetector utilizado es el MFOD TTL RECEPTOR, como muestra la figura N° 2.16., con sus respectivas características eléctricas.

CODIGO DE COLORES

Negro



PIN DE SALIDA

1. Vcc

2. Tierra

3. Salida

Voltaje de operación ...

5.0 V

Sensibilidad... 40uW

Ancho de banda..500KBIT

FIGURA N° 2.16.RECEPTOR MFOD 590

El MF00 590 es un preamplificador detector integrado (PDI) cuyo circuito se muestra en la figura N° 2.17.

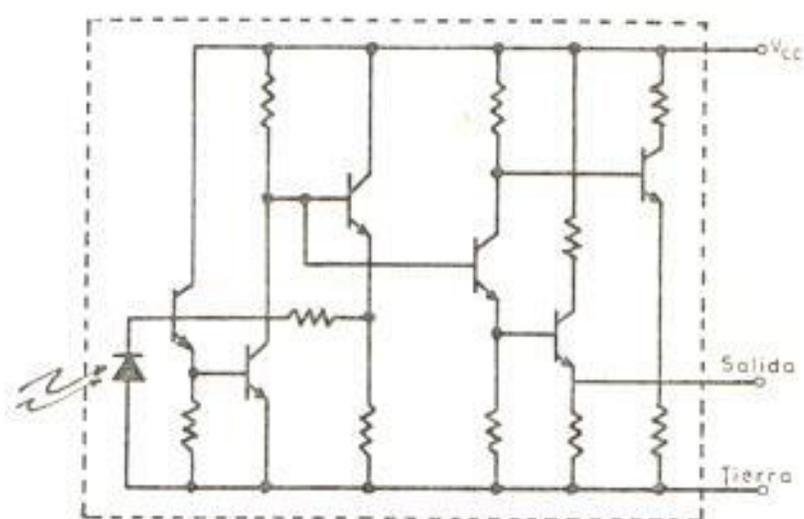


FIGURA N° 2.17. PREAMPLIFICADOR DETECTOR INTEGRADO (PDI)

De la figura antes mencionada podemos notar que los primeros dos transistores forman un amplificador de transimpedancia. La tercera etapa seguidor de emisor es usada para proporcionar una realimentación negativa resistiva. El amplificador da una salida de voltaje de baja impedancia el mismo que es pasado a un repartidor de fase. Las dos salidas son acopladas a través del seguidor de emisor.

El MF00 590 PDI tiene una respuesta mayor de -

230 mV/ μ W a los 820 nm, la respuesta al tiempo de subida y bajada de los flancos es de 50ns máximo y su potencia de luz de entrada va más allá de los 40 μ W antes de que ocurra distorsión del pulso. Ambas salidas ofrecen una impedancia típica de 200 Ω .

Por estas razones el PDI puede ser usado directamente con el comparador de voltaje o para sistemas más sofisticados podría ser usado para excitar algún amplificador de voltaje normal.

El comparador usado en el presente diseño es el LM311 por su versátil característica y su compatibilidad a la salida con circuitos TTL.

A continuación se muestra su diagrama esquemático, diagrama de asignación de pin y sus características eléctricas y de funcionamiento que justifican su uso en este diseño.

COMPARADOR DE VOLTAJE

DESCRIPCION GENERAL DEL COMPARADOR DE VOLTAJE LM311

El LM311, es un comparador de voltaje diseñado para operar en un amplio rango de suministro de voltaje: desde los suministros estandares de los OP-AMP de ± 15 V hasta un suministro de 5V usado para los CI lógicos. Sus salidas son compatibles con RTL, DTL y TTL, así como circuitos MOS. De esta forma puede excitar lámparas o relays, conmutación de voltajes sobre los 40 V a corrientes tan altas como 50ma.

CARACTERISTICAS

Opera desde las fuentes de 5V simples:

Máxima corriente de entrada: 250 n A

Máxima corriente de compensación: 50 n A

Rango de voltaje de entrada diferencial: ± 30 V.

Potencia de consumo: 135 mW a ± 15 V.

Tanto la entrada como la salida del LM311 puede ser aislada de la referencia del sistema, y la salida puede excitar cargas referidas a tierra.

RANGO MAXIMO ABSOLUTO

Suministro total de voltaje

36 V

Suministro de voltaje de la salida al negativo	40 V
Suministro de voltaje de la tierra al negativo	30 V
Voltaje de entrada diferencial	± 30 V
Voltaje de entrada	± 15 V
Potencia de disipación	500 mW
Duración de cortocircuito a la salida	10 seg.
Rango de temperatura de operación	0°C a 70°C
Rango de temperatura almacenado	-65°C a 150°C
Temperatura de conducción (soldando 10 seg.)	300 °C
Voltaje en el Pin de habilitación	V ⁺ = 5V
Voltaje	

A continuación en la siguiente página podremos apreciar las características eléctricas.

CARACTERÍSTICAS ELECTRICAS

P A R A M E T R O S C O N D I C I O N E S M I N T I P I C O M A X U N I D A D E S

Entrada de voltaje de compensación $T_{\Delta} = 25^{\circ}\text{C}, R_s \leq 50 \text{ K}$ 2.0 7.5 m.V

Entrada de corriente de compensación..... $T_{\Delta} = 25^{\circ}\text{C}$ 6.0 50 n.Δ

Corriente de polarización de entrada..... $T_{\Delta} = 25^{\circ}$ 100 250 n.Δ

Ganancia de voltaje $T_{\Delta} = 25^{\circ}\text{C}$ 40 - V/mV
 Tiempo de respuesta $T_{\Delta} = 25^{\circ}\text{C}$ 200 - nS
 Voltaje de saturación $V_{IN} \leq -10\text{mV}, I_{our} = 50\text{mI}$ 0.75 1.5 V

Corriente de encendido para habilitación $T_{\Delta} = 25^{\circ}\text{C}$ 3.0 - mA
 Corriente de fuga $V_{IH} \geq 10 \text{ mV}, V_{our} = 35\text{V}$ - - -
 $T_{\Delta} = 25^{\circ}\text{C}, I_{habilit} = 3\text{mA}$

Voltaje de compensación de entrada $R_s \leq 50\text{k}$ 10 - mV

Corriente de compensación de entrada da.. 70 - nΔ

Corriente de polarización de entrada da.. 300 - nΔ

Rango de voltaje de entrada -14.5 13.8-14.7 13.0 V

Voltaje de saturación $V^+ \geq 4.5\text{V}, V^- = 0$ - - - -
 $V_{IN} \leq -10\text{mV}, I_{disp} = 8\text{mA}$

Suministro de corriente positiva $T_{\Delta} = 25^{\circ}\text{C}$ 5.1 7.5 mA

Suministro de corriente vegetativa $T_{\Delta} = 25^{\circ}\text{C}$ 4.1 5.0 mA

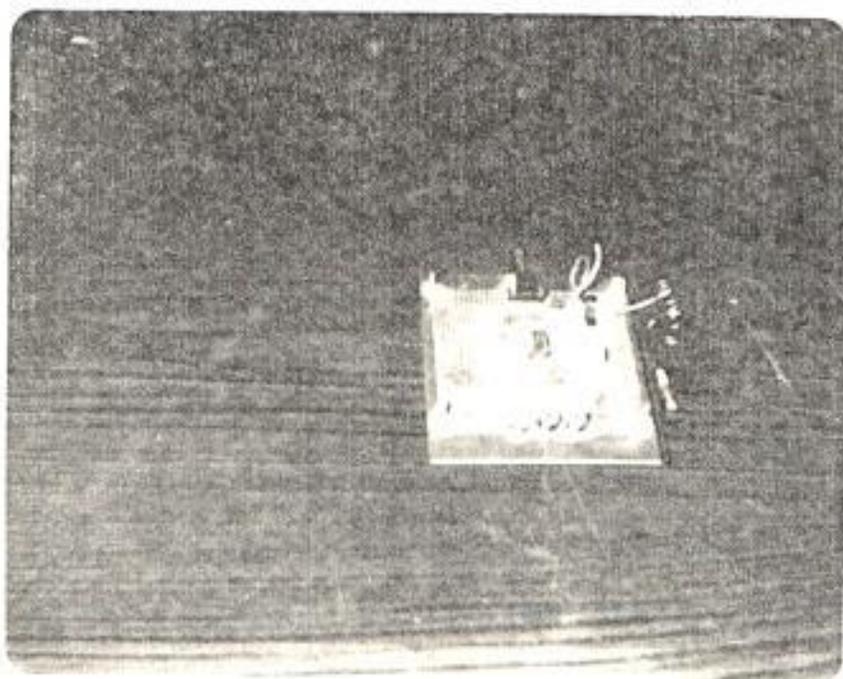


FIGURA N° 2.18.

FOTOGRAFIA DEL RECEPTOR MONTADO EN
LA PLACA Y COMPLETAMENTE TERMINADO -

En el gráfico anterior vemos la fotografía del receptor montado en la placa y completamente terminado:

2.2. MONTAJE DE MODULOS

Las tarjetas utilizadas para montar los circuitos es adaptable para la utilización de la tecnología del alambre envuelto cuyos circuitos integrados son puestos en zócalos para su fácil reemplazo.

Para la ubicación de los elementos refiérase a la figura N° 2.19., donde se presenta un esquema completo del transmisor - receptor con todas sus partes y secciones.

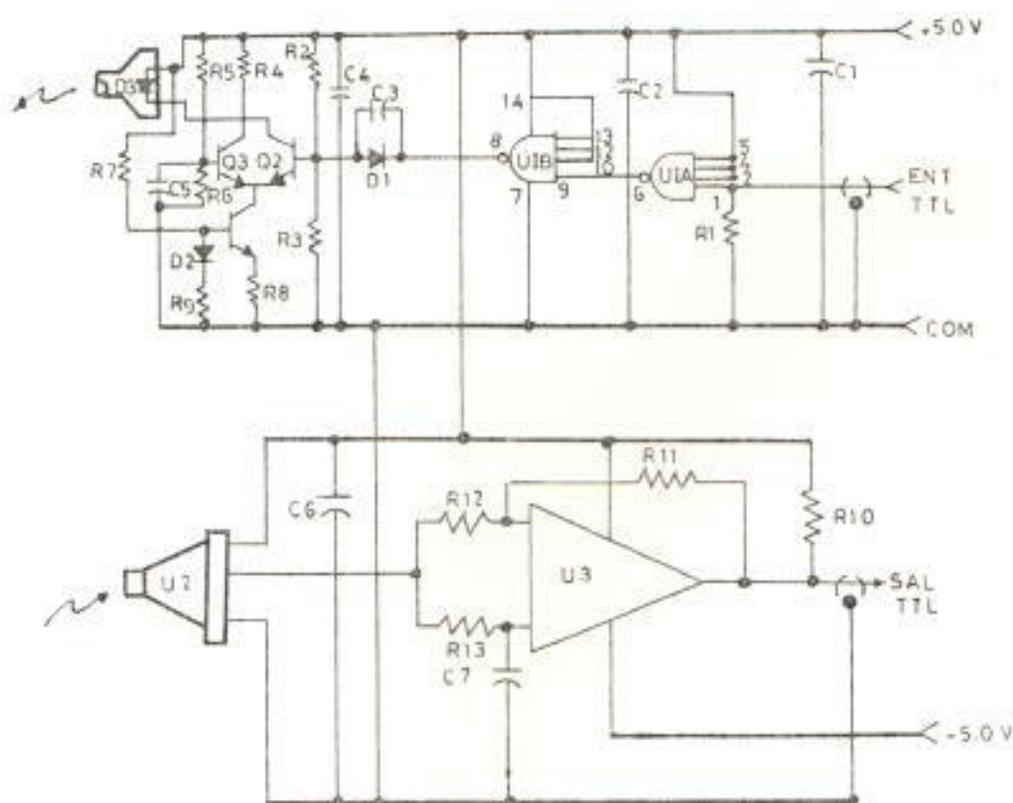


FIGURA N° 2.19. ESQUEMA DEL TRANSMISOR - RECEPTOR COMPLETO

La lista de los componentes utilizados es la que se muestra a continuación:

LISTA DE PARTES

SÍMBOLO DE REFERENCIA	DESCRIPCIÓN
	CAPACITORES
C1,C2,C4,C5	Capacitores cerámicos-0.1uF-50V
C3	Capacitor de tantalium)0.1 uF - WMF1P1.
C6	Capacitor electrolítico-10uF-16V.
C7	Capacitor electrolítico-1.0uF-50V
	DIODOS
D1,D2	1N914,Diodo de conmutación de alta velocidad
D3	MFOE500,Led Infrarrojo.
	TRANSISTORES
Q2,Q3,Q4.	MPS6515-Transistores NPN de alta ganancia para propósitos generales.
	RESISTORES(1/2W,composición de - carbón).
R1	75
R2,R7	180
R3	330
R4,R8	10
R5,R6	270
R9	33
R10	2.2K
R11	300K
R12	1.0K
R13	10K

- U1 CIRCUITOS INTEGRADOS
 SN74S408,puertas NAND de acoplamiento
 dual de 4 entradas.
- U2 MF00590 Preamplificador fotodetector
 integrado.
- U3 LM311,Comparador de voltaje

La figura Nº 2.20.,es la fotografía que nos muestra la forma
 cómo están montados los módulos entre sí acoplados por medio
 de la fibra óptica.

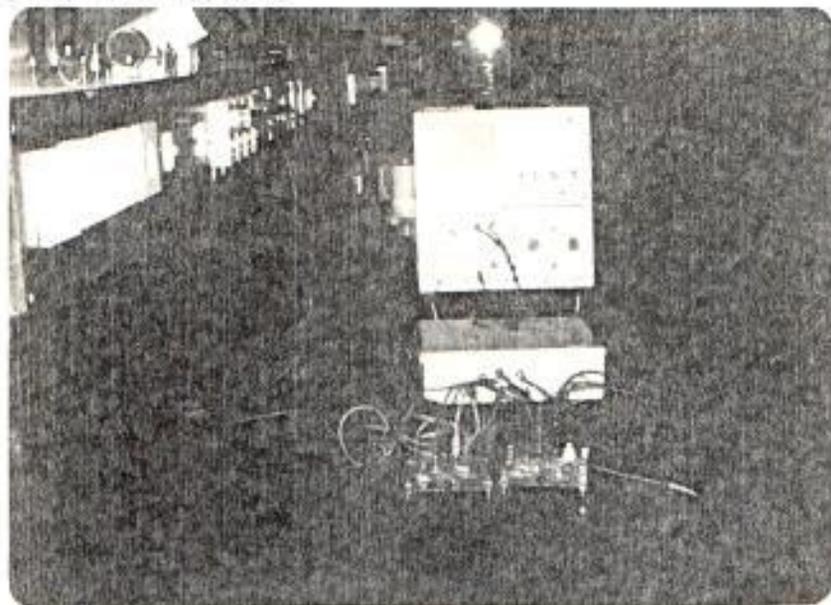


FIGURA Nº2.20.ACOPLAMIENTOS DE MODULOS POR MEDIO DE LA FIBRA

2.3. PRUEBAS DE TRANSMISION DIGITAL

Para efectuar estas pruebas se utilizó un generador de pulsos
 que simulan los bit's de información digital a fin de determi
 nar ciertos parámetros importantes como por ejem
 plo: distorciones, retardos, ancho de bandas, velo-

440

cidad de transmisión, etc. , para optimizar la transmisión y recepción en una aplicación particular como se verá más adelante.

La figura N° 2.21., nos muestra la señal de entrada al transmisor digital y la salida del receptor a bajas frecuencias (aproximadamente 30 KHz). Como se puede apreciar la distorsión tanto en su ciclo de trabajo como su retardo es insignificante lo cual se debe a que el fotodetector está operando en la parte plana del espectro lo cual es comprobado al analizar sus características eléctricas mostradas anteriormente.

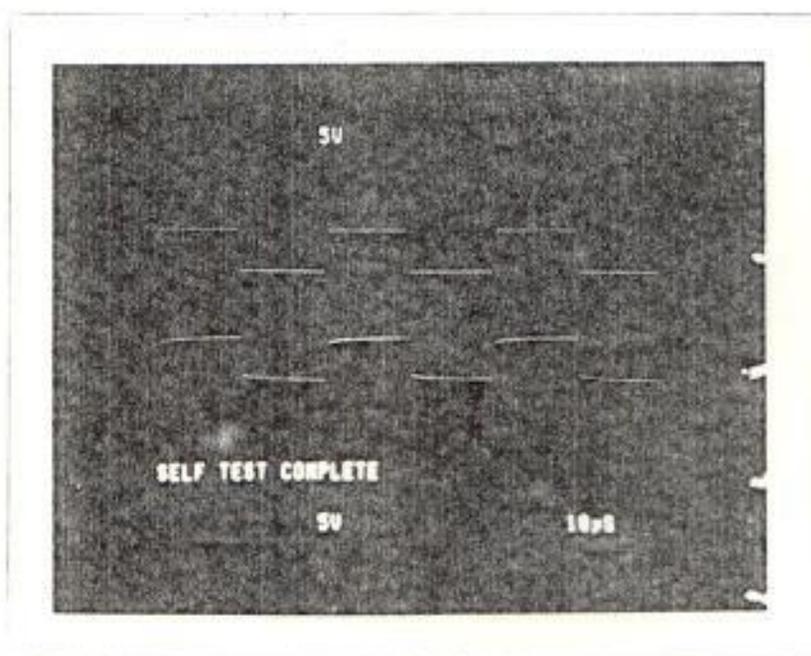


FIGURA N° 2.21. SERAL DE ENTRADA AL TRANSMISOR DIGITAL Y LA SALIDA DEL RECEPTOR A BAJAS FRECUENCIAS.-

Para establecer comparaciones, la figura N° 2.22., nos -

muestra la forma de onda de la señal de entrada y de salida a una frecuencia de aproximadamente 200KHz. Como podemos observar, existe una marcada distorsión tanto en su "ciclo de trabajo", como en el retardo lo cual es debido a que el fotodetector está trabajando en su punto extremo de frecuencia que admite su ancho de banda.

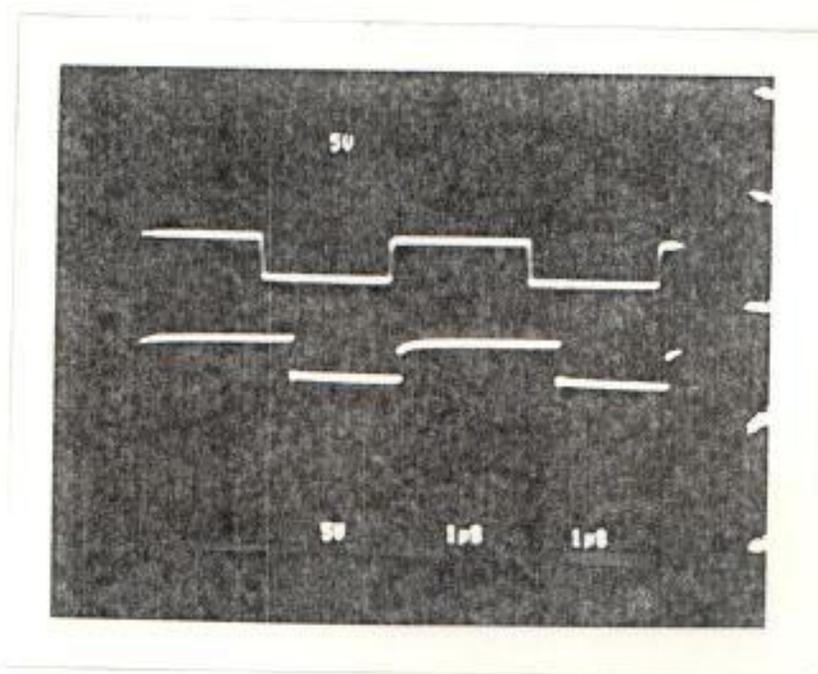


FIGURA N^o 2.22. FORMA DE ONDA DE LA SEÑAL DE ENTRADA Y DE SALIDA A UNA FRECUENCIA DE APROXIMADAMENTE 200 KHz.

La figura N^o 2.23.a., nos dá el tiempo de subida del sistema a la frecuencia de 202.3 KHz y la figura 2.23.b. nos muestra el retardo que existe entre la señal

de entrada y la de salida con un tiempo de subida
de 29.91 nseg.

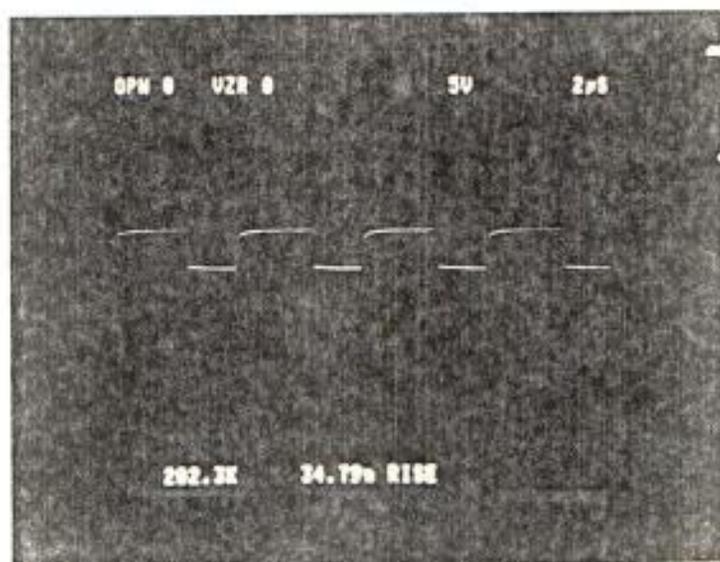


FIGURA N° 2.23.a. TIEMPO DE SUBIDA DEL SISTEMA A LA FRECUENCIA

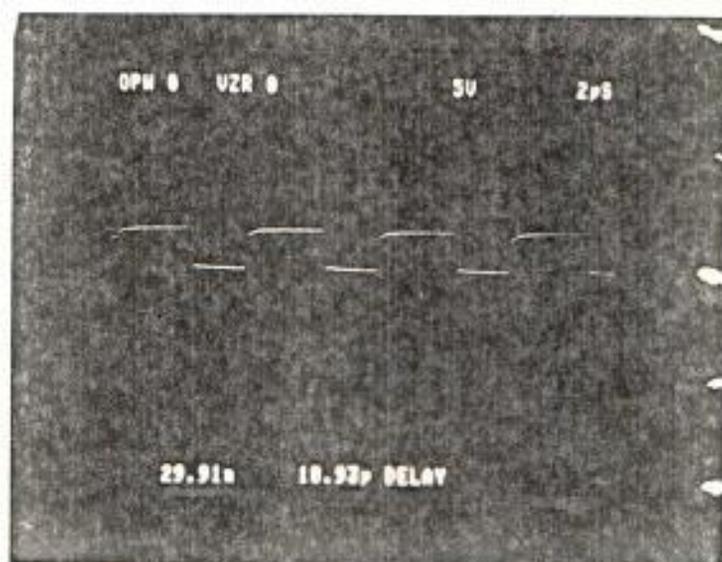


FIGURA N° 2.23.b. RETARDO ENTRE LA SEÑAL DE ENTRADA Y LA
DE SALIDA.

2.4. PRUEBAS DE TRANSMISION ANALOGICA

Para efectuar estas pruebas utilizamos un comunicador de frecuencia modulada por pulsos de luz infrarrojo cuyo transmisor es mostrado en la figura N° 2.24.

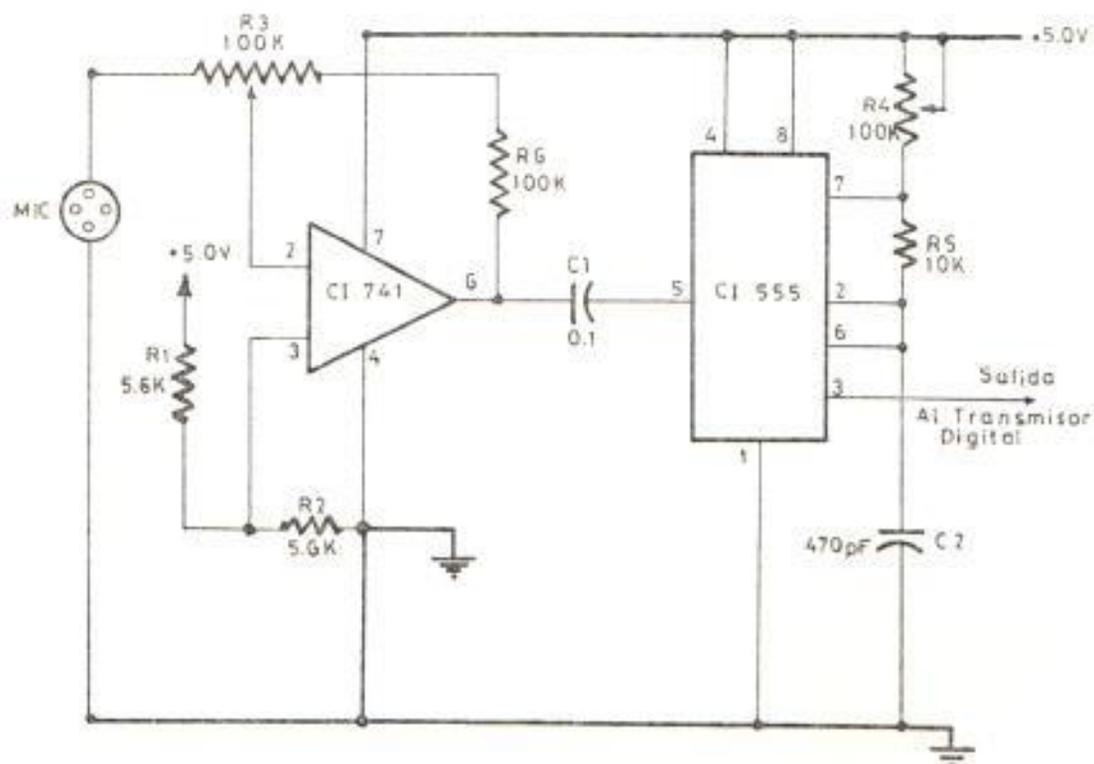


FIGURA N° 2.24. TRANSMISOR DE PULSOS INFRARROJO

En este circuito, R_3 controla la ganancia y R_4 controla la frecuencia de la portadora. Para hacer pruebas iniciales sacamos el micrófono y conectamos un radio a transistores con su salida del parlante a R_3 pasando por un condensador de 4.7 uf y tierra. El pin 3 del 555

es la salida de la señal portadora la misma que es conectada a nuestro transmisor digital. Aplicamos poder (5.0 V) y ajustamos R_4 hasta que aparezcan pulsos de 35 a 40 KHz.

El receptor es mostrado en la figura N° 2.25., el mismo que utiliza un circuito integrado 565 que es un Lazo de fase segura. Este es un sistema sofisticado analógico que rastrea automáticamente una señal de entrada fluctuante y cuyo diagrama de asignación de pines se muestra en la figura N° 2.26.

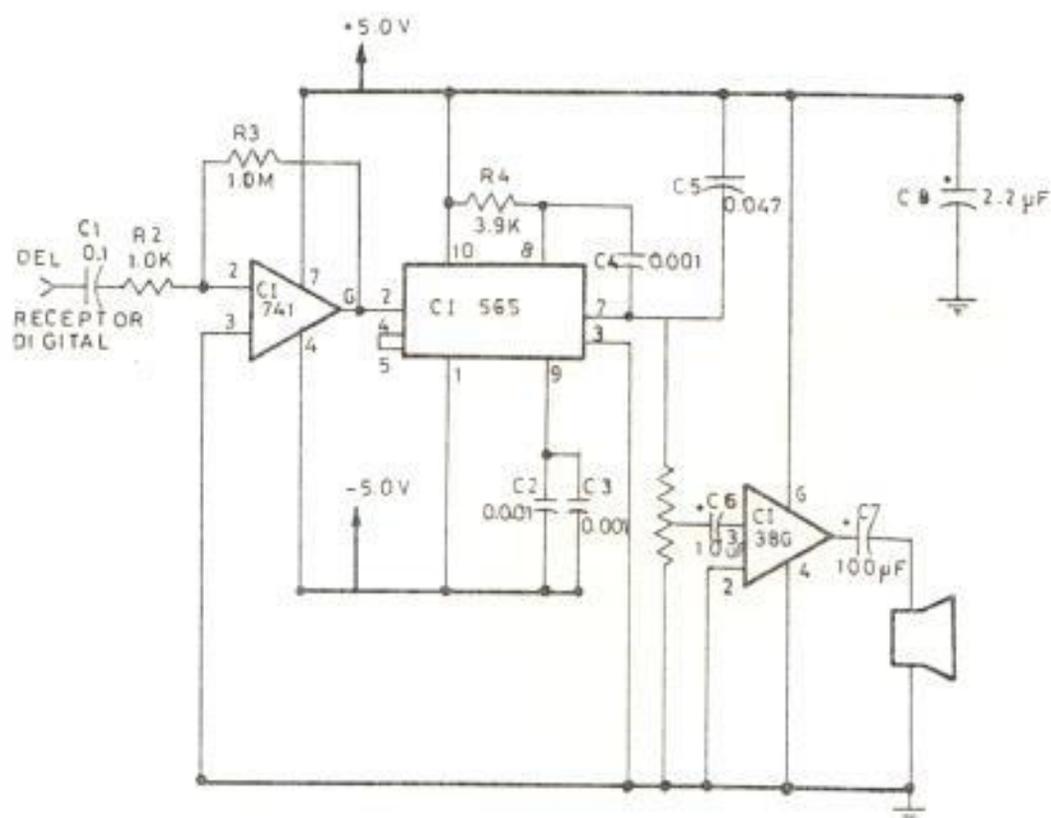


FIGURA N° 2.25. RECEPTOR DEL COMUNICADOR

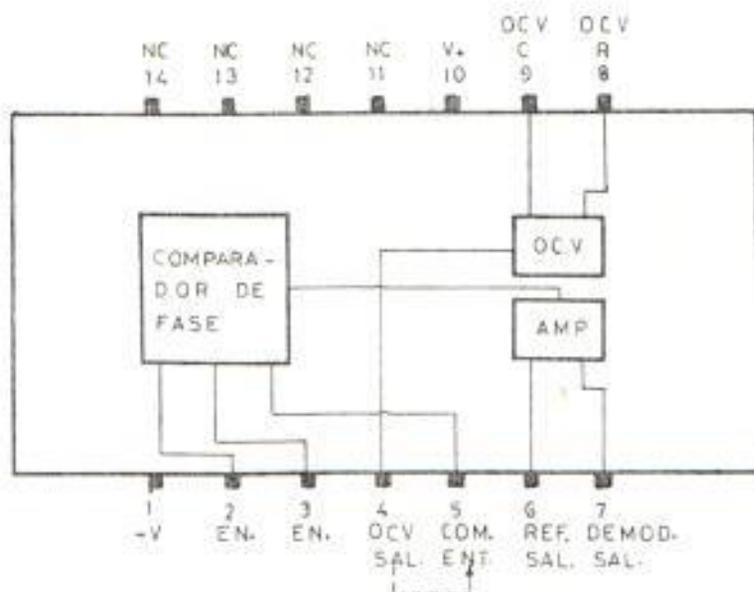


FIGURA N^o 2.26. ASIGNACION DE PINES DEL CI565

La frecuencia del oscilador controlado por voltaje (OCV) es controlado por el voltaje de salida del comparador de fase. Esto causa que la frecuencia del OCV se mueva siguiendo la señal de entrada. El voltaje de salida del comparador es amplificada y dispuesta para efectuar la comunicación.

En nuestro circuito, R_5 controla la ganancia, mientras que C_2 y C_3 dan al OCV la frecuencia centrada en aproximadamente 40.6 KHz.

La fotografía de la figura N^o 2.27., nos muestra la forma de interconectar el sistema analógico al sistema digital para su operación.

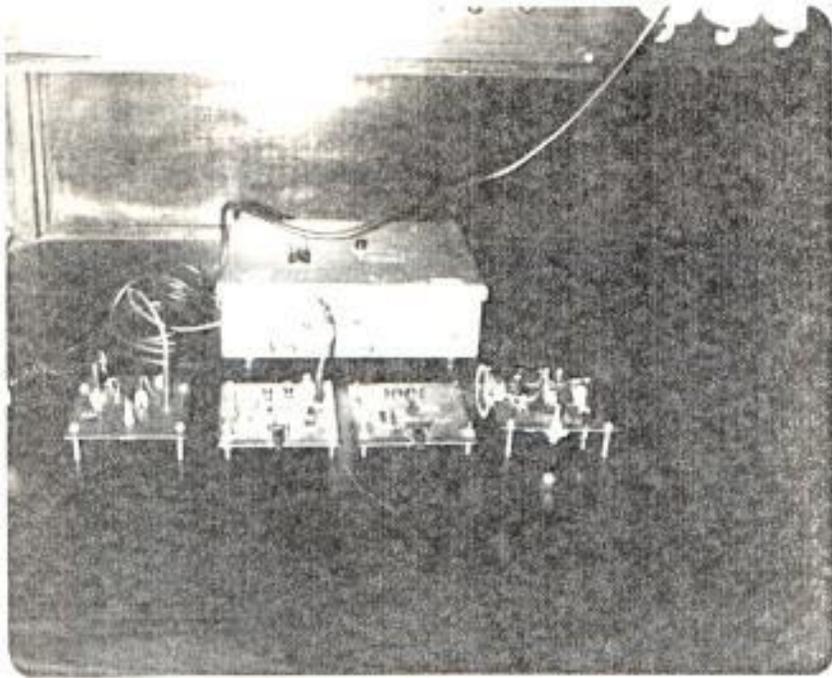


FIGURA N° 2.27.

En la operación aplicamos poder y ajustamos R_4 en el transmisor hasta escuchar buena calidad de sonido en el receptor. Esto nos da una señal de portadora como la que se muestra en la figura N° 2.28. a la frecuencia de 40.99 KHz.

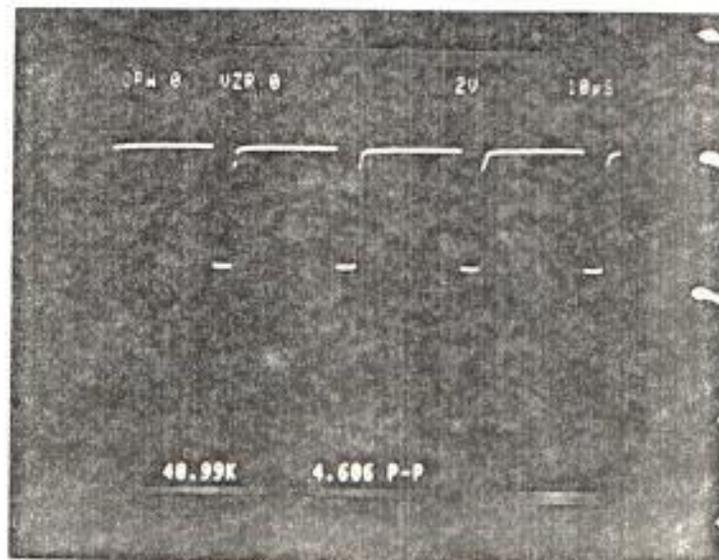


FIGURA N° 2.28.

La fotografía de la figura N° 2.29., es la señal de la portadora del demodulador la misma que proviene del pin N° 9 del C1565.

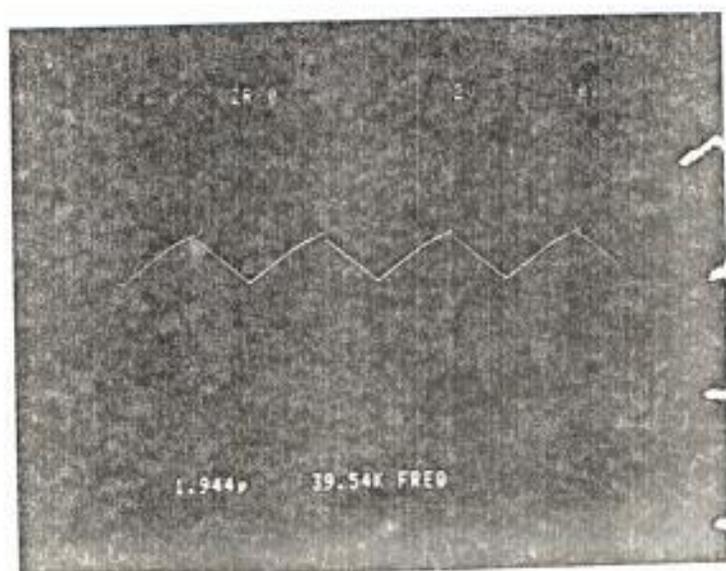


FIGURA N° 2.29.

2.5. ANALISIS DE RESULTADOS

La línea de datos con fibra óptica descrita es completamente versátil. Con una interfase TTL la capacidad de datos se ve restringida como lo muestra las fotografías de las formas de ondas.

Los datos mostrados en el transmisor, receptor y funcionamiento del sistema fue generado de mediciones hechas en las dos unidades del sistema. Se espera que para apli

caciones específicas de funcionamiento en forma típica y normal deben ocurrir variaciones alrededor de los valores dados. Vale la pena hacer una corta advertencia acerca del cátodo del LED y el colector de Q_2 en el sentido que si son puestos a tierra se tendrá momentáneamente 5.0 V de polarización directa a través del mismo lo que hará que se destruya, por lo que se deberá tener cuidado al probar esta parte del circuito.

Otro factor que limita la capacidad de transmisión de datos es la característica del fotodetector usado en nuestro diseño, lo cual se puede obviar utilizando otro dispositivo de mayor capacidad de funcionamiento. Este es el factor primordial para que exista mayor distorsión en el ciclo de trabajo al aumentar la frecuencia, como lo muestra las fotografías de las figuras N^os. 2.21 , 2.22 ., y 2.23 ., mientras que el retardo es debido principalmente al uso de interfases lógicas como en el caso del CI SN74LS14NS. que es un disparador de SCHMITT que sirve tanto para invertir la señal y reducir la distorsión por efecto del tiempo de subida de los bit's de información digital.

Por otro lado, podemos aumentar que una completa comprensión de la característica de los dispositivos y de los

cables y conectores usados dan al presente diseño la capacidad de ejecutar un completo análisis del sistema con cambios y ajustes futuros, por lo que las conclusiones específicas de este estudio son:

LED - En la mayoría de los casos no toda la potencia especificada en los datos típicos es verdad debido a la diferencia en la apertura numérica.

FIBRA - La apertura numérica (AN) no es constante en longitudes cortas de fibra como es nuestro caso.

DETECTOR - La respuesta del detector es especificada como una función de la potencia actual lanzada en la puerta óptica de entrada.

CAPITULO III

DISEÑO GENERAL DE UN LABORATORIO DE OPTOELECTRÓNICA

3.1. GENERALIDADES Y OBJETIVOS

El presente capítulo contiene varios experimentos los cuales permitirán al lector verificar mucho de los puntos presentados en esta tesis. Aunque hay otros que se dejarán como sugerencias únicamente puesto que no se dispone del instrumental apropiado por el momento, siendo verificables en el futuro según como se disponga de dichos dispositivos.

Los objetivos que se quieren lograr compaginan con el desarrollo actual de la técnica en nuestro país en los distintos campos de la Ingeniería Electrónica, en especial en las comunicaciones y computadoras, así como tener un material de consulta sobre las características especiales de los dispositivos usados para poder establecer comparaciones entre los distintos sistemas ya implementados y éste que

es relativamente nuevo en nuestro medio. Permitirá además al estudiante verificar cualquier duda o satisfacer curiosidades que al respecto se tienen con un mínimo de esfuerzo posible.

La forma como se presentarán las prácticas es siguiendo el orden dado a continuación:

- Objetivos
- Materiales utilizados
- Información preliminar
- Procedimiento
- Preguntas
- Conclusiones

Tanto las preguntas como las conclusiones serán dejadas al estudiante para contestarlas de acuerdo a lo que se logre en las prácticas.

3.2. DESCRIPCION DE EXPERIMENTOS

EXPERIMENTO N° 1

CARACTERISTICA DE LOS DISPOSITIVOS USADOS EN UN SISTEMA DE FIBRAS OPTICAS

OBJETIVOS : - Familiarizarse con los emisores, receptores infrarrojo y

fibra óptica usada como -
guía de onda.

- Realizar empalmes entre fi-
bras y alineamiento con los
optoacopladores.
- Analizar las pérdidas sufri-
das en los empalmes compara-
da con una fibra sin empal-
me.

MATERIALES USADOS:

- Emisores infrarrojo MF0E 500.
- Diodos pin MF0D 550.
- Receptor TTL MF0D 590.
- 2 metros de cable óptico OE-
1040 monofilamento.
- Conectores ópticos AMP Optimo
de plástico , de dispositivo -
simple.
- Clip de retención.
- Generador de onda cuadrada -
(0-10 MHz).
- Fuente de poder de +5V a -5V
- Multímetro.
- Un osciloscopio.
- Módulos de transmisor y recep-
tor de F/O.

INFORMACION PRELIMINAR

Los emisores son dispositivos que convierten señales eléctricas en pulsos de luz infrarroja.

Los fotodetectores son dispositivos que convierten la señal óptica en señales eléctricas.

El cable óptico es una fibra plástica flexible para transmitir luz.

Los dispositivos usados en el presente trabajo son componentes de fibras ópticas de bajo costo MOTOROLA, cuyas unidades prototipo de ingeniería tienen las siguientes características:

EMISOR MFOE 500

ASIGNACION DE PIN:

1. Cátodo	Longitud de onda	820 Nm.
2. Anodo	Voltaje directo	1.70 V.
3. No conexión	Potencia total de salida	50ma. 3.0mW.
	a. T_r, T_f .	20 nseg.

(Nº 450 μ W de salida de un metro de cable)

CODIGO DE COLOR

Rojo.

DIODO PIN MFOD 550

SALIDA DE PIN

1. No conexión	Voltaje inverso de ruptura	100 V
2. Cátodo	Corriente de fuga inversa	1.0 na.
3. Anodo	Respuesta	0.4 A/W
	T_r, R_f a $V_r = 20$ V	5.0nseg.
	5 V	10.0nseg.

CODIGO DE COLOR

Amarillo

RECEPTOR TTL MFOD 590

SALIDA DE PIN

1. Vcc	Voltaje de operación	5.0 V.
2. Tierra	Sensibilidad	40 μ W.
3. Salida	Ancho de banda	500 kBit.

CODIGO DE COLOR

Negro.

PROPIEDADES TÍPICAS DE LA FIBRA ÓPTICA

Índice de refracción del núcleo n_d	1.490
Índice de refracción de la envoltura n_d	1.392.
Apertura numérica	0.53 ± 0.03
Ángulo de aceptación de entrada.....	64°

Su característica de atenuación Vs. longitud de onda se muestra en la figura N°- 2.11.

El conector usado es el AMP Optimo de plástico cuyo soporte es de dispositivo simple mostrado en la figura N° 2.5. Así mismo, el clip de retención y la forma correcta de efectuar el empalme se detalla en las figuras N° 2.6. a la figura N° 2.10.

Las fotografías de los módulos de transmisión y recepción se muestran en las figuras N° 2.12 y N° 2.18, respectivamente.

PROCEDIMIENTO

1. IDENTIFICACION DE COMPONENTES:

1.a. El alumno examinará los LEDs emisores y detectores

infrarrojo asignados y los identificará por el código de color analizando sus características optoelectrónicas.

1.b. Mediante las características de asignación de pines determine el ánodo, cátodo y polarizaciones de los LEDs emisores, detectores y diodos PIN.

1.c. Analice el cable de fibras ópticas asignados y a partir de las características Atenuación Vs. Longitud de onda determine el rango de operación de la fibra para que exista mínima atenuación.

2. CARACTERÍSTICA VOLTIOS - AMPERIOS DEL MFOE 500

2.a. Conectar el circuito de la figura 3.1 con polarización directa del LED emisor. V es un voltímetro DC y A es un miliamperímetro DC.

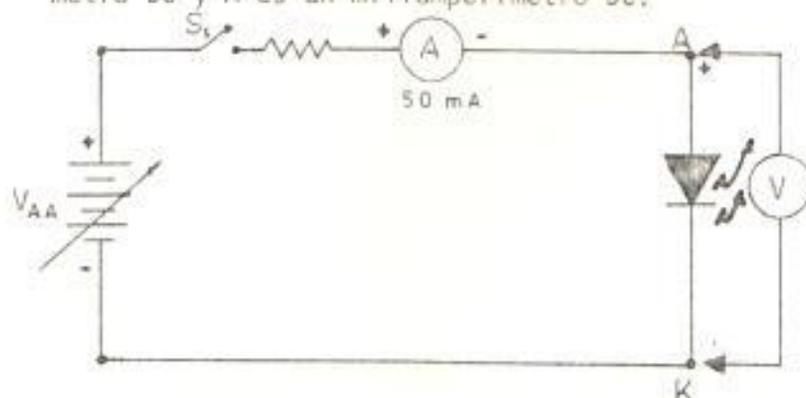


FIGURA N° 3.1 CONECCION DEL CIRCUITO CON POLARIZACION DIRECTA DEL LED EMISOR.

- 2.b. Ajustar la salida del suministro de potencia regulada para que la tensión V_{AK} entre los terminales del LED sea nula.
- 2.c. Medir y anotar la corriente si la hay. Aumente la tensión en pasos de 0.1 voltios - hasta un máximo de 1.7 voltios, tabulando los datos en la tabla N° 1. En cada condición calcular y anotar la resistencia directa aplicando la Ley de Ohm.

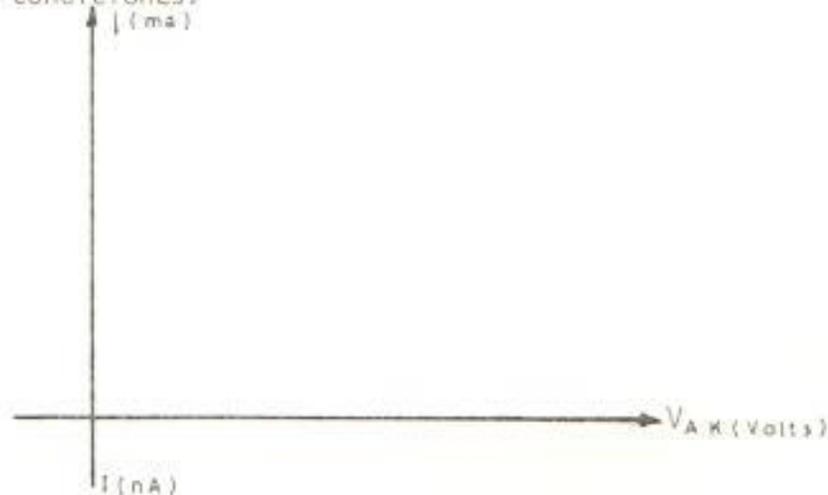
$I_{m\grave{a}x} = 50 \text{ mA}$. Calcule R de protección.

TABLA N° 1

DIRECTA			INVERSA		
V_{AK} Volt.	I ma	R Ω	V_{AK} Volt.	I ma	R Ω
0.1					
0.2					
0.3					
0.4					
0.5					
0.7					
0.9					
1.0					
1.2					
1.4					
1.7					

2.d. Invertir el LED del circuito. Ahora el LED tiene polarización inversa. Medir la corriente si la hay siguiendo los pasos de 2.c. varíe la tensión de suministro de 0.55 Voltios anotando los resultados en la Tabla N^o 1. En cada condición calcular y anotar la resistencia inversa del LED.

2.e. Dibuje un gráfico de V en función de I para ambas condiciones.



2.f. Haciendo uso de un trazador de curvas acoplado a un osciloscopio obtenga la característica estática del LED y compárela con la obtenida en 2.e.

3. PRUEBA DE RESISTENCIA

3.a. Sacar el LED del circuito, medir la resistencia directa e inversa de este LED. Anotar los resultados de R (directa) y R (Inversa).

3.b. Calcular la relación de resistencias inversa/directa r del LED emisor infrarrojo.

$$r = \frac{R(\text{directa})}{R(\text{inversa})}$$

3.c. Repetir la operación para dos LEDs infrarrojos - más.

4. ANALISIS DE PERDIDAS POR EMPALMES ENTRE FIBRAS

4.a. Efectuar correctamente empalmes entre fibras siguiendo las indicaciones dadas en los apartados de la figura N° 2.6 a la Figura N° 2.10 .

4.b. Habilita el sistema transmisor (Tx) - fibra (sin empalme) receptor (Rx) óptico digital.

4.c. Introduzca señal de onda cuadrada a una frecuencia de 200 KHz y obtenga la señal de salida del receptor en el osciloscopio como muestra la figura N° 3.2 .

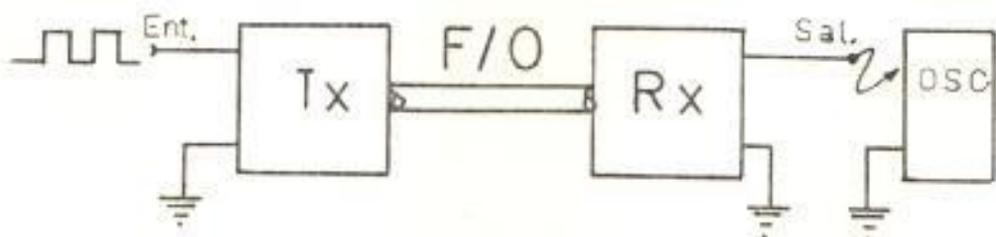


FIGURA N° 3.2 SEÑAL DE ONDA CUADRADA A UNA FRECUENCIA DE 200 KHz.

- 4.d. Dibuje cuidadosamente la forma de onda obtenida.
- 4.e. Reemplace la fibra con empalme por otra sin empalme y repita 4.c y 4.d.
- 4.f. Analice la atenuación y distorsión introducida al hacer las conclusiones de los resultados obtenidos.

PREGUNTAS:

- a. ¿Cuáles son los límites si los hay de: La polarización directa; polarización inversa? ¿Dónde son excedidos estos límites en este experimento? Referirse a los datos para concretar las repuestas.
- b. ¿Qué porción, si la hay, de la característica voltio-amperio del LED (cuando tiene polarización directa) es lineal?.
- c. ¿Qué puede usted decir acerca de la resistencia en cc del LED en esta porción lineal?
- d. ¿Cómo identificaría usted el ánodo de un diodo LED que no está marcado?
- e. ¿Qué importancia tiene la relación resistencia inversa/resistencia directa de un LED?.

- f. ¿Cuáles son las características de los diodos electroluminiscentes y láseres de semiconductores adecuados para las comunicaciones por fibras ópticas?
- g. ¿Cuáles son las principales características de los detectores PIN?
- h. ¿Qué técnica se usa para realizar empalmes en cables de fibras ópticas monomodo y multimodo de núcleo grande?

CONCLUSIONES:

Anotar las conclusiones a que llega después de efectuar cada parte de esta experiencia.

EXPERIMENTO N° 2

MEDICIONES DE PARAMETROS EN LA TRANSMISION DIGITAL

OBJETIVOS:

- Analizar y cuantizar las distorsiones introducidas en una transmisión digital.
- Determinar la velocidad de transmisión del transceiver óptico diseñado.

MATERIALES UTILIZADOS:

- Transceiver digital - óptico.
- Generador de onda cuadrada de frecuencia variable.
- Osciloscopio TEKTRONIX 7854
- Fuente de poder +5V a -5V
- Transductor de corriente acoplado al osciloscopio.

INFORMACION PRELIMINAR

La figura N° 3.3 es el diagrama de bloque funcional - del transmisor en el que el primer blok es la interfase lógica de la familia TTL el mismo que ha sido implementado usando las dos secciones del SN74S40 dispuestos en cascada debido a que cada puerta introduce

un retardo diferencial propio de propagación en las transiciones positivas y negativas. Si las dos funciones inversoras del mismo chip son puestas en cascada el retardo tenderá a nulitarse debido a que se procesan ambas polaridades de los flancos de datos que llegan como transiciones positivas por una puerta y como negativas por otra.

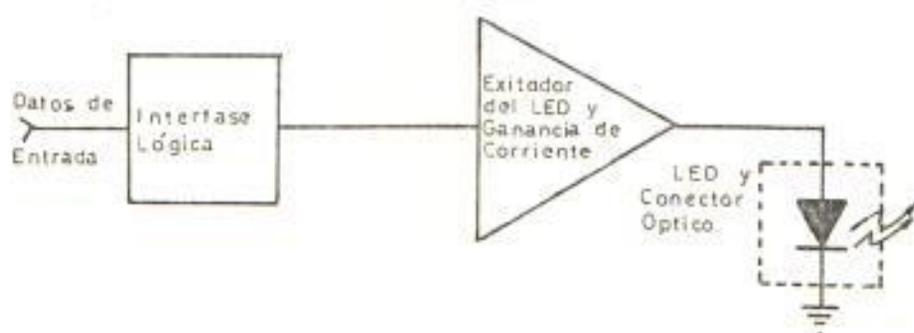


FIGURA N° 3.3 DIAGRAMA DEL BLOQUE FUNCIONAL DEL TRANSMISOR

Caso contrario ocurrirá una distorsión en su ciclo de trabajo como lo muestra la figura N° 2.3 del Capítulo II de esta tesis.

Como podemos constatar inmediatamente del análisis que esto es una fuente de distorsión y retardo de

los datos a transmitirse. Además de las características del emisor MF00500 notamos que el t_r y t_f tiempo de subida y tiempo de bajada respectivamente) es de 20 nseg lo cual se puede medir con el osciloscopio.

Entre las fuentes de posibles atenuaciones tenemos - en los conectores, en la apertura numérica, en las diferencias de diámetro en la separación, en el desalineamiento axial, pérdidas de Fresnell y pérdidas angulares. Todas ellas vienen especificadas por el fabricante y expresadas en DB/Km.

PROCEDIMIENTO

1. MEDIDA DEL TIEMPO DE SUBIDA Y DE BAJADA (T_R, T_F).

- 1.a. Habilite con poder y conecte al transceiver óptico un generador de onda cuadrada como muestra la figura N°3.4 calibrando a una frecuencia de 1 KHz.

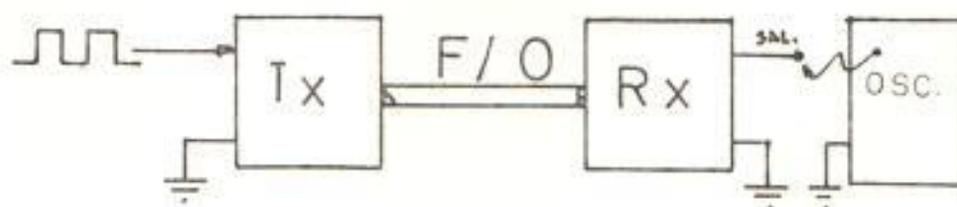


FIGURA N° 3.4 HABILITACION CON PODER Y CONECCION AL TRANSCEIVER OPTICO DE UN GENERADOR DE ONDA CUADRADA

1.b. Conecte un canal del osciloscopio a la salida del R_x

1.c. Aumente la frecuencia del generador hasta los 200 KHz y mida el tiempo de subida y bajada y el retardo en la salida del Rx con respecto a la de entrada.

2. MEDICIONES DEL CICLO DE TRABAJO

2.a. Conecte el transmisor - receptor óptico e inyecte a la entrada Tx una señal de onda cuadrada del generador de señales fijada a una frecuencia de 1 KHz.

2.b. Mida el ciclo de trabajo mediante la expresión:

$$\% DC = \frac{T_H}{T_H + T_L} \times 100$$

donde T_H es el tiempo que permanece la señal en el nivel alto; T_L es el tiempo de nivel bajo y DC es el ciclo de trabajo.

2.c. Repita el paso 2.b. para una frecuencia de -

50 KHz, 100 KHz y 200 KHz tabulando sus resultados.

2.d. Acople a la entrada del osciloscopio el transductor de corriente y observe en la pantalla la forma de onda de corriente en el LED infrarrojo anotando los resultados en las conclusiones.

3. DETERMINACION DE LA VELOCIDAD DE TRANSMISION

3.a. Conecte el generador de pulsos al Tx y observe la salida a una frecuencia de 1 KHz en la pantalla del osciloscopio.

3.b. Aumente gradualmente la frecuencia en pasos de 10 KHz y observe la forma de onda a la salida del Rx en el osciloscopio hasta que ocurra una gran distorsión.

PREGUNTAS:

a. Anote las ventajas y desventajas que tiene el uso de F.O. como medio de transmisión de datos digitales.

- b. ¿Qué son las fibras multimodo de índice gradual?
- c. ¿Cuáles son las fibras que producen la más baja atenuación?
- d. Explique cómo corregir la distorsión del ciclo de trabajo causado por puertas de retardo diferencial.

CONCLUSIONES:

En cada paso de esta experiencia anote sus conclusiones.

EXPERIMENTO N° 3

PRUEBAS DE TRANSMISION ANALOGICA

OBJETIVOS:

- Demostrar que la fibra óptica sirve para transmitir señales analógicas moduladas en frecuencia.
- Estudiar las etapas de un comunicador infrarrojo modulado en frecuencia.
- Acoplar el sistema analógico al sistema digital diseñado.

MATERIALES UTILIZADOS:

- Comunicador infrarrojo (Transmisor - Receptor)
- Transmisor - receptor digital
- Osciloscopio
- Un radio a transistores
- Un micrófono
- Un multímetro D.C.

INFORMACION PRELIMINAR:

Es posible establecer la comunicación analógica por medio de las fibras ópticas, para lo cual construimos un comunicador infrarrojo modulado en frecuencia cuyo diagrama circuital se muestra en las figuras N° 224 y 225, que son el transmisor y receptor respectivamente.

En el transmisor, R_3 controla la ganancia, mientras que R_4 controla la frecuencia de la portadora que son pulsos rectangulares, como se muestra en el gráfico de la figura N° 228.

En el receptor R_5 controla la ganancia, C_2 y C_3 da la frecuencia de oscilación controlado por voltaje centrada a aproximadamente 39.54 KHz como se muestra en la figura N° 229.

PROCEDIMIENTO:

1. AJUSTE Y CALIBRACION DEL SISTEMA COMUNICADOR INFRARROJO

- 1.a. Habilite el sistema mostrado a continuación en la figura N° 3.5, efectuando las interconexiones respectivas.

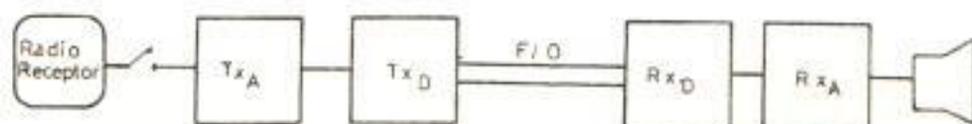


FIGURA No. 3.5

- 1.b. Conecte la salida de un radio a transistores apagado a la entrada de R_3 a través de un condensador de 4.7 μF y tierra.
- 1.c. Aplique poder y ajuste R_4 en el Tx_A observando en el osciloscopio la señal portadora que debe ser un tren de pulsos de aproximadamente 35 KHz a 45 KHz en el pin N° 3 de C.I. 555.
- 1.d. Compruebe que la señal portadora en el Rx_A sea una onda -

triangular de aproximadamente 40 KHz midiendo en el pin -
Nº 9 de C.I. 565.

1.e. Encienda el radio con un bajo volumen para lo cual R_3 en el Tx_A debe ser 100 K Ω y baja ganancia en el Rx_A lo cual se controla a través de R_5 .

1.f. Aumente gradualmente el volumen y siga ajustando R_4 en el Tx_A hasta escuchar buena calidad de sonido en el parlante.

2. TRANSMISION DE AUDIO A TRAVES DE UN MICROFONO

2.a. Reemplace el radio por un micrófono a la entrada del Tx_A .

2.b. Escuche en el parlante su voz amplificada.

2.c. Anote en las conclusiones los resultados obtenidos.

PREGUNTAS:

- Explique el funcionamiento del transmisor infrarrojo
- Explique el funcionamiento de las distintas etapas del receptor infrarrojo.
- Cuál es la función principal del transmisor - receptor digital?

CONCLUSIONES:

Anote las conclusiones a que llega al término de cada parte de la experiencia dada.

EXPERIMENTO N° 4

ENLACE DE DATOS DE UN MICROCOMPUTADOR USANDO FIBRAS OPTICAS

OBJETIVOS:

- Describir el diseño de un sistema de comunicación de datos.
- Demostrar la habilidad para interconectar una serie de terminales de microcomputadores con una línea de fibras ópticas.

INFORMACION PRELIMINAR:

Toda la capacidad ejecutiva de las fibras ópticas ahora ofrece al diseñador una práctica y ventajosa alternativa a más la ya conocida comunicación de datos por alambre. Las ventajas de las fibras ópticas sobre un par de alambres o ya sea sobre un cable coaxial son fácilmente enumerables:

1. ANCHO DE BANDA: Los cables de fibras ópticas normalizados en el mercado de hoy tiene un ancho de banda más allá de varios cientos de megahertz y otros cables disponibles son buenos para varios GHz.
2. INMUNIDAD: Las fibras ópticas son inmunes a las interferencias electromagnéticas. Así, la diafonía y los errores por interferencias de radiofrecuencia son eliminadas.

Las fibras ópticas pueden ser instaladas a lo largo de cables de alta tensión y corriente, o en proximidades a la fuente electromagnéticas o de radiofrecuencia sin sufrir alteraciones de la señal.

3. **SEGURIDAD:** Las fibras ópticas son difíciles de empalmar, de esta forma, las fibras deben ser quebrantadas para insertar una derivación o desnudar el recubrimiento para poner en contacto otra fibra al núcleo y tomar algo de señal.

Ambos métodos son dificultosos de implementar y fácilmente detectable, por lo que los datos transmitidos por fibras ópticas es relativamente seguro.

4. **TAMAÑO Y PESO:** Un carrete de un kilómetro de cable de fibras ópticas de igual y a menudo de mayor habilidad de manipulación de datos pesa alrededor de la décima parte de un cable coaxial.

La fibra óptica es considerablemente de mayor capacidad de manipulación de señal en la misma área de sección transversal de un conductor o cable.

5. **COSTO:** El precio del cable de fibras ópticas continúa en descenso mientras que el costo del alambre se incrementará en el futuro.

REQUERIMIENTOS EN LA IMPLEMENTACION DEL SISTEMA

En la figura 3.6 siguiente se ilustra el sistema básico. Se hace uso de un transmisor y un receptor de costo efectivo diseñado en un arreglo "full duplex" de dos terminales.

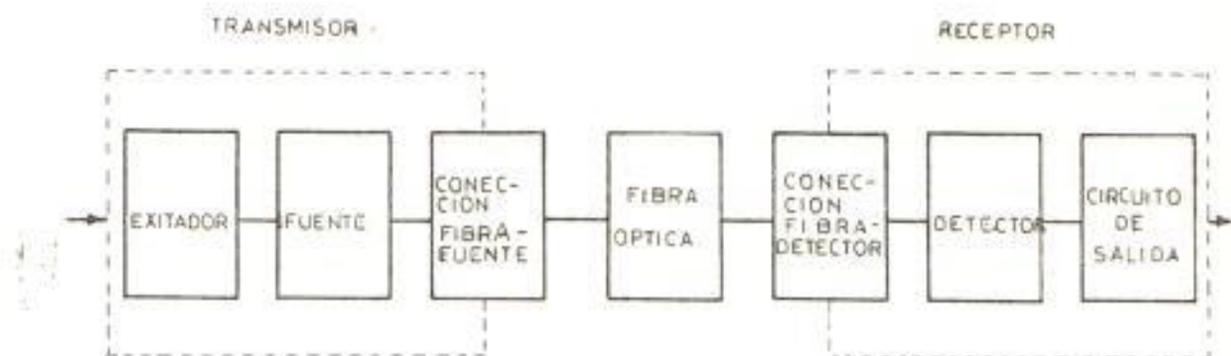


FIGURA N^o 3.6. LINEA DE FIBRAS OPTICAS BASICA

El sistema básico es fácilmente extendible a múltiples terminales. Sin embargo, en una configuración entrelazada como se muestra en la figura N^o 3.7, el control o terminal primario inicia el flujo de datos. Los datos, luego de pasar en serie a través de los terminales secundarios retornan al terminal primario. Notemos que este arreglo de lazo resulta de uno de los terminales operando en el modo semi-duplex en una dirección. Cada secundario sirve como una red repetidora; esto es, el dato óptico recibido

es alimentado al terminal y también transmitido al próximo terminal en el lazo. Como los datos pasan alrededor del lazo, algún reconocimiento de dirección al secundario es puesto en el cuadro de información leyéndolo y actuando sobre él.

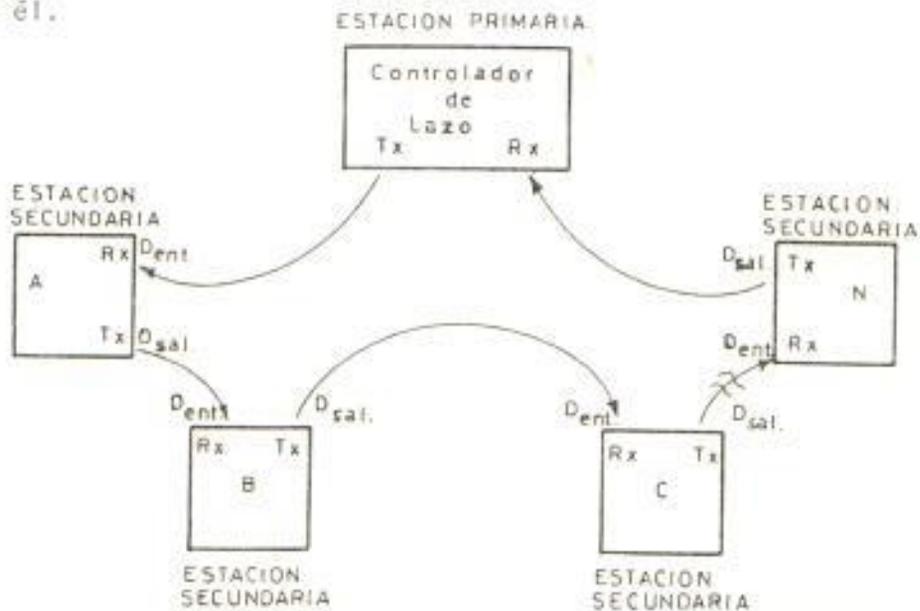


FIGURA N° 3.7 . CONFIGURACION DE LAZO

Los datos continúan pasando a lo largo de todo el lazo de terminales actuando o no.

Las estaciones secundarias dan oportunidad de transmitir datos locales cuando la central de terminales transmite un comando "POLL". Si un secundario requiere control de lazo, esto es garantizado en el primario por una bandera "GO AHEAD" seguido de un comando "POLL!". La detección y recobrado de error son también gobernado por un conjunto completo de reglas.

Cada estación es compuesta de un módulo microprocesador M6800 el que incluye un módulo M6800, un módulo RAM estático de 16K MEX6816-22, un módulo ROM 8K MEX68RR y un módulo ACIA MEX6850 de interfase al terminal. Un módulo MEX6854 que es un controlador de enlace de datos avanzados (CEDA) con un transmisor y receptor sobre la placa que sirve de interfase a la línea de fibra óptica. Esto es mostrado en la figura N° 3.8.

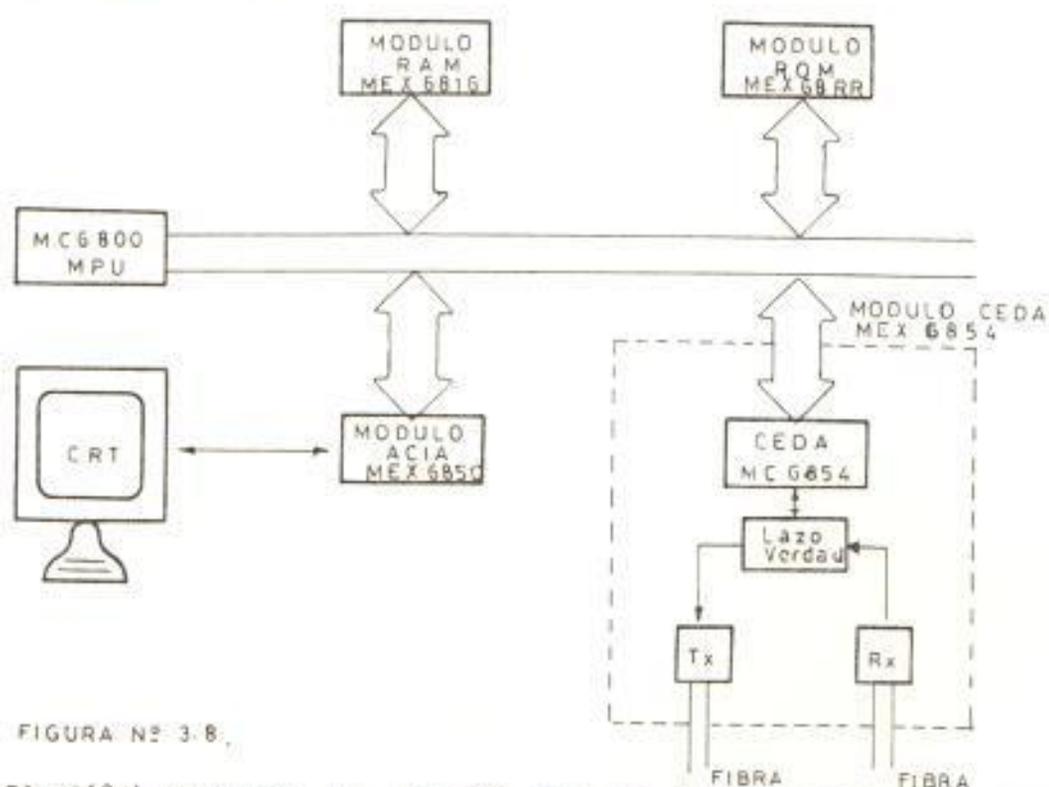


FIGURA N° 3.8.

El MC6854 ADLC hace la función de la interfase completa entre la barra de datos MPU y el canal de comunicación sincrónico em-
pleando un protocolo de bit-orientado. Este es dispositivo perifé-
rico inteligente LSI NMOS que automáticamente ejecuta muchas de -
las funciones requeridas por el protocolo de comunicaciones. Esto
a la vez reduce la cantidad de instrucciones de programas requeri-
do e incrementa la velocidad de datos.

PROCEDIMIENTO:

Tanto el transmisor como el receptor son construidos con productos Componentes Activos de Fibra óptica (CAFO). El transmisor - usa un MF0E103F que es un diodo emisor de luz (LED). El componente receptor es un diodo PIN MF0D104F. La familia de CAFO y el conector compatible son disponibles por Motorola y AMP, INC.

El concepto de la figura N° 3.7 sirve al usuario como interfase - eficiente para varios tipos y tamaños de fibras ópticas existentes en el mercado.

Como muestra las figuras N° 3.9-3.9, el transmisor y el receptor son montados directamente al módulo CEDA. El circuito excitador para el transmisor usa un inversor MC74LS04 y un transistor excitador discreto.

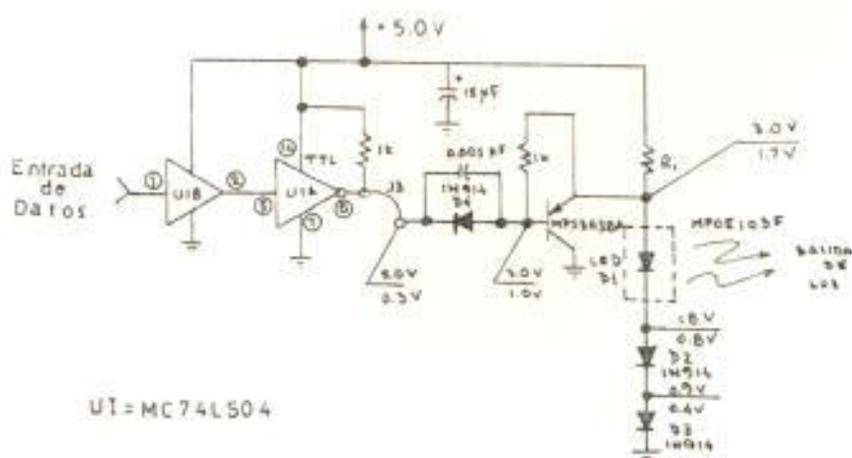


FIGURA N° - 3.9 SISTEMA TRANSMISOR

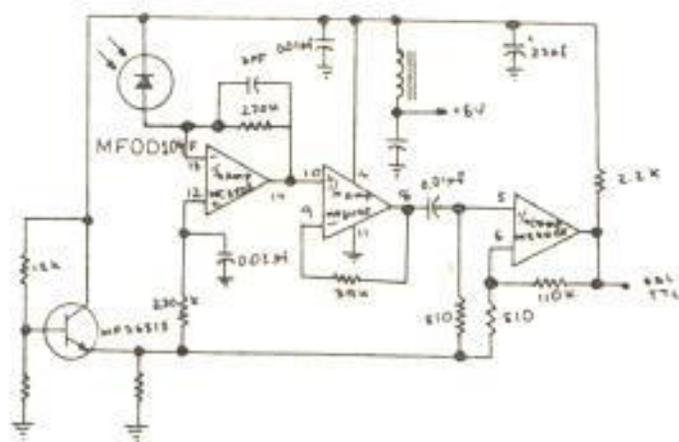


FIGURA N° 3.10. SISTEMA RECEPTOR

El circuito es capaz de excitar el LED a la velocidad de datos de 1 M-Bit's/seg.

Si la fibra óptica es inmune a interferencia electromagnética pero el circuito receptor no lo es, por lo que es blindada para prevenir picos de ruidos. A 100 KHZ el receptor tiene capacidad de recepción con una velocidad de error de bit de 10^{-9} .

La sensibilidad del receptor, la potencia de transmisor y las pérdidas del sistema (como la atenuación de la fibra) determina la máxima distancia usual entre terminales. El sistema puede operar con un par de cables 155 SIECOR de 70 metros, aunque fue diseñado para operar sobre los 120 metros. La longitud del sistema y la velocidad de datos puede ser incrementada en la sensibilidad

del receptor o con un incremento en la potencia del transmisor.

El transmisor y el receptor son interfazados al CEDA como se muestra en el recobrador de reloj y circuito a través del lazo mostrado en la figura N° 3.11

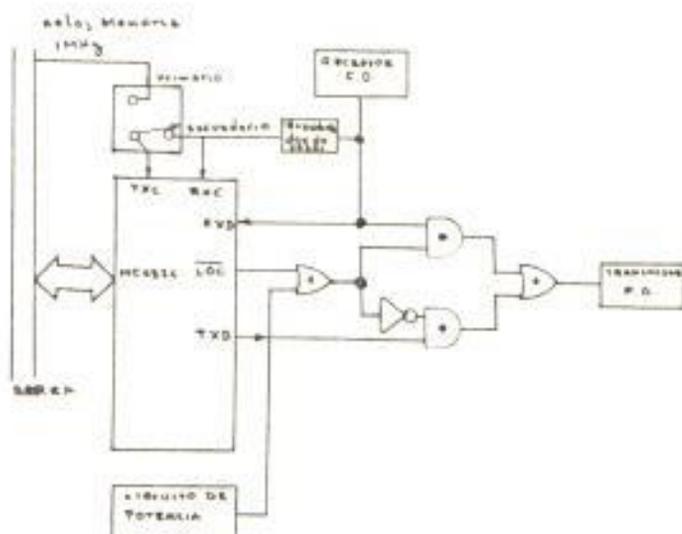


FIGURA N° 3.11. RECOBRADOR DE RELOJ Y CIRCUITO A TRAVES DEL LAZO

El circuito recobrador de reloj sincroniza un oscilador a 1 MHz, para que los datos entren al receptor. Tanto los datos como la información de reloj separado son presentados al CEDA. La velocidad de datos del reloj es luego también usado para enrutar los datos detrás del transmisor para que puedan ser enviados a la próxima estación.

Las pérdidas de potencia en algún terminal o en el lazo se proveen de fuentes separadas o paquetes de baterías para operar el circuito transmisor y el receptor. El control a través del lazo enruta a la salida del receptor directamente a la línea de entrada al transmisor para que el funcionamiento de la repetidora se mantenga con bajo poder en el terminal.

PROGRAMACION DEL SISTEMA

Conectando una serie de terminales juntos se requiere de una bien definida y eficiente protocolo de comunicaciones para manejar la línea de datos.

Para este sistema fue usado un protocolo de bit-orientado conocido como control de enlace de datos sincrónicos (CEDS). Este protocolo proporciona un eficiente método para establecer y terminar la conversación entre terminales, identificando transmisores y receptores, reconociendo la información recibida y recobrar el error.

Una secuencia transmitida desde la estación primaria a una estación secundaria comienza con el cuadro de información (Cuadro - N° 1) conteniendo la dirección. Cuando un secundario recibe un Cuadro 1 con su dirección, lee dicho cuadro y lo almacena en una memoria de recibo. En el CEDS todos los cuadros contienen un código de chequeo de error de 16 bit's el cual procede al

cierre de bandera. La estación que recibe chequea este código de error para validar la exactitud de la transmisión y responde con un cuadro apropiado de reconocido o no reconocido cuando envía una bandera "GO AHEAD". Un secundario es permitido suspender la función de repetir e ir "ON LOOP" y transmite un cuadro solamente cuando recibe la bandera "GOAHEAD" de la estación primaria.

En el sistema de demostración de dos terminales el M6800MP pone una capacidad de datos de operación limitada a 1 MHz, y la máxima velocidad de datos es cerca de 75 Kbit/seg. Pero usando un MC6844 con controlador de acceso directo a la memoria reduce la capacidad del procesador e incorporando un receptor diseñado a un gran ancho de banda la velocidad de datos sube a más de 1 MBaud.

Debido a que la fibra óptica tiene gran capacidad de ancho de banda, el cable existente fácilmente manipula dicho incremento a la velocidad de datos. Esto demuestra uno de los altos costos y ventajas de fibras ópticas.

CONCLUSIONES

Una alternativa práctica de costo efectiva de solución para un problema específico se ha discutido. Mientras se da

mayor potencia al LED , más sensibilidad a los detectores y acopladores direccional de fibras o más empalmes introducidos se dará más flexibilidad de manipulación al diseñador de sistemas.

3.3. SUGERENCIAS GENERALES

El diseño presentado junto a las experiencias mostradas ponen de manifiesto la tentación de usar las fibras ópticas como medio de comunicación antes que el tradicional conductor de cobre y cable coaxial. En efecto, solo un rayo de luz viaja a través de la fibra de vidrio, inmune a interferencias electromagnéticas y a fines con gran seguridad.

En la parte explicativa de las experiencias se recomienda poner especial atención a las aplicaciones prácticas para que con gran facilidad se adapten a otros sistemas, que adolezcan de las bondades que nos ofrece esta nueva tecnología.

Aunque este diseño que hecho con aplicaciones puramente digitales, también manipula señales analógicas, pues, con el sencillo acoplo de un transmisor analógico al digital, la señal de audio cambia a una señal rectangular modulada en frecuencia y pasa a través de la fibra óptica al receptor digital acoplado a un demodulador analógico que reproduce el audio por medio de un parlante.

Se sugiere leer cuidadosamente la parte teórica antes de realizar las prácticas anotando en cada parte de las experiencias las novedades obtenidas aunque esto no se mencione como pregunta para hacerlo constar en las conclusiones.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

En conclusión, este trabajo ha presentado la alternativa de desarrollar nuevos experimentos en los laboratorios de la ESPOL, en concordancia con la nueva tecnología de las fibras ópticas, tanto en lo análogo como en lo digital y en general de la optoelectrónica. Bajo esta finalidad se recomienda:

1. Que se motive la ampliación de las prácticas en los laboratorios introduciendo lo que se ha presentado en este trabajo.
2. Continuar y ampliar la política de introducir prácticas relacionadas con optoelectrónica, en vista de su estrecha vinculación con el desarrollo acelerado de la tecnología moderna.

BIBLIOGRAFIA

1. A. AGUILAR, Fibre Optics Transmission. Standard Eléctrica, S.A. 1979.
2. C. BECERRA, Fundamentos sobre Sistemas de Fibras y Cables Ópticos, ESPOL, 7,1,985.
3. C.P. SANDBANK, Comunicaciones por Fibras Ópticas. Comunicaciones Eléctricas, Vol. 50,1,1975.
4. C.K. KAO, ITT, Electro-Optical Products Division. Proanoke, Virginia, Estados Unidos.
5. J.E. MIDWINTER, Optical - Fibers for Transmission. John Wiley & Sons, N.Y. 1979.
6. MOTOROLA INC. Optoelectronics Device Data, Printed, U.S.A. 1983.
7. SOTHCOTT.P., Tecnología de la Fibra Óptica: Comunicaciones Eléctricas, 1981, Vol. 56, N°4, pags.417-424.
8. S.D. PERSONIK, Receiver Design for Optical Fiber Systems. Proceeding of the IEEE. Vol. 65,12,1977.