

**CENTRO DE INVESTIGACION CIENTIFICA Y DE
EDUCACION SUPERIOR DE ENSENADA**

**DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN TRANSMISOR
RECEPTOR OPTICO PARA REDES LOCALES
DE DATOS SOBRE FIBRAS OPTICAS**

TESIS

MAESTRIA EN CIENCIAS

CARLOS GERARDO PEREZ PEREZ

RESUMEN de la Tesis de Carlos Gerardo Pérez Pérez presentada como requisito parcial para la obtención del grado de MAESTRO EN CIENCIAS en FISICA APLICADA con opción en ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES. Ensenada, Baja California, México. Noviembre de 1989.

DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN TRANSMISOR/RECEPTOR OPTICO
PARA REDES LOCALES DE DATOS SOBRE FIBRAS OPTICAS

Resumen aprobado por:


M. en C. David H. Covarrubias Rosales

Director de Tesis

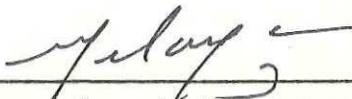
Se presenta el diseño, construcción y caracterización de un transmisor/receptor óptico que cumple con las funciones establecidas por la norma Ethernet, para lo cual primero se desarrolla un estudio de la Red Ethernet mostrando sus principales características y funcionamiento, segundo se analiza la tecnología de fibras ópticas, para así seleccionar los componentes adecuados para el dispositivo transmisor/receptor óptico cumpliendo a su vez con los estándares de las Redes Locales de Datos, tercero se establecen los cambios que deben ser llevados a cabo para poder transferir a la red Ethernet de un medio de cable coaxial a fibra óptica, cuarto se hace un análisis de los parámetros involucrados dentro de un enlace por fibra óptica y se establece una metodología de diseño para este tipo de dispositivos, dando como resultado tres topologías diferentes de sistemas transmisores ópticos y dos de sistemas receptores ópticos, para los cuales se establecen diferentes tipos de pruebas para así poder caracterizar sus parámetros de funcionamiento, dando como resultado un prototipo final que cumple completamente con las normas Ethernet especificadas.

TESIS DEFENDIDA POR: CARLOS GERARDO PEREZ PEREZ

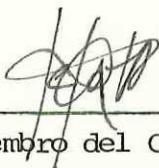
Y APROBADA POR EL SIGUIENTE COMITE:



M.C. David Covarrubias Rosales, Director del Comité



Dr. Martín Luis Celaya Barragán, Miembro del Comité



Dr. Arturo Serrano Santoyo, Miembro del Comité



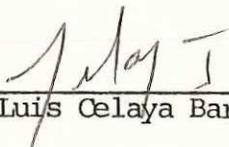
M.C. Ernesto Quiróz Morones, Miembro del Comité



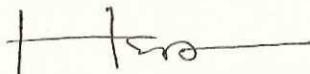
M.C. Fernando Favela Vara, Miembro Suplente del Comité



M.C. Moisés Castro Delgado, Jefe del Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones



Dr. Martín Luis Celaya Barragán, Director de la División de Física Aplicada



Dr. Héctor Echavarría Heras, Director Académico Interino

Noviembre 15, 1989

DEDICATORIA

Con todo cariño y respeto a mi padre Arnulfo Pérez
Castillón quien siempre me ha inculcado el espíritu de
superación y trabajo.

Con todo mi amor a mi madre Blanca Pérez de Pérez.

A mis hermanos

Arnulfo

Justino

Alberto Ernesto

Blanca Patricia

Zelete Yvette

AGRADECIMIENTOS

Gracias a Dios que me ha dado la oportunidad de cumplir un objetivo más de mi vida.

A mi director de tesis M. en C. David H. Covarrubias Rosales por sus consejos, apoyo y paciencia que no han sido limitados a la dirección del presente trabajo.

A mi asesor en el IIE Dr. Fernando Martínez Piñon por su importante dirección en la parte experimental del trabajo de tesis, sin la cual hubiera sido imposible su culminación.

A mi asesor académico el Dr. Arturo Serrano Santoyo por su valiosa asesoría a mi llegada al CICESE.

A los miembros del Comité de Tesis: Dr. Martín L. Celaya Barragán, Dr. Arturo Serrano Santoyo, M. en C. Ernesto Quiróz Morones y M. en C. José Luis Briseño Cervantes por sus comentarios y correcciones al manuscrito.

A todas aquellas personas que por falta de espacio no menciono que de alguna u otra manera ayudaron a la culminación del presente trabajo.

A todos mis profesores, compañeros y amigos.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología por su apoyo económico para el desarrollo de mis estudios de Maestría.

Al Departamento de Comunicaciones del Instituto de Investigaciones Eléctricas, por todas las facilidades para poder llevar a cabo el desarrollo del trabajo experimental.

Al Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada, B. C.

CONTENIDO

	<u>Página</u>
I INTRODUCCION	1
I.1 Objetivo	3
I.2 Metas	4
I.3 Organización	4
I.4 Contribuciones	6
I.5 Equipo y Componentes	6
II DESCRIPCION DE LA RED ETHERNET	9
II.1 Introducción	9
II.2 Descripción Física de la Red Ethernet	11
II.2.1 Capa Física	12
II.2.2 Capa de Enlace de Datos	12
II.3 Topología y Soporte Físico	14
II.4 Transceptor	17
II.4.1 Transmisión	17
II.4.2 Recepción	18
II.4.3 Escucha de Portadora	18

CONTENIDO (Continuación)

	<u>Página</u>
II.4.4 Detección de Colisiones	19
II.5 Cable del Transceptor	20
II.5.1 Señal de Transmisión	21
II.5.2 Señal de Recepción	21
II.5.3 Señal de Presencia de Colisión	22
II.6 Tarjeta Controladora	22
II.6.1 Codificación	22
II.6.1.1 Código Manchester	23
II.7 Empaquetado y Desempaquetado de Datos	25
II.7.1 Preámbulo	26
II.7.2 Campo de Direcciones	27
II.7.3 Campo de Tipo	28
II.7.4 Campo de Datos	28
II.7.5 Campo de Secuencia de Verificación de Marco	28
II.8 Método de Acceso al Canal	29
II.9 Rendimiento	31

CONTENIDO (Continuación)

	<u>Página</u>
II.9.1 Probabilidad de Acceso del Canal	33
II.9.2 Tiempo de Espera	34
II.9.3 Eficiencia	34
II.10 Conclusiones	36
III DEFINICION DE LOS COMPONENTES OPTICOS PARA UNA RED LOCAL DE DATOS SOBRE FIBRAS OPTICAS	37
III.1 Introducción	37
III.2 Medios de Transmisión	38
III.3 Requerimientos de una Fibra Optica para RLD	40
III.3.1 Tipos de Fibras Opticas para RLD	40
III.3.2 Recomendaciones sobre Fibras Opticas en Estándares de RLD	44
III.3.3 Elección del Tipo de Fibra Optica	47
III.4 Elementos Opticos	47
III.4.1 Emisores	48
III.4.1 Diodo Emisor de Luz	52
III.4.2 Láser Semiconductor	54

CONTENIDO (Continuación)

	<u>Página</u>
III.4.2 Recomendaciones sobre Fotodispositivos en Estándares	55
III.4.3 Elección del Tipo de Emisor	56
III.4.4 Receptores	56
III.4.4.1 Fotoconductor	57
III.4.4.2 Fotoconductores con Zona de Absorción	59
III.4.4.3 Fotodetectores de Avalancha	61
III.4.5 Elección del Tipo de Receptor	62
III.5 Conexiones con Fibras Ópticas	63
III.5.1 Conectores	64
III.5.2 Empalmes	67
III.6 Conclusiones	68
IV DEFINICION DE LA RED ETHERNET SOBRE FIBRA OPTICA	70
IV.1 Introducción	70
IV.2 Topologías Empleadas en RLD sobre Fibras Ópticas	71
IV.2.1 Topología Tipo Ducto	72

CONTENIDO (Continuación)

	<u>Página</u>
IV.2.1.1 Topología Tipo Ducto Pasivo	72
IV.2.1.2 Topología Tipo Ducto Activo	73
IV.2.2 Topología Tipo Anillo	74
IV.2.3 Topología Tipo Estrella	75
IV.2.3.1 Topología Tipo Estrella Pasiva	75
IV.2.3.2 Topología Tipo Estrella Activa	77
IV.3 Técnicas de Detección de Colisiones	78
IV.3.1 Detección de Colisiones en una Estrella Pasiva	78
IV.3.1.1 Monitoreo del Nivel de Potencia Promedio	78
IV.3.1.2 Detección de Violaciones en el Ancho del Pulso	79
IV.3.1.3 Comparación de Bit	80
IV.3.1.4 Método en el Dominio del Tiempo	80
IV.3.2 Detección de Colisiones en una Estrella Híbrida	81

CONTENIDO (Continuación)

	<u>Página</u>
IV.3.3 Detección de Colisiones en una Estrella Activa	83
IV.3.3.1 Detección de Colisiones en el Centralizador Estrella	83
IV.3.3.2 Detección de Colisiones en el Transceptor	84
IV.4 Conclusiones	85
V DISEÑO DEL TRANSECTOR OPTOELECTRONICO PARA LA RED ETHERNET	86
V.1 Introducción	86
V.2 Análisis del Sistema de Comunicaciones por Fibras Ópticas	87
V.2.1 Potencia Emitida	88
V.2.2 Pérdidas en el Conector	89
V.2.3 Potencia Acoplada	91
V.2.4 Pérdidas en la Fibra Óptica	91
V.2.5 Pérdidas por Penalización	91
V.2.6 Potencia Recibida	92
V.2.7 Análisis de longitud Máxima de Enlace por Atenuación	92

CONTENIDO (Continuación)

	<u>Página</u>
V.2.8 Pérdidas por Dispersión	92
V.2.8.1 Dispersión Modal	93
V.2.8.2 Dispersión Cromática	93
V.2.9 Análisis por Límite de Ancho de Banda y Tiempos de Ascenso	96
V.3 Diseño del Transceptor Optico	99
V.3.1 Selección de los Dispositivos Optoelectrónicos	100
V.3.2 Cálculo de los Parámetros de Enlace	109
V.3.3 Sintetización de las Redes de Acoplamiento del Transmisor y del Receptor	112
V.3.3.1 Diseño del Transmisor Electro-óptico	113
V.3.3.2 Diseño del Receptor Optoelectrónico	122
V.3.3.3 Integración de las Funciones de Detección de Colisiones, Escucha de Portadora, Transmisión y Recepción	127
V.4 Conclusiones	129
VI CARACTERIZACION Y PRUEBAS DE FUNCIONAMIENTO DEL SISTEMA OPTOELECTRONICO	131

CONTENIDO (Continuación)

	<u>Página</u>
VI.1 Introducción	131
VI.2 Recomendaciones en el Manejo de los Componentes	132
VI.3 Caracterización del Fotoemisor LED	133
VI.3.1 Caracterización de la Potencia Acoplada a la Fibra por Corriente Inyectada	135
VI.3.2 Caracterización de la Caída de Tensión en el LED por Corriente Inyectada	137
VI.4 Caracterización del Sistema Transmisor Electro-óptico	140
VI.5 Caracterización del Sistema Receptor Optoelectrónico	154
VI.6 Caracterización del Dispositivo Transceptor Optico	159
VI.6.1 Prueba de Enlace de Larga Distancia	159
VI.6.2 Prueba de Atenuación	162
VI.6.3 Prueba de Probabilidad de Error	164
VI.7 Conclusiones	167
VII CONCLUSIONES	170
VII.1 Análisis de Logros	171

CONTENIDO (Continuación)

	<u>Página</u>
VII.2 Análisis Global	173
VII.3 Análisis de Costos	177
VII.4 Recomendaciones para Trabajos Futuros	180
LITERATURA CITADA	183
APENDICES	
A. I Programas Empleados	
A. II Datos de Fabricantes	
A. III Diagramas de los Prototipos	

LISTA DE FIGURAS

<u>Figura</u>	<u>Página</u>
1. Arquitectura de la Red Ethernet y Construcción Típica.	13
2. Configuración de la Red Ethernet: Mínima, Media y Gran Escala.	16
3. Cable del Transceptor.	20
4. Codificación de Señales Digitales NRZ y Manchester.	24
5. Densidad Espectral de una Señal Manchester.	25
6. Formato del Paquete Ethernet.	26
7. Eficiencia de la red Ethernet para diferentes tamaños de paquetes.	35
8. Propagación Dentro de una Fibra Optica.	41
9. Principio de Emisión de Luz en Semiconductores.	50
10. Circuito Equivalente del LED.	53
11. Fotodiodo <i>pin</i> .	60
12. Circuito Equivalente de un Fotodiodo <i>pin</i> .	60
13. Fotodiodo de Avalancha.	62
14. Conectores SMA, a) Tipo 905 y b) Tipo 906.	66
15. Conector ST.	67

LISTA DE FIGURAS (Continuación)

<u>Figura</u>	<u>Página</u>
16. a) Ducto Optico Pasivo con Acopladores en "T", b) Ducto Optico Pasivo Acoplador Duplex, c) Ducto Optico Activo.	73
17. Anillo Optico Pasivo con Acoplador en "T".	74
18. Topología Estrella Optica.	76
19. Topología Estrella Híbrida.	77
20. Detección de Colisiones en una Estrella Activa.	83
21. Sistema de Comunicaciones por Fibras Opticas.	87
22. Potencia Típica Emitida por Fotoemisores.	88
23. a) Pérdidas Intrínsecas debido a diferencias en el diámetro del núcleo o apertura numérica. Pérdidas extrínsecas: b) Por Diferencia Axial, d) Por Espaciamiento Entre Terminales de la Fibra.	89
24. Conceptualización del Tiempo de Ascenso.	97
25. Circuito y Comportamiento de un Filtro de Paso Bajo.	97
26. Diagrama de Flujo del Programa para el Diseño del Transceptor Optoelectrónico.	101
27. Probabilidad de Error con Código Manchester.	105
28. Funciones internas del Transceptor Optoelectrónico Compatible Ethernet.	113

LISTA DE FIGURAS (Continuación)

<u>Figura</u>	<u>Página</u>
29. Circuito Transmisor con Transistor Simple.	114
30. Circuito de DC de la Topología Transistor Simple.	115
31. Circuito Transmisor con Manejador de C. I. Simple.	117
32. Circuito Transmisor Diferencial.	118
33. Circuito Equivalente de Polarización del Circuito Diferencial a) Con Transistor b) En Función de I_c .	121
34. Circuito Receptor Optoelectrónico con <i>pin</i> BPX-65.	124
35. Circuito Receptor Optoelectrónico con <i>pin</i> HFBR-2204.	124
36. Señal Manchester Empleada en el Canal Ethernet.	128
37. Configuración de Ganancia Unitaria con el LH0032CG.	129
38. Componentes Optoelectrónicos Empleados.	135
39. Esquema de Medición de la Potencia Optica Acoplada a un Metro de Fibra.	136
40. Medición de la Potencia Optica Acoplada por el LED a) FED086K1WA b) HFBR-1204.	137
41. Esquema de Medición de la Caída de Tensión en el LED por Corriente Inyectada.	138

LISTA DE FIGURAS (Continuación)

<u>Figura</u>	<u>Página</u>
42. Medición de la Caída de Tensión contra Corriente Inyectada a) para el FED086K1WA b) para el HFBR-1204.	139
43. Arreglo Experimental para la Caracterización del Transmisor.	141
44. Señal Manchester Aplicada a los Transmisores Electro-ópticos.	142
45. Forma de Onda de las Señales en el Transmisor Diferencial a) y b) Señal Optica Detectada, c) Tensión en el LED, d) Tensión en R4 y e) Señal de Entrada.	144
46. Formas de Onda de la Señal del Transmisor Diferencial con LED FED086K1WA a: a) 40 °C, b) 45 °C, y c) 50 °C.	145
47. Formas de Onda de la Señal del Transmisor Diferencial con LED HFBR-1204 a: a) 25 °C, b) 32 °C, c) 39 °C y d) 50 °C.	147
48. Etapa de Compensación Térmica para el Manejo de Corriente del Transmisor Diferencial con HFBR-1204.	148
49. Formas de Onda de la Señal del Transmisor Diferencial con Compensación térmica para el LED HFBR-1204 a: a) 27 °C, b) 40 °C y c) 50 °C.	149
50. Formas de Onda de la Señal del Transmisor con Transistor Simple con LED FED086K1WA: a) 27 °C, b) 34 °C, c) 48 °C y d) 62 °C con LED HFBR-1204 e) 27 °C, f) 40 °C y g) 50 °C.	151
51. Equipo Utilizado para la Caracterización Térmica de los Dispositivos en el Laboratorio de Comunicaciones del Inst. de Inv. Eléctricas.	154

LISTA DE FIGURAS (Continuación)

<u>Figura</u>	<u>Página</u>
52. Esquema de Caracterización del Receptor Optoelectrónico.	155
53. Formas de Onda de la Señal Entregada por el Receptor Optoelectrónico con pin BPX-65 a: a)24 °C, b)42 °C, c)50 °C y d)65 °C con pin HFBR-1204 a: e)25 °C, f)41 °C, g)53 °C y h)67 °C.	158
54. Esquema de Prueba para 1 Km de Enlace.	159
55. Formas de Onda de la Señal Entregada por el Sistema a)Hewlett-Packard b)Fujitsu/Centronic.	161
56. Prueba de Atenuación del Sistema Transceptor.	162
57. Esquema de la Prueba de Atenuación.	163
58. Esquema de la Prueba de Probabilidad de Error.	165
59. Prototipos Transmisores y Receptores Opticos Caracterizados.	169
60. Transmisor Receptor Optico Compatible Ethernet.	176
61. Las Redes Locales de Datos y sus Aplicaciones.	182

LISTA DE TABLAS

<u>Tabla</u>		<u>Página</u>
I.	Características de la red Ethernet Experimental y de la red Ethernet Actual.	10
II.	Medios de Transmisión Empleados en RLD.	39
III.	Características de las Fibras Opticas Multimodo para RLD.	44
IV.	Empleo de Dispositivos Opticos Según la Aplicación.	69
V.	Especificaciones Complementarias de la red Ethernet sobre Fibras Opticas.	85
VI.	Valores Típicos de Dispersión en la ventana de 700-900 nm para Fibras de sílice.	95
VII.	Características de las Fibras Opticas Empleadas para el Diseño del Transceptor Optico.	103
VIII.	Longitudes Máximas de Enlace Calculadas Utilizando el par HFBR-1204 y HFBR-2204.	107
IX.	Longitudes Máximas de Enlace Calculadas Utilizando el par FED086K1WA y BPX-65.	109
X.	Corriente que debe ser inyectada al LED HFBR-1204 para cumplir con una longitud de Enlace de 1.5 Km.	111
XI.	Corriente que debe ser inyectada al LED FED086K1WA para cumplir con una longitud de Enlace de 1.5 Km.	111

LISTA DE TABLAS (Continuación)

<u>Tabla</u>	<u>Página</u>
XII. Respuesta a la Temperatura del Transmisor Diferencial con LED FED086K1WA.	145
XIII. Respuesta a la Temperatura del Transmisor Diferencial con LED HFBR-1204.	147
XIV. Respuesta a la Temperatura del Transmisor Diferencial con Compensación Térmica con LED HFBR-1204.	150
XV. Respuesta a la Temperatura del Transmisor con Transistor Simple con LED FED086K1WA.	150
XVI. Respuesta a la Temperatura del Transmisor con Transistor Simple con LED HFBR-1204.	151
XVII. Respuesta a la Temperatura del Transmisor con Manejador de C. I. Simple con LED HFBR-1204.	152
XVIII. Respuesta a la Temperatura del Receptor con pin modelo BPX-65.	156
XIX. Respuesta a la Temperatura del Receptor con pin modelo HFBR-2204.	156
XX. Comparación de los Parámetros Teóricos con los Prácticos.	168

DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN TRANSMISOR/RECEPTOR OPTICO PARA REDES LOCALES DE DATOS SOBRE FIBRAS OPTICAS

I. INTRODUCCION

A partir de la aparición de las Redes Locales de Datos (RLD) a mediados de la década anterior, su evolución ha sido constante particularmente en cuanto al medio físico de transmisión, topología y técnicas de acceso al canal, tratando con ello de alcanzar mayores velocidades de transmisión (bits por segundo, bps), anchos de banda, y distancias de cobertura. En función de lo anterior, a mediados de la presente década se aplicó por primera vez la tecnología de fibras ópticas en las RLD para satisfacer los requerimientos mencionados. No obstante que la capacidad de las fibras ópticas se utiliza mínimamente, su aplicación en las RLD ha favorecido enormemente las expectativas a corto plazo para llegar a 100 Mbps, la transmisión de voz, datos y video (norma FDDI) [Shnaidt,1988]. No obstante que la convergencia de la tecnología de fibras ópticas en las RLD dá como resultado enlaces todavía de carácter experimental se prevé que en un futuro próximo predominen completamente las RLD ópticas.

Por su parte, el desarrollo que ha tenido la tecnología de fibras ópticas en los últimos años tanto en elementos

fotoemisores (*Diodo Emisor de Luz* LED, Láser, etc.), como en elementos fotoreceptores (fotodiodo *pin*, diodo de avalancha, *pinFET*, etc.) y en la misma fibra óptica, ha hecho que los dispositivos optoelectrónicos sean cada vez más confiables y económicos, además de las ventajas que la fibra tiene sobre los otros medios de transmisión como lo son: inmunidad a las interferencias electromagnéticas, tamaño y peso reducido, una transmisión extremadamente confiable y reducida tasa de errores.

Lo anterior ha propiciado un gran interés en la investigación y desarrollo de este tipo de redes ópticas y su aparición en el escenario comercial ya se deja sentir.

En las RLD sobre fibras ópticas un elemento importante es el *transceptor* (transmisor/receptor) *optoelectrónico*, el cual tiene la función de acceder al medio de fibras ópticas desde un ambiente de señales eléctricas y receptividad en forma inversa, tal como ocurre en una estación de trabajo tradicional. El transceptor cumple con las funciones de transmitir y recibir la señal óptica de la red y procesarla para dictaminar si el canal está desocupado, y si existe ó no una colisión, ó si alguna estación está enviando información a una o más estaciones.

Bajo dicho marco de referencia en el Grupo de

Telecomunicaciones del Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones del CICESE se encuentra actualmente en desarrollo un proyecto de investigación enfocado al análisis, diseño y construcción de la instrumentación optoelectrónica asociada a las RLD sobre fibras ópticas, del cual forma parte el presente trabajo de tesis.

I.1 Objetivo

Análisis, diseño, construcción y caracterización de un transceptor óptico aplicado a RLD sobre fibras ópticas que cumpla con las siguientes especificaciones:

- Cien por ciento compatible con la norma Ethernet¹ sobre fibras ópticas.
- Distancia de enlace de 1.5 Km para una red con topología estrella activa y longitud total de 2.5 Km.
- Manejar un código de línea tipo Manchester con una velocidad de transmisión de 10 Mbps.
- Tiempos de ascenso y descenso de los bits de 25 ± 5 nseg.
- Utilizar como elemento fotoemisor un LED y como elemento fotoreceptor un fotodiodo *pin*.
- Utilizar como medio de transmisión un fibra óptica multimodo de calidad media con índice de refracción gradual.

¹RLD cuyas características se mencionan en el Capítulo 2

I.2 Metas

El objetivo en sí lleva implícito varias metas, que son:

- Análisis de la tecnología de las RLD.
- Análisis de la tecnología de la red Ethernet.
- Análisis de la tecnología de fibras ópticas.
- Análisis de las RLD sobre fibras ópticas.
- Establecer las consideraciones de diseño de un transceptor óptico.
- Diseño de un transceptor óptico a 10 Mbps.
- Construcción del transceptor.
- Caracterización del transceptor.
- Obtención del prototipo transceptor en versión casi industrializable.

Las características del trabajo motivó el acercamiento con el Grupo de Fibras Ópticas del Departamento de Comunicaciones del Instituto de Investigaciones Eléctricas en Cuernavaca, en el cual se desarrollaría la parte experimental del diseño del transceptor óptico, aprovechando su experiencia e infraestructura experimental.

I.3 Organización

Para alcanzar el objetivo del trabajo y de acuerdo a las metas del mismo, la organización de la tesis es la siguiente:

El Capítulo II describe las especificaciones más importantes de la red Ethernet y su funcionamiento en cable coaxial como medio de transmisión.

El Capítulo III describe los componentes de un sistema de transmisión óptico que son empleados en las RLD, además de que se seleccionan los componentes adecuados que cumplen con la norma Ethernet y los estándares de fibras ópticas.

El Capítulo IV describe las características de la red Ethernet sobre fibras ópticas y las consideraciones que se deben seguir para construir una red de este tipo, ya que como se analiza en este capítulo el hecho de pasar de una red a otra no consiste solamente en sustituir un medio de transmisión por otro.

El Capítulo V describe las consideraciones de diseño del transceptor óptico para poder cumplir con las especificaciones planteadas.

El Capítulo VI describe las pruebas de caracterización de los componentes utilizados y del sistema transceptor en cinco versiones diferentes para la etapa transmisora y dos para la etapa receptora, así como de las modificaciones que fueron necesarias para cumplir con los requerimientos.

El Capítulo VII presenta a manera de conclusiones y recomendaciones el conjunto de experiencias adquiridas en el desarrollo del presente trabajo, que dado lo novedoso del mismo serán de mucha utilidad para la continuación de un trabajo similar ya sea de tipo industrial o bien de tipo académico.

I.4 Contribuciones

En función de todo lo anterior se puede decir que las aportaciones de este trabajo son:

- Establecimiento de una metodología de diseño.
- Diseño y construcción del transceptor optoelectrónico.
- Técnicas de medición para la caracterización de los principales parámetros del transceptor optoelectrónico.

I.5 Equipo y Componentes

La lista de equipo, componentes y materiales empleados en el presente trabajo son:

1. Componentes optoelectrónicos:

Fotoemisor, LED Hewlett-Packard HFBR-1204.

Fotoemisor, LED Fujitsu FED086K1WA.

Fotoreceptor, Diodo *pin* Hewlett-Packard HFBR-2204.

Fotoreceptor, Diodo *pin* Centronic BPX-65.

2. Componentes electrónicos de uso general de baja frecuencia.
3. Fibra óptica multimodo de índice gradual de dimensiones de 50/125 μm (núcleo/revestimiento) de Condumex y Siecor con conectores tipo SMA.

4. Equipo básico para mediciones ópticas:

Medidor de potencia óptica marca Photodyne modelo 11XE.

Medidor de potencia óptica marca Photodyne modelo 33XLA.

Analizador de forma de onda óptica marca Photodyne modelo 1500XP.

5. Equipo generador de señales:

Generador de nivel marca Wandel & Goltermann modelo PS-19.

Generador de patrones y detector de errores marca Hewlett-Packard modelo 3780A.

Fuente de poder dual marca Hewlett-Packard modelo 6234A.

Fuente de poder triple marca Hewlett-Packard modelo 6237B.

6. Equipo de medición:

Osciloscopio de muestreo de 400 MHz marca Tektronix modelo 7854.

Computadora personal marca Hewlett-Packard modelo HP-85.

Pirómetro digital marca Newport modelo 264-1.

Multímetro digital marca Hewlett-Packard modelo 3468B.

Multímetro digital marca Fluke modelo 8050A.

7. Computadora personal.

8. Equipo para caracterización térmica:

Horno fabricado por la UNAM modelo HDP-334.

9. Equipo y material para la elaboración de circuitos impresos.

10. Herramienta de Laboratorio.

II. DESCRIPCION DE LA RED ETHERNET

II.1 Introducción

En el año de 1972 fué ideada la red Ethernet experimental por Robert M. Metcalfe y otros investigadores de la Xerox Palo Alto Research Center. La red Ethernet ha tenido un desarrollo importante, debido a la unión establecida por las compañías Xerox, Digital e Intel mismas que participaron activamente en el establecimiento de las normas de la IEEE para redes locales (proyecto IEEE 802), basadas en la técnica de *Acceso Multiple con Escucha de Portadora y Detección de Colisiones* (CSMA/CD) con un fuerte respaldo en la experiencia Ethernet original. El resultado de esta colaboración fué la especificación de Ethernet como red de área local, optimizada para soportar altas velocidades de transmisión, mayores distancias de cobertura y mayor número de usuarios.

En la tabla I se muestran las características de la red Ethernet experimental y las especificaciones actuales de una Ethernet.

La especificación Ethernet fué hecha para fomentar una estandarización en el diseño de RLD y para maximizar la comunicación entre la gran variedad de equipos de varios

Tabla I. Características de la red Ethernet experimental y de la red Ethernet actual.

Característica	Ethernet Experimental	Especificación Ethernet IEEE 802.3
Velocidad de Transmisión	2.94 Mbps	10 Mbps
Longitud Máxima de la Red	1 Km	2.5 Km
Longitud Máxima de un Segmento	1 Km	500 m
Número Máximo de Estaciones	256	1024
Codificación	Manchester	Manchester
Impedancia del Cable Coaxial	75 ohms	50 ohms
Niveles de la señal en el Coaxial	0 a +3 V	0 a -2 V
Longitud del Preámbulo	1 bit	64 bits
Longitud del CRC	16 bits	32 bits
Longitud del campo de direcciones	8 bits	48 bits
Longitud del campo de datos	6 a 512 octetos	46 a 1500 octetos
Método de Acceso	CSMA/CD	CSMA/CD

fabricantes en el mercado de RLD. Las especificaciones proporcionan información precisa de diseño y detallada para una RLD en banda base. Esta es presentada con claridad y flexibilidad de construcción para así poder lograr una meta

crucial - la *compatibilidad* entre todos los equipos Ethernet en el mercado -.

II.2 Descripción Física de la Red Ethernet

La red Ethernet desde su creación fué enmarcada para estar dentro de los niveles más bajos del modelo de referencia OSI (Interconexión de Sistemas Abiertos) de la ISO (Organización Internacional de Estándares) [Folts,1982], esta especificación definió las funciones de la red Ethernet en estos niveles y su comportamiento hacia los niveles superiores, dichas especificaciones definen:

- Los dos niveles más bajos de la arquitectura de red especificada por el modelo de referencia OSI - Las Capas de red *Física* y de *Enlace de Datos*.
- La interfaz entre la Capa de Enlace de Datos y las capas funcionales de más alto nivel de la arquitectura de red.
- Las interfaces en la Capa Física que aseguran compatibilidad entre el equipo utilizado en diferentes construcciones Ethernet.

Las funciones con que cumple cada capa son las siguientes:

II.2.1 Capa Física

En la Capa Física están definidas las funciones de codificación, decodificación, escucha de portadora, detección de colisiones, transmisión y recepción. En esta capa se encuentran como componentes físicos el transceptor, el cable del transceptor y una parte de la tarjeta controladora que serán definidos más ampliamente en los siguientes puntos.

Entre las características que se definen en esta capa son:

Topología: Ducto, en forma de un árbol ramificado.

Medio: Cable coaxial blindado

Señalización: digital en banda base con código Manchester.

Velocidad de transmisión: 10 Mbps.

Máxima separación entre nodos: 2.5Km.

Máximo número de nodos: 1024.

II.2.2 Capa de Enlace de Datos

En la Capa de Enlace de Datos están definidas las funciones de empaquetado y desempaquetado de datos, manejo de colisiones, manejo del enlace y la interfaz entre la red Ethernet y la estación de trabajo. En esta capa se encuentra como componente físico la tarjeta controladora.

Entre las características que se definen en esta capa son:

Control de la Red: Multiacceso - igualmente distribuido a todos los nodos.

Control de Acceso: CSMA/CD.

Trama: Longitud del paquete de 64 a 1518 octetos (incluyendo un campo de datos variable de 46 a 1500 octetos).

Las Capas Física y de Enlace de Datos descritas por Ethernet provienen una entrega de información entre nodos por conmutación de paquetes, o *datagrama*.

En la figura 1 se muestra la arquitectura de la red Ethernet y su construcción física así como la función en cada capa según el modelo de referencia OSI.

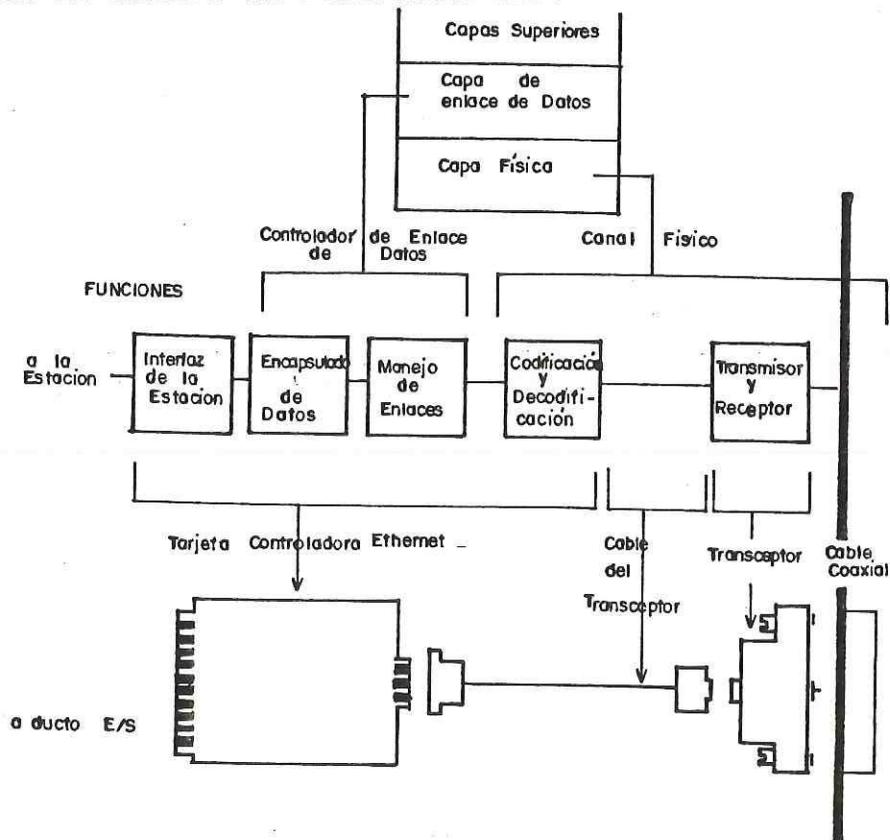


Figura 1. Arquitectura de la Red Ethernet y Construcción Típica.

II.3 Topología y Soporte Físico

La red Ethernet está definida para una topología de ducto ramificado en un medio de transmisión de cable coaxial, con una distancia máxima de longitud de 2.5 Km entre los nodos más lejanos de la red, esta distancia se encuentra limitada debido a los tiempos de propagación de la señal dentro de la red, los cuales se encuentran normalizados para poder tener un proceso de detección de colisiones confiable.

Existen algunas reglas simples para la configuración de la red Ethernet, éstas están divididas por ciertos límites que son impuestos en el canal físico para asegurar el funcionamiento óptimo de la red.

La configuración máxima de la red Ethernet es la siguiente:

- Un segmento de cable coaxial puede tener un máximo de 500 metros de longitud. Cada segmento de cable coaxial es terminado en ambos extremos, en los que las señales transmitidas terminan.

- Puede haber un máximo de 100 nodos conectados a cualquier segmento del cable, y los nodos deben de estar separados al menos 2.5 metros entre sí.

- Los repetidores pueden ser utilizados para conducir la señal de un segmento de la red a otro y un máximo de dos repetidores pueden estar localizados en la trayectoria entre dos nodos. Un repetidor necesita una conexión transceptora en ambos lados del segmento los cuales también están incluidos en los 100 nodos máximos de cada segmento. El repetidor puede estar localizado en cualquier posición de nodo disponible en el segmento de un cable aunque solo se permite un máximo de un repetidor entre dos estaciones cualquiera y puede ser utilizado para extender la topología de la red de una a tres dimensiones.

- La longitud máxima de un cable coaxial entre dos nodos es de 1500 metros.

- La longitud máxima de un cable del transceptor es de 50 mts.

- Un enlace punto a punto para extender la red puede tener un máximo de 1000 metros.

En la figura 2 se muestran diferentes configuraciones de redes Ethernet donde se pueden observar diferentes escalas dependiendo del número de segmentos, repetidores y enlaces punto a punto.

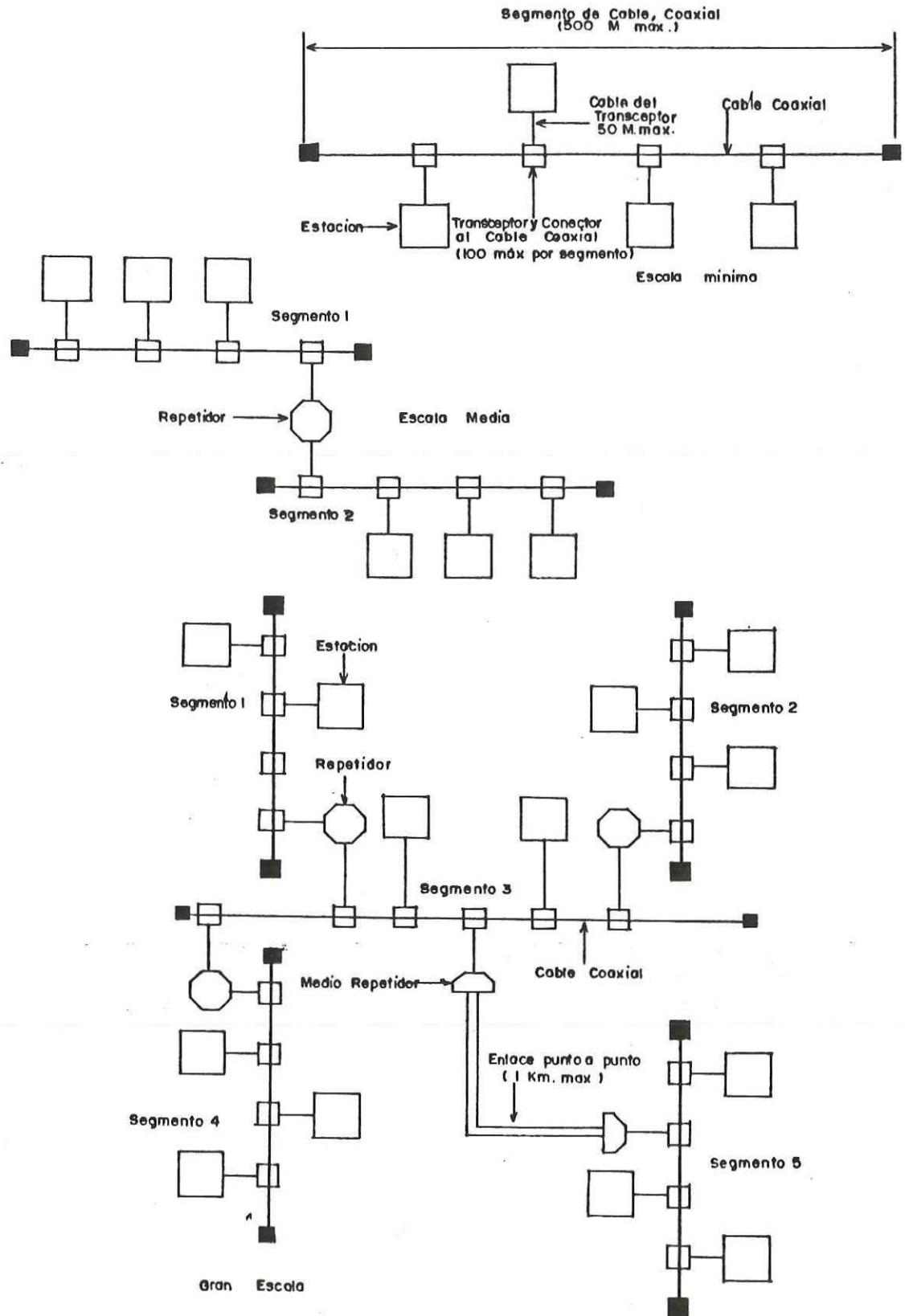


Figura 2. Configuraciones de la Red Ethernet: Minima, Media y Gran Escala.

II.4 Transceptor

El *transceptor* tal como se mostró en la figura 1 es la interfaz entre la tarjeta controladora y el medio de transmisión, en él se efectúan las funciones de:

- Transmisión y recepción de datos codificados.
- Escucha de portadora.
- Detección de colisiones.

Como este es el dispositivo principal del presente trabajo será tratado más ampliamente en el siguiente capítulo para el caso especial de fibras ópticas, conservando las mismas funciones de un transceptor para cable coaxial.

A continuación se describen cada una de las funciones del dispositivo transceptor.

II.4.1 Transmisión

La función de transmisión puede ser llevada a cabo cuando se cumplen varios requerimientos: primero, es necesario que el canal esté desocupado esto es hasta que el final de un paquete o una colisión en el ducto sea detectado. Segundo, cumplir con un tiempo de guarda de $9.6 \mu\text{seg}$ después de que una transmisión ha terminado antes de iniciar con otra.

La transmisión de datos es por paquetes de bits en serie con una codificación Manchester en banda base [Clark,1978] [Strole,1983] desde una estación de trabajo a una o más estaciones de trabajo en la misma red.

II.4.2 Recepción

La función de recepción está vinculada primero a la sincronización del paquete que esté transitando en un instante determinado por el transceptor, que se lleva a cabo utilizando el preámbulo del paquete y la codificación Manchester, para así inmediatamente después enviar a la tarjeta controladora el paquete Ethernet para ser procesado.

II.4.3 Escucha de Portadora

El reconocimiento de paquetes que están transitando es un de los requerimientos más importantes de la red para poder desarrollar eficazmente el proceso de acceso al canal. Aunque la transmisión es en banda base, se ha tomado el término *escucha de portadora* de la terminología de radio para describir la detección de señales en el canal. La escucha de portadora es utilizado para dos propósitos: primero, en el receptor delimita el principio y el fin de un paquete, y segundo avisa al transmisor cuando es posible iniciar una transmisión. Con el uso del código Manchester, la portadora es convenientemente indicada por la presencia de transiciones en

el canal. Así, el mecanismo básico de decodificación de fase puede producir una señal indicando la presencia de portadora independientemente de que los datos estén siendo detectados [Shoch, et al,1982].

II.4.4 Detección de Colisiones

La habilidad para detectar colisiones y truncar una transmisión inmediatamente es una función importante en la minimización de tiempo perdido en el canal por colisiones. El requerimiento general es que durante la transmisión el controlador pueda reconocer que otra estación está también transmitiendo.

Existen dos posibilidades de detección:

a) *Detección de Colisiones en el Sistema de Transmisión*

Usualmente es posible para el sistema de transmisión reconocer una colisión por sí solo, lo que permite el uso de cualquier técnica dependiente del medio y la cual es comúnmente desarrollada por la comparación de la señal inyectada a la señal recibida. La función de comparar la señal transmitida y la señal recibida se desarrolla más eficientemente en el transceptor cuando hay una relación conocida entre las dos señales. Pero es en el controlador donde es necesario saber si una colisión esta ocurriendo.

b) *Detección de Colisiones en el Controlador*

Alternativamente, el controlador por sí solo también puede detectar colisiones por la comparación de la señal transmitida con la señal recibida, o bien en la sección receptora puede intentar unilateralmente reconocer colisiones, siempre y cuando éstas ocurran como una violación de fase.

II.5 Cable del Transceptor

El cable del transceptor como se muestra en la figura 3 es el encargado de conducir las señales entre el transceptor y la tarjeta controladora, consiste de cuatro conductores aislados y blindados de par trenzado con una impedancia típica de $78 \pm 5 \Omega$. Las cuatro señales que porta el cable transceptor son: la alimentación, la señal de transmisión, la señal de recepción y la señal de presencia de colisión y cada una es transmitida por un par trenzado independiente.

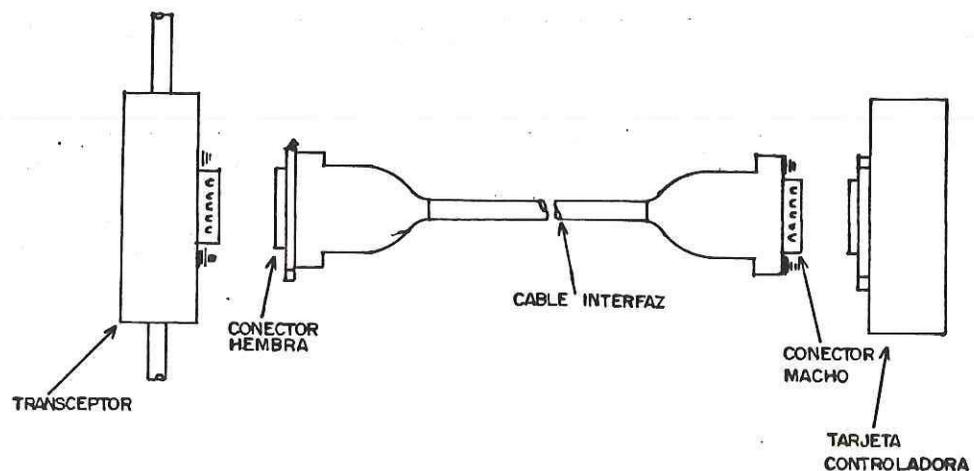


Figura 3. Cable del Transceptor

II.5.1 Señal de Transmisión

El par transmisor porta los datos codificados que la Capa de Enlace de Datos está solicitando que sean transmitidos en el canal. Esta señal es generada por el codificador serializador de datos dentro de la tarjeta controladora.

II.5.2 Señal de Recepción

El par receptor porta datos codificados del transceptor a la estación de trabajo. Esta señal va típicamente al decodificador de datos y a la circuitería de escucha de portadora. En estado estable todas las transiciones ó falta de transiciones en el cable coaxial se convierten en transiciones ó falta de transiciones en el par receptor, con el cable del transceptor manejando características específicas.

Si una estación está transmitiendo sin interferencia de colisión, sus propias transiciones en el cable coaxial aparecerán también en el par receptor, después de un retardo debido a la propagación a través del transceptor. Durante la colisión (estando ó no el transceptor envuelto en ésta), las transiciones en el cable transceptor no pueden ser utilizadas solas para generar determinísticamente la señal de escucha de portadora.

II.5.3 Señal de Presencia de Colisión

El par de presencia de colisiones es utilizado por el transceptor para indicar la presencia de intentos de transmisión simultánea en el cable coaxial. El transceptor debe de tener la capacidad de activar la señal de presencia de colisión bajo las siguientes condiciones: (1) Cuando dos estaciones están transmitiendo simultáneamente y el transceptor en turno está conectado a una de esas estaciones; (2) Cuando tres o más estaciones están transmitiendo simultáneamente (estando o no el transceptor en turno conectado a una de las estaciones que transmiten).

II.6 Tarjeta Controladora

La *tarjeta controladora* tal como se mostró en la figura 1 tiene funciones dentro de la Capa Física y de la Capa de Enlace de Datos. Dentro de la Capa Física se desarrollan las funciones de codificación/decodificación y dentro de la Capa de Enlace de Datos se desarrollan las funciones de manejo de enlaces y empaquetado/desempaquetado de datos.

II.6.1 Codificación

La función de codificación es desarrollada en la tarjeta controladora dentro un módulo denominado interfaz serie Ethernet (ISE), el cual realiza como función primaria la

codificación/decodificación en código Manchester con una velocidad de transmisión de 10 Mbps. La codificación se efectúa en la ISE combinando la ráfaga de datos en serie que proviene de la estación de trabajo con una señal de reloj de 10 MHz y la decodificación a su vez se efectúa primero sincronizando la señal de recepción con la señal de reloj por medio de lazo de amarre de fase o decodificador de fase, y después se envía la ráfaga de datos ya decodificados a la estación de trabajo para ser procesada.

II.6.1.1 Código Manchester

El código Manchester el cual forma parte de una técnica de codificación conocida como códigos bifase obtenido por medio de la codificación de fase, permite tener un esquema de temporización con la señal de recepción sin la necesidad de tener un canal separado para la sincronización, por lo que también es conocido como un código autosincronizable.

La autosincronización se obtiene de la misma señal Manchester mostrada en la figura 4, en la cual se tiene a la mitad de cada bit una transición ya sea de un nivel bajo a alto en un *cero lógico*, o de un nivel alto a bajo en un *uno lógico*. Estas transiciones que se presentan a la mitad de cada bit son la referencia de donde se obtiene la sincronización, ya que siempre están presentes en cada bit [Baker,1986], un beneficio que provee este tipo de codificación es que los

datos pueden ser detectados por transiciones y no por la comparación de un umbral, haciendo a este tipo de codificación más inmune al ruido que la tradicional de no regreso a cero (NRZ), además de no tener componente de c.d.

Por lo anterior, la velocidad máxima de modulación es el doble que para los códigos NRZ, con el consecuente aumento en

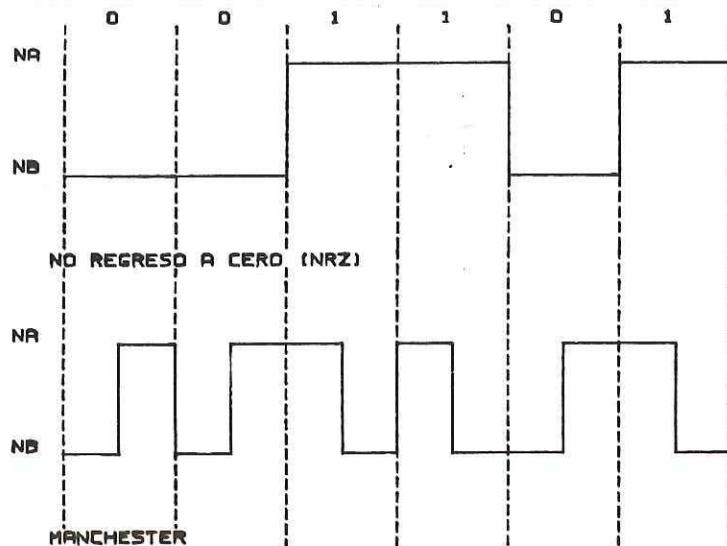


Figura 4. Codificación de Señales Digitales NRZ y Manchester.

el ancho de banda [Toriz,1987] tal como se puede observar en la figura 5, de donde se puede ver que el ancho de banda del espectro es igual a:

$$BW_{Man} = \frac{2}{\tau} \quad (1)$$

donde:

BW_{Man} : es el ancho de banda de la señal Manchester en Hz.

τ : es el periodo de la señal en seg.

Para el caso de Ethernet con una señal de 10 Mbps se tiene un periodo de 100 nseg se tendría un ancho de banda de 20 MHz, es importante tomar en cuenta este valor ya que será muy empleado en los siguientes capítulos para el diseño del transceptor optoelectrónico.

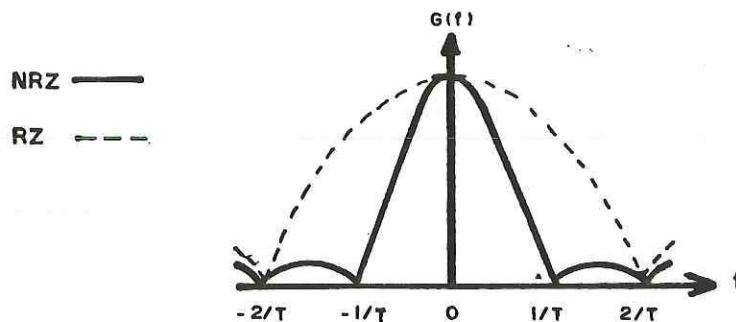


Figura 5. Densidad Espectral de una Señal Manchester

II.7 Empaquetado y Desempaquetado de Datos

La función del empaquetado de datos en la Capa de Enlace de Datos comprende la construcción y el procesado del marco. Las subfunciones de enmarcado, direccionamiento y detección de error son reflejadas en el formato del marco.

La figura 6 muestra el formato de un paquete Ethernet en el cual se tiene un preámbulo y cinco campos: El campo de direcciones el cual contiene la fuente y el destino del marco, el campo de tipo el cual contiene información que es utilizada por los niveles más altos de la red, el campo de datos el cual

contiene la información que se quiere transmitir y el campo de la secuencia de verificación de marco que contiene un valor de verificación de redundancia ciclica para detectar errores en la transmisión, estos cinco campos es lo se denomina *marco*.

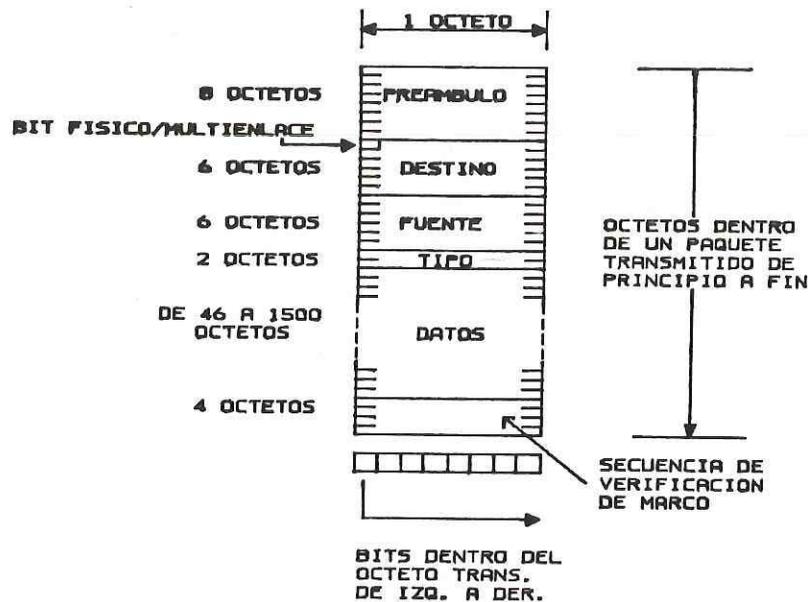


Figura 6. Formato del Paquete Ethernet.

II.7.1 Preámbulo

El preámbulo es un patrón de sincronización de 64 bits que contiene unos y ceros alternados finalizando con dos unos consecutivos. Los dos unos consecutivos son empleados para señalar el final del preámbulo y el inicio de los campos del marco Ethernet.

II.7.2 Campo de Direcciones

Las direcciones en el marco de la red son de 6 octetos (48 bits) de longitud cada una (destino y fuente) y están clasificadas en dos tipos diferentes los cuales son:

Direcciones Físicas Es una dirección única asociada con una estación en particular en la red.

Direcciones Multiestaciones Es una dirección asociada con una o más estaciones dentro de una red Ethernet dada.

Las direcciones multiestaciones están divididas en:

- *Direcciones de Grupo*: Es una dirección asociada por convención con los niveles más altos dentro de la red que designa a un grupo de estaciones lógicamente relacionadas.
- *Direcciones de Difusión*: Este tipo de dirección es la empleada para enviar información a todas las estaciones de la red.

El primer bit del campo de direcciones distingue una dirección física de una dirección multiestación; un cero indica una dirección física y un uno indica una dirección multiestación.

El campo de dirección de destino especifica la estación o estaciones para las cuales el marco es transmitido, el tipo de dirección empleado puede ser físico o multiestación. El campo de dirección fuente contiene la dirección física de la estación que envía el marco.

II.7.3 Campo de Tipo

El campo de tipo consiste de dos octetos reservados por los niveles más altos de la red con el fin de identificar el tipo de protocolo asociado con el marco.

II.7.4 Campo de Datos

El campo de datos contiene la información que se quiere transmitir a otra u otras estaciones en forma de *datagrama*, consiste de una secuencia de n octetos, que puede variar de 46 a 1500 octetos. Dentro de este intervalo, es provista una transparencia completa en los datos, en el sentido de que cualquier secuencia arbitraria de valores de octetos puede aparecer en el campo de datos.

II.7.5 Campo de Secuencia de Verificación de Marco

El campo de secuencia de verificación de marco (SVM) tiene una longitud de 4 octetos (32 bits) para alojar al código de verificación de redundancia ciclica (CRC). El valor

del campo es calculado como una función del contenido de los campos de direcciones, tipo y datos [Tanenbaum,1981]. La codificación en la SVM es definida por la generación polinomial:

$$G(x) = x^{32} + x^{26} + x^{23} + x^{16} + x^{12} + x^{11} + x^{10} + x^8 + x^7 + x^5 + x^4 + x^2 + x + 1 \quad (2)$$

Matemáticamente, el valor del campo SVM correspondiente a un marco dado es definido por el siguiente procedimiento.

1. Los primeros 32 bits del marco son complementados.
2. Los n bits del marco son entonces considerados para ser el coeficiente de un polinomio $M(x)$ de grado $n-1$.
3. $M(x)$ es multiplicado por x^{32} y dividido por $G(x)$ produciendo un $R(x)$ remanente de grado menor que 31.
4. Los coeficientes de $R(x)$ están considerados para ser una secuencia de 32 bits.
5. La secuencia de bit es complementada, y el resultado es CRC.

Los 32 bits del valor del CRC están localizados en el campo de SVM así que el termino x^{31} es el bit más significativo del último octeto.

II.8 Método de Acceso al Canal

El método de acceso al canal utilizado por la red

Ethernet es el CSMA/CD, que se encuentra definido dentro del estándar IEEE 802.3 [ANSI/IEEE Std. 802.3, 1985].

El método CSMA/CD funciona básicamente de la siguiente manera: cuando una estación intenta transmitir, lo primero que trata es evitar la contienda con alguna señal ya presente en el canal, a través del monitoreo de la señal de escucha de portadora proporcionada por el transceptor. A partir del momento en que el canal está desocupado, hay un tiempo mínimo de espera de 9.6 μ seg para proporcionar un espaciamiento entre paquetes adecuado, transcurrido el cual la tarjeta controladora entrega el paquete de información al transceptor para su transmisión.

Una vez que la tarjeta controladora ha iniciado la transmisión, es posible aún para ésta experimentar la contienda por el canal, debido a tiempos de retardo en propagación y otros parámetros. Cuando dos estaciones transmiten simultáneamente el resultado de la contienda es una colisión. Las colisiones son detectadas por el monitoreo continuo de la señal de detección de colisiones proporcionada por el transceptor. Cuando una colisión es detectada durante la transmisión de un marco, la transmisión no es truncada inmediatamente, así, la transmisión continúa al menos hasta que 32 (pero no más de 48) bits adicionales han sido transmitidos, esto es para formar el aviso de colisión o *mezclado*, garantizando que la duración de la colisión sea

suficiente para asegurar su detección por todas las estaciones de la red.

Cuando un intento de transmisión ha terminado debido a una colisión, la estación transmisora vuelve a intentar hasta que la transmisión sea exitosa o se hayan hecho 16 intentos y todos hayan terminado debido a colisiones. La programación de la retransmisión es determinada por un proceso aleatorio controlado llamado *algoritmo binario exponencial de retroceso truncado* (truncated binary exponential back-off). Después de que ocurre una colisión, la estación espera un tiempo antes de intentar retransmitir el paquete. El retraso es un entero múltiplo del *tiempo de ranura* $\tau_0 = 51.2 \mu\text{seg}$, el cual es simplemente la suma del tiempo de retardo máximo en un viaje de ida y vuelta dentro de la red y el tiempo máximo de la señal de aviso de colisión. El número de tiempos de ranura que será retrasado antes del n intento de retransmisión es igual a un número aleatorio entero uniformemente distribuido r en el intervalo $0 < r < 2^k - 1$, donde $k = \min[n, 10]$. Si los 16 intentos fallan, entonces el evento es reportado como un error [Metcalfe y Boggs, 1976].

II.9 Rendimiento

A continuación se presenta un conjunto simple de fórmulas con las cuales se puede caracterizar el rendimiento esperado en una red Ethernet cuando tiene un tráfico muy pesado.

Algunos análisis más elaborados y algunos detalles de simulación ya han sido realizados, pero el siguiente modelo simple ha demostrado ser muy útil en el entendimiento de la contención distribuida en el esquema Ethernet, aún cuando está más cargado de lo esperado.

Se ha desarrollado un modelo simple del rendimiento de una red Ethernet con tráfico pesado por examinación alternante de los periodos de tiempo en el canal. El primero, llamado *intervalo de transmisión*, es aquel durante el cual el canal ha sido accesado exitosamente por un paquete transmitido. El segundo, llamado *intervalo de contención*, es el formado por la ranura de retransmisión (ranura de tiempo de la sección II.8) , durante el cual las estaciones intentan accesar el control del canal. Debido a que el modelo de la red Ethernet está con tráfico pesado y a que las estaciones difieren al pasar un paquete antes de que inicie una transmisión, las ranuras son sincronizadas por el final del proceso del intervalo de adquisición. Una ranura estará vacía cuando ninguna estación seleccione el intento de transmisión en ese instante y existirá una colisión si más de una estación intentan transmitir. Cuando una ranura contiene únicamente un intento de transmisión, entonces el canal ha sido accesado por la duración de ese paquete, entonces el intervalo de contención finaliza y un intervalo de transmisión inicia.

Se tiene que P es el número de bits en un paquete, C es

la capacidad pico del canal en bps y τ es intervalo de tiempo en segundos de una ranura, es decir el tiempo en segundos que toma detectar una colisión después de iniciada una transmisión. Asumiendo que existen Q estaciones dedicadas continuamente a la transmisión de paquetes; la estación que logró acceder el canal tiene un nuevo paquete inmediatamente después de un acceso exitoso, u otra estación ya está lista para transmitir. Note que Q también pasa por dar la carga total ofrecida en la red en la cual para este análisis es siempre uno o mayor. De lo anterior se tiene que una estación cualquiera intenta transmitir en la ranura presente con una probabilidad de $1/Q$, o se retarda con una probabilidad $1-(1/Q)$; esto es conocido para ser la regla óptima de decisión estadística, aproximada en las estaciones Ethernet por medio del algoritmo de retransmisión.

II.9.1 Probabilidad de Acceso del Canal

La *Probabilidad de Acceso del Canal A*, es la probabilidad de que exactamente cuando una estación intenta transmitir en una ranura accese el canal, es decir:

$$A = \left[1 - \frac{1}{Q} \right]^{Q-1} \quad (3)$$

donde:

A es la probabilidad de acceso del canal.

Q es el número de estaciones que quieren acceder al canal.

II.9.2 Tiempo de Espera

El *Tiempo de Espera* W es el número promedio de ranuras de espera en un intervalo de conexión antes de un acceso exitoso del canal por una estación transmisora. La probabilidad sin tiempo de espera para todos es justamente A , la probabilidad de que una y solamente una estación decida transmitir en la primer ranura siguiendo de una transmisión. La probabilidad de espera de una ranura es $A \cdot (1-A)$ y la probabilidad de espera de i ranuras es $A \cdot (1-A)^i$. La media de esta distribución geométrica es:

$$W = \frac{1 - A}{A} \quad (4)$$

donde:

A es la probabilidad de acceso del canal.

W es el tiempo de espera en segundos.

II.9.3 Eficiencia

La *Eficiencia* E es la fracción de tiempo en que el canal está transportando paquetes en buen estado. El tiempo del canal es dividido entre intervalos de transmisión e intervalos de contención. La transmisión de un paquete toma P/C segundos y el tiempo promedio de acceso es $W \cdot \tau$. Por lo tanto el modelo más simple es:

$$E = \frac{\frac{P}{C}}{\frac{P}{C} - W \cdot \tau} \quad (5)$$

donde:

E es la eficiencia del canal.

P es la longitud de un paquete en bits.

C es la capacidad pico del canal en bps.

τ es el intervalo de una ranura en segundos.

Para ver los resultados numéricos de estos cálculos fué desarrollado un programa en lenguaje BASIC (mostrado en el apéndice I) con el cual se pueden obtener tablas y gráficas de la probabilidad de acceso y de la eficiencia del canal como se muestra en la figura 7.

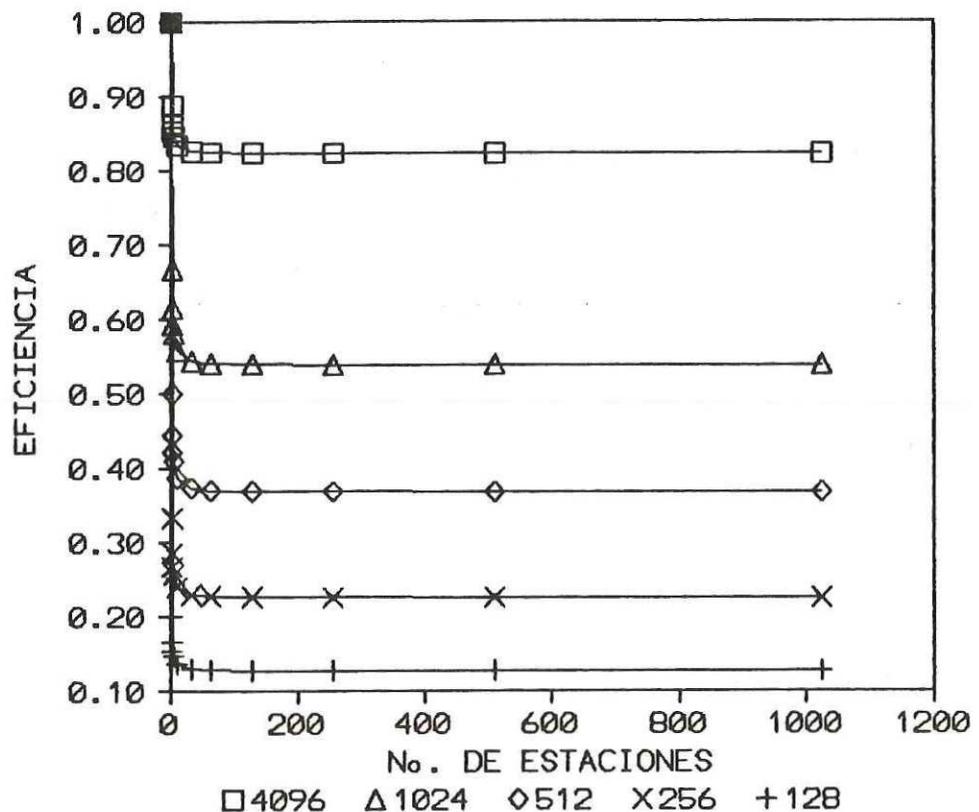


Figura 7. Eficiencia de la red Ethernet para diferentes tamaños de paquetes.

El cálculo desarrollado fué hecho con los valores típicos de una red Ethernet los cuales son: $C = 10$ Mbps y un tiempo de ranura de $\tau = 51.2 \mu\text{seg}$.

II.10 Conclusiones

Como se mencionó a través del capítulo, la red Ethernet se encuentra definida en los dos niveles más bajos del modelo de referencia OSI: La Capa Física en la cual se definen la topología, el medio, la velocidad de transmisión, la separación máxima de la red, el número máximo de nodos, la codificación de datos, la transmisión y recepción de datos codificados, la escucha de portadora y la detección de colisiones y la Capa de Enlace de Datos en la que se desarrollan las funciones de empaquetado y desempaquetado de datos, manejo de colisiones, manejo de enlaces y la interfaz entre la red Ethernet y la estación de trabajo. Tales funciones son desarrolladas en una red Ethernet dentro del transceptor y de la tarjeta controladora teniendo como interfaz entre ambos al cable del transceptor. Además se analizó que el método de control de la red es multiacceso, igualmente distribuido a todos los nodos de la red, esta y las demás características anteriormente mencionadas serán las bases en el próximo capítulo para poder seleccionar la topología y los elementos optoelectrónicos adecuados para la red Ethernet sobre fibras ópticas principalmente las relacionadas con la Capa Física ya que será el medio de transmisión el que ha de ser cambiado.

III. DEFINICION DE LOS COMPONENTES OPTICOS PARA UNA RED LOCAL DE DATOS SOBRE FIBRAS OPTICAS

III.1 Introducción

Los beneficios de funcionamiento que proporcionan las fibras ópticas han sido bien documentadas en los sistemas de comunicaciones modernos para transmisiones de larga distancia, aplicados a la tecnología de RLD, la tecnología de fibras ópticas se ha convertido en una herramienta aún más potente para cumplir con los requerimientos actuales y futuros [Southard,1988]. Aunque la mayor ventaja que muestran las fibras ópticas en los sistemas de comunicaciones de larga distancia, como es la de una atenuación muy baja del orden de 2 a 5 dB/Km, no es muy notoria con las RLD, ya que la distancia que cubren los segmentos de una red son de solo unos cuantos kilómetros, además de su gran ancho la cual es una ventaja que es aprovechada ya dentro de la norma FDDI (Interfaz de Datos Distribuidos por Fibras) [Ross,1986].

En el presente capítulo se analizarán los componentes ópticos y las consideraciones que serán tomadas para el diseño del transceptor optoelectrónico, para cumplir con los requerimientos impuestos por la norma Ethernet, tales como:

- Soportar una relación de error de bit de 10^{-9} .
- Soportar una distancia de enlace hasta de 1.5 Km.

III.2 Medios de Transmisión

Los medios de transmisión normalmente empleados en las RLD son:

- Par trenzado.
- Cable coaxial.
- Fibra óptica.

La utilización de cada caso está en función de su capacidad de transmisión: es decir, el producto ancho de banda por distancia, velocidades de transmisión, calidad de la transmisión, distancias, costos, etc. La tabla II adaptada de Covarrubias (1988), presenta de manera comparativa el comportamiento de cada uno de estos medios con respecto a sus principales parámetros.

De la tabla II, se puede concluir que el par trenzado, dado su bajo costo y facilidad de instalación, se aplica fundamentalmente en la transmisión de datos de baja velocidad, hasta 2 Mbps, aunque desarrollos recientes ya ofrecen redes Ethernet de par trenzado a 10 Mbps. Por su parte el cable coaxial constituye la tecnología más utilizada y probada para RLD, ya que mejora con mucho las facilidades que ofrece el par trenzado con respecto a mayores anchos de banda, velocidades

de transmisión y distancias de enlace. Sin embargo, la reciente aparición de las fibras ópticas en el escenario de la

Tabla II. Medios de Transmisión Empleados en RLD.

Parámetros	Medios de Transmisión Empleados en RLD		
	Par Trenzado	Cable Coaxial	Fibra Optica
Probabilidad de error	10^{-6}	10^{-7}	10^{-9}
Ancho de Banda de Trans/Km	10 KHz/Km	5 MHz/Km	500 Mhz/Km
Atenuación	Muy Alta	Alta	Baja
Inmunidad a la IEM y al ruido	Baja	Alta	Muy Alta
Distancias de Enlace	1 Km	2.5 Km	4 Km
Inmunidad a la Diafonía	Muy Baja	Baja	Muy Alta
Confiabilidad	Muy Baja	Alta	Muy Alta
Costo	Muy Bajo	Bajo	Alto
Comercialización	Muy Buena	Muy Buena	Incipiente
Facilidad de Instalación	Muy Alta	Alta	Alta

transmisión de datos en el ambiente de área local, lo hace un medio de transmisión muy atractivo, debido a que presenta mayores prestaciones que el cable coaxial en cuanto a velocidades de transmisión anchos de banda y distancias de enlace, permite a la misma red una mayor flexibilidad y reconfigurabilidad, y elimina completamente el problema de

lazos de tierra [Covarrubias,1988]. En el futuro inmediato se prevé una mayor utilización de la fibra óptica en las RLD, pero por el momento, muchas de las instalaciones de redes basadas en fibras ópticas se encuentran aún en cierta etapa experimental, con problemas por resolver en cuanto a la normalización de la misma red y de sus propios componentes; particularmente es el caso de los acopladores direccionales ópticos, conmutadores, divisores de potencia, conectores, etc; [Matsushita,et al,1985] y en cuanto a la fibra óptica misma, sus dimensiones del núcleo y del revestimiento.

III.3 Requerimientos de una Fibra Optica para RLD

Los cables de fibra óptica que son empleados en las RLD deben cumplir con las características establecidas de distancias de enlace y tiempos de retardo. A continuación se analizan los diferentes tipos de fibras y las recomendaciones para este tipo de medio de transmisión.

III.3.1 Tipos de Fibras Opticas para RLD

La fibra óptica es una guía de onda dieléctrica de material de sílice, que transporta la señales de luz de extremo a extremo por medio de reflexión interna total, como se muestra en la figura 8. Existen dos tipos de fibras en cuanto al número de modos de propagación: la fibra *multimodo*, que permite la transmisión de un gran número de modos de luz

inyectada y la fibra *monomodo*, que propaga en un solo modo la luz inyectada [Keck,1985]. La fibra monomodo ofrece un amplio ancho de banda, bajas pérdidas y mayores longitudes de enlace; dada su pequeña dimensión presenta la dificultad de unión, ya sea mediante conectores o bien de empalmes.

Los parámetros que caracterizan a una fibra óptica son:

- *Dimensiones* Las dimensiones que son manejadas en las fibras ópticas son las del diámetro del núcleo y del revestimiento. Para fibras multimodo son del orden de 50 a 100 μm para el núcleo y de 125 a 140 μm para la revestimiento, mientras que para fibras monomodo sus dimensiones de núcleo son menores a 10 μm y de revestimiento en un promedio de 50 μm .

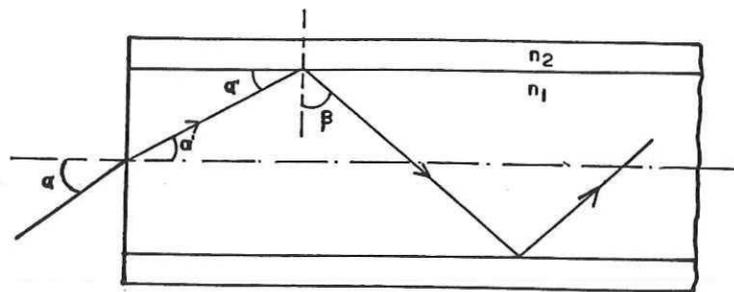


Figura 8. Propagación Dentro de una Fibra Óptica.

- *Apertura Numérica:* Al inducir un rayo sobre la cara de entrada de la fibra con un ángulo α (figura 8), continúa con un ángulo α' tal que:

$$\text{sen } \alpha' = \frac{1}{n_1} \text{sen } \alpha \quad (6)$$

donde:

α es el ángulo de incidencia del haz de luz sobre la fibra.

α' es el ángulo del haz de luz refractado dentro de la fibra.

n_1 es el índice de refracción del núcleo de la fibra.

Lo anterior debido a que el índice de refracción del aire es $n=1$. Esta relación es conocida como *Ley de Snell*.

Para asegurar que el rayo quede atrapado en la fibra y hacer posible su transmisión, se debe cumplir que $\alpha' < (90^\circ - \beta)$; para ello el ángulo máximo con que puede incidir un rayo en la cara de entrada está relacionado por:

$$AN = \text{sen } \alpha_0 = \sqrt{n_1^2 - n_2^2} \quad (7)$$

donde:

AN es la apertura numérica de la fibra óptica.

α_0 es el ángulo crítico de incidencia a la fibra óptica.

n_1 es el índice de refracción del núcleo de la fibra óptica.

n_2 es el índice de refracción del revestimiento de la fibra óptica.

Esta expresión es conocida como *apertura numerica (AN)*, siendo α_0 de gran interés para determinar la eficiencia de emisión de un transmisor de luz y su acoplamiento a la fibra.

- *Atenuación* La atenuación en una fibra es producida por dos factores la absorción y la difusión. El primero se debe sobre todo a la presencia de impurezas metálicas en el material (Fe, Cu, Ni, etc.) y el segundo a la falta de homogeneidad del material.

- *Dispersión* La dispersión se debe a que la onda transmitida contiene componentes que se propagan a distinta velocidad por lo que en el extremo receptor llegan con distintos retardos lo que provoca una deformación en la señal y limitando, por tanto, la separación entre emisor y receptor. Las causas que motivan la dispersión en una fibra pueden ser varias: Diferentes velocidades de grupo entre modos, ancho espectral de la señal, deformaciones de la fibra, birrefringencia del material, etc.

- *Ancho de Banda Intermodal* Es el ancho de banda permisible por kilómetro que puede ser transportado por la fibra; sus unidades son Hz/Km.

Para el caso de RLD se utiliza la fibra multimodo de índice gradual [Pérez, et al, 1989], cuyos parámetros típicos se presentan en la tabla III, tomando en cuenta diferentes calidades de fibras, en cuanto al material de fabricación [Covarrubias, 1988]. Dependiendo de la velocidad de transmisión y distancias de enlace, se pueden elegir fibras con diámetro del núcleo entre 50, 62.5, 85 y 100 μm . Por su parte, el

revestimiento tiende a normalizarse a 125 μm [Matsushita, et al, 1985].

Tabla III. Características de las Fibras Ópticas Multimodo para RLD.

Parámetro	Calidad de la Fibra Óptica		
	Alta	Media	Baja
Material	Sílice	Vidrio	Plástico
Diámetro del Núcleo (μm)	50 \pm 3%	65-80 \pm 4%	100-120 \pm 4%
Diámetro de la Cubierta (μm)	125 \pm 3%	125 \pm 3% 140 \pm 3%	200-300 \pm 4%
Apertura Numérica	0.18 - 0.25	0.25 \pm 0.02 0.25 - 0.29	0.40
Atenuación (dB/Km)	2.5 - 4.0	4.0 - 5.0	10.0 - 12.0
Ancho de Banda (MHz/Km)	200 - 1000	100 - 500	10 - 15

III.3.2 Recomendaciones sobre Fibras Ópticas en Estándares de RLD

Bajo los esfuerzos de estandarización de la sociedad de computación de la IEEE se formó el comité 802, mismo que se ha encargado de normalizar los diferentes tipos de RLD. Recientemente el comité 802 está trabajando en RLD de fibras ópticas con velocidades hasta de 20 Mbps y longitudes de la red de 2.5 Km.

Los estándares para las redes con cable de cobre como medio de transmisión ya están muy avanzadas en el proceso de

escritura. Los siguientes estándares han sido publicados como ANSI/IEEE y selecciona normas internacionales.

ANSI/IEEE Std. 802.2 ISO/DIS 8802/2	Control de Enlace Lógico.
ANSI/IEEE Std. 802.3 ISO/DIS 8802/3	CSMA/CD.
ANSI/IEEE Std. 802.4 ISO/DIS 8802/4	Método de Acceso de Traspaso de Ficha en Ducto.
ANSI/IEEE Std. 802.5 ISO/DIS 8802/5	Método de Acceso de Traspaso de Ficha en Anillo.

El estándar CSMA/CD utiliza un cable coaxial troncal a una velocidad de transmisión de 10 Mbps, el cual tiene una segunda construcción (Tipo 10Base2 *Cheapernet*, también en cable coaxial) que opera a 1 Mbps y está en proceso de votación para el *Comite Tecnológico en Comunicaciones de Computadoras* (TCCC) de la IEEE. El sistema de *Traspaso de Ficha en Ducto* (Token Bus) 802.4 también utiliza cable coaxial como su medio troncal, las velocidades de 1, 5, 10 y 20 Mbps son consideradas por el estándar pero la de 10 Mbps es la que se utiliza regularmente. El sistema de *Traspaso de Ficha en Anillo* (Token Ring) 802.5 utiliza cables blindados de dos pares trenzados como medio de transmisión. La estandarización de cada una de estas redes con fibras ópticas está siendo realizada con la ayuda del *Grupo Consejal Técnico de Fibras Ópticas* (F/O TAG). El Grupo de la red de Area Metropolitana 802.6 está estudiando actualmente a las fibras ópticas como medio de transmisión de la red.

Las RLD sobre fibras ópticas con CSMA/CD incluyen un interrepetidor de enlace. Además de los parámetros ópticos, han sido seleccionados los requerimientos funcionales tales como protección de interferencia, lazos asegurados, soportes, seguimiento y temporización. Los conectores son también considerados. Por su parte están siendo considerados cuatro métodos diferentes para la detección de colisiones [Reedy y Jones,1985]. Y una red completa de fibra óptica está bajo estudio para su construcción [Schumecher,1985].

Para la construcción del taspaso de ficha en anillo sobre fibra óptica, los esfuerzos del Grupo F/O TAG 802.8 incluyen repetidores de enlace, un medio de fibras ópticas que aceptará estaciones alambradas con cable de cobre y un sistema total de fibra de nodo de entrada a nodo de salida. Algunos de los parámetros ópticos iniciales han sido seleccionados. Requerimientos adicionales en los parámetros de la red tienen que ser establecidos en el orden para tener una red viable. Fuentes, cables, interruptores, conectores y unidades troncales acopladas tienen que estar definidas completamente, funcionalmente tan bien como operan en el medio de transmisión metálico.

El grupo CBEMA/ANSI X3T9 está trabajando en un sistema similar al de la IEEE 802.5. Tienen un programa con medio de cobre denominado LDDI para 50 Mbps con 32 nodos y una longitud máxima de 1 Km. El sistema FDDI (X3T9.5) en fibra está

planeado para 100 Mbps, 100 nodos con una longitud máxima entre nodos de 2000 mts. Esfuerzos considerables están siendo llevados a cabo para documentar al FDDI por completo.

III.3.3 Elección del Tipo de Fibra Optica

Las fibras multimodo de índice gradual con AN grandes son las más apropiadas para el uso de RLD debido a que permiten un mayor acoplamiento de luz al núcleo de la fibra. Los diámetros de fibras más comunes son 100/140 μm y 85/125 μm para enlaces de varios cientos de metros y para distancias de enlace punto a punto más grandes o donde el ancho de banda es crítico se utiliza la fibra de 50/125 μm . La potencia óptica acoplada en una fibra de 100/140 μm es mayor que la de una fibra de 50/125 μm haciendo ésto especialmente atractivo para utilizarse con acopladores estrella, los cuales tienen altas pérdidas por inserción, además de que las pérdidas en empalmes, conectores y acopladores estrella son menores en fibras de mayor núcleo [Pérez, et al, 1989].

III.4 Elementos Opticos

Los elementos ópticos son aquellos que están dentro de la trayectoria de la luz en un sistema optoelectrónico como lo son: fotoemisores, fotodetectores, conectores, empalmes, conmutadores y acopladores ópticos. A continuación se describen las características de algunos de ellos.

III.4.1 Emisores

Los emisores o fuentes de radiación deben ser viables económicamente y compatibles con el medio de transmisión en este caso la fibra óptica, de la que deberán conocerse sus características geométricas, modales, de atenuación, de dispersión, etc.

En las comunicaciones ópticas en las RLD las fuentes de radiación tienen que poseer ciertas condiciones como son: espectro de emisión estrecho, suficiente potencia, fácil acoplamiento de la fibra (tamaño pequeño), robustez, larga duración, pequeña variación de las características con el tiempo y facilidad de modulación.

Las fuentes que presentan un interés primordial son los *diodos láser de semiconductor* y los LEDs para emitir en el infrarrojo cercano, es decir, la zona del espectro que va de 0.8 a 0.9 y de 1.0 a 1.1 μm , que es donde las pérdidas de transmisión son mínimas en las fibras ópticas.

En sistemas por fibras ópticas se pueden utilizar fuentes coherentes o incoherentes para fibras monomodo, mientras que para fibras multimodo solo dá buen rendimiento una fuente incoherente [Pineda,1981].

Para describir el proceso de emisión de luz es necesario

primero considerar los elementos fundamentales que atañen al mecanismo físico responsable de la emisión de luz en un diodo semiconductor. En la física de semiconductores, los *estados de energía* en un semiconductor son llamadas *bandas de energía*, la banda con el nivel de energía más alto de electrones es llamado *banda de conducción* la cual es seguida en dirección decreciente de energía por la *banda de valencia*, figura 9. Estas dos bandas están separadas por un espacio de energía E_g . Ahora bien, en un semiconductor se tienen dos tipos de cargas eléctricas que portan la corriente eléctrica, electrones y los cargados positivamente huecos. Los electrones que pueden ser utilizados para el flujo de corriente, son llamados también como electrones libres, los cuales están localizados en la banda de conducción misma que es parcialmente cubierta por ellos, especialmente en los niveles de abajo. Por el contrario, los huecos están localizados en los niveles más altos de la banda de valencia.

Los electrones en la banda de conducción pueden hacer transiciones a la banda de valencia donde se recombinan con los huecos. En este proceso, la energía correspondiente a la diferencia de potencial entre los dos niveles involucrados puede ser relacionada en forma de cuantos de energía o fotones. La energía de un fotón es:

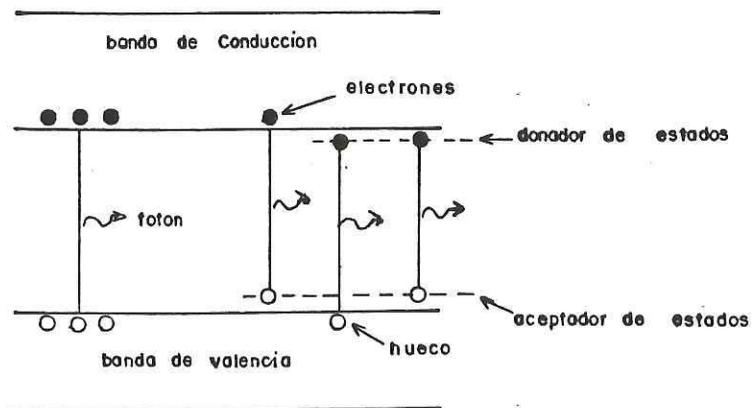


Figura 9. Principio de Emisión de Luz en Semiconductores.

$$E_g = h \cdot \nu \quad (8)$$

o

$$E_g = \frac{hc}{\lambda} \quad (9)$$

donde:

h es la Constante de Planck = 6.626×10^{-34} Julios.

ν es la Frecuencia Optica.

c es la Velocidad de la Luz en el Vacío

λ es la Longitud de Onda de la Luz.

Debido a que los niveles de energía envueltos están situados en los límites de las banda, se tiene para λ :

$$\lambda = \frac{hc}{E_g} = \frac{1.24}{E_g} \mu m \quad (10)$$

donde es E_g en electrón-volts (eV).

La expresión anterior muestra que se puede obtener la longitud de onda λ deseada al seleccionar un material semiconductor con el E_g apropiado. En el proceso de desarrollo de LEDs para fibras ópticas, gran cantidad de semiconductores han sido investigados y sólo algunos de ellos están en amplio uso [Guekos,1988]. Desafortunadamente, el principal material en la industria electrónica, el silicio, no puede ser utilizado como fuente de luz. Esto es debido a que la razón de radiación en la recombinación de electrones y huecos en el silicio es muy baja.

Los principales parámetros de un emisor son:

- *Corriente de inyección.* - Es la corriente que fluye por el emisor para excitar a los electrones e iniciar el proceso de emisión.

- *Caída de Tensión en el Emisor.* - Es la caída de tensión en el emisor proporcional a la corriente de inyección.

- *Potencia Óptica Emitida.* - Es la energía óptica generada por la transición de electrones a huecos.

- *Ancho de Banda.* - Límite la máxima frecuencia a la que puede hacer una transmisión. Depende mucho de las capacidades internas del emisor.

III.4.1.1 Diodo Emisor de Luz

Un LED es una fuente incoherente basada en el proceso de recombinación de electrones inyectados a lo largo de una unión $p-n$ de un diodo semiconductor. El material más utilizado es el *Arseniuro de Galio* (AsGa) que tiene una E_g de 1.43 eV que corresponde a una emisión en el infrarrojo cercano al espectro visible con $\lambda = 0.87 \mu\text{m}$ valor de interés para las fibras ópticas.

Las principales características de un LED son:

- Radiación incoherente.
- Elevada luminiscencia (del orden de $5 \text{ a } 10 \frac{\text{Watts}}{\text{cm}^2 \text{ seg}}$).
- Espectro de emisión estrecho de 200 a 400 Å.
- Velocidad de respuesta muy rápida con tiempos de 1 a 10 nseg que los hace aptos para ser modulados por señales de muy alta frecuencia.
- Fácil modulación. Se realiza por variación de corriente.
- Tensiones de alimentación y consumo reducido.
- Buena linealidad entre corriente y potencia radiada en un gran intervalo.
- Robusto y con área radiante de la unión.

Estas características lo hacen interesante para trabajar con fibras óptica multimodo de alta apertura numérica. Con modulación analógica presentan cierta distorsión por su característica no completamente lineal.

El LED se puede caracterizar para pequeña señal por el circuito equivalente de la figura 10, donde R y L representan la resistencia total resistiva e inductiva en las terminales del dispositivo, los contactos y la masa semiconductor. C_j es la capacitancia de unión (resultado del almacenamiento en la capa de absorción) pero su efecto a la respuesta en frecuencia puede ser omitido. Esto es debido a que C_j domina el comportamiento de polarización inversa y el LED está siempre polarizado directamente. Por el contrario, la contribución de la capacitancia de difusión C_d y de la resistencia r_d en el comportamiento de frecuencia es importante. C_d y r_d dependen de la corriente en el diodo y representan los efectos en los portadores adicionales que están siendo almacenados fuera de la capa de absorción, para que así pueda fluir una corriente i [Guekos,1988].

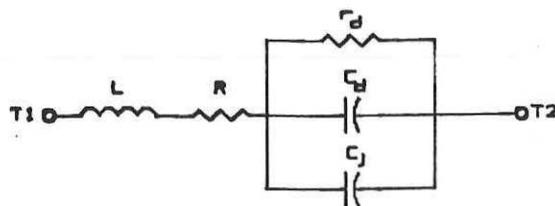


Figura 10. Circuito Equivalente del LED.

III.4.1.2 Láser Semiconductor

El láser semiconductor de inyección es el más adecuado para transmisión por fibra óptica y consiste en una unión $p-n$ polarizada en directo con gran concentración de impurezas en ambas zonas produciéndose gran inyección. El láser con mejores cualidades es el de Arseniuro de Aluminio Galio ($\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$), crecido por epitaxia en fase líquida y emite entre 0.75 y $0.9 \mu\text{m}$.

Las principales características de un diodo láser son:

- Radiación coherente y muy direccional.
- Gran potencia radiada.
- Espectro de emisión muy estrecho (aproximadamente 20 \AA).
- Tiempo de respuesta mejor que en LEDs.
- Puede ser modulado simple y directamente por la corriente inyectada.
- Presenta corrientes muy elevadas con problemas de disipación térmica.
- Presenta corta vida por degeneración de sus características.
- Eficaz acoplamiento entre el láser y las fibras monomodo.

Otro tipo de láser es el de Granate de Aluminio e Itrio contaminado con Neodimio (Nd:YAG), el cual es utilizado para emitir a $1.064 \mu\text{m}$, tiene pocas pérdidas por reflexión y permite el bombeo con un LED lo que prolonga su vida, no admite modulación directa, por lo que un láser de Nd:YAG debe ser

siempre acompañado de un modulador externo [Personick,1981].

III.4.2 Recomendaciones sobre Fotodispositivos en Estándares

El comité del proyecto IEEE 802 propone para el medio de fibra óptica las siguientes características.

1. Velocidad de Transmisión	De 5 a 10 Mbps.
2. Longitud	Hasta 2 Km sin repetidor.
3. Codificación	Manchester
4. Longitud de Onda de Emisión	820, 870, 1100 y 1300 nm.
5. Diámetro del núcleo de la fibra	50, 62.5, y 125 μm .
6. Diámetro del revestimiento de la fibra	125 y 250 μm .
7. Máxima velocidad de propagación	0.66c, donde $c=3 \times 10^8$ m/seg.
8. Pérdidas máximas en los conectores	1 dB/conexión. El promedio debe ser 0.5 dB.
9. Pérdidas por inserción en multicanalizadores	Menor a 2 dB.
10. Esfuerzo de tensión	500 libras.
11. Número de conexiones posibles	1000 con un promedio de acumulado de pérdidas menor que 0.1 dB.
12. Mínimo radio de curvatura	Menor que 30 cm induciendo pérdidas menores a 0.1 dB.
13. Temperatura	-40°C a 70°C.
14. Humedad	Humedad relativa de 0 a 100% para componentes pasivos, de 0 a 95% para componentes activos.

Como se puede observar el estándar no define un dispositivo emisor o receptor en especial por lo que se puede utilizar un LED ó un láser y un *pin* ó un *diodo de avalancha* (APD) dependiendo de las características típicas del diseño de la red.

III.4.3 Elección del Tipo de Emisor

Para los requisitos que se quieren cumplir en cuanto a la velocidad de transmisión, distancia de enlace, tiempos de ascenso y descenso y probabilidad de error, se eligió un LED como dispositivo emisor ya que cumple ampliamente con los requerimientos de diseño y con los estándares, además de que su costo es notablemente más bajo que el de un láser semiconductor de inyección. También, como la fibra óptica que fué seleccionada es de una apertura numérica grande es conveniente tener una fuente incoherente tal como lo es el LED.

III.4.4 Receptores

Como receptores se emplean los dispositivos fotodetectores, los cuales convierten la señal luminosa en señal eléctrica. Según el mecanismo físico de su operación pueden clasificarse en efecto: fotoemisor, fotoconductor, fotovoltaico y fotomagnético. En comunicaciones ópticas el que más interesa es el fotoconductor.

El funcionamiento de un fotodetector incluye tres procesos o etapas básicas que son:

- Generación de los portadores de carga (electrones y/o huecos) por incidencia de luz.

- Transporte de portadores y/o multiplicación de los mismos según el mecanismo de ganancia en corriente que esté presente.
- Interacción de la corriente en el fotodetector con el circuito externo para proporcionar la señal de salida.

Los parámetros que definen la caracterización de un fotodetector son:

- *Sensibilidad.* - Se define como la razón de la corriente media del detector a la potencia óptica media incidente.
- *Ancho de Banda.* - Limita la máxima frecuencia a la que puede hacer una transmisión. Depende mucho de las capacidades internas del fotodetector.

III.4.4.1 Fotoconductor

Un fotoconductor es un semiconductor con contactos óhmicos fijados en sus extremos opuestos. Al incidir la luz sobre su superficie se generan portadores por su transición banda a banda ya sea directamente o bien a través de los niveles en la banda prohibida, el resultado es un incremento en la conductividad lo que proporciona un mecanismo básico en el proceso de detección de señales ópticas ya que se aplica una tensión de polarización, esta modulación de la conductividad se transforma en modulación de corriente que transferida al circuito de salida dará la información de la

señal [Guekos,1988].

Si la conductancia queda dominada por un tipo de portador (hueco o electrón) la corriente alterna de pequeña señal inducida es:

$$i_s(\omega) = \eta \frac{eP_{opt}}{h\nu} \frac{\tau}{T_r} \frac{L}{1 + j\omega\tau} \quad (11)$$

donde:

τ es el tiempo de vida media del portador.

T_r es el tiempo de tránsito del portador = $\frac{L^2}{\nu}$.

L es la separación entre contactos óhmicos.

ν es la tensión de polarización.

h es la constante de planck = 6.626×10^{-34} Julios.

η es la eficiencia cuántica.

e es la carga del electrón.

P_{opt} es la potencia óptica que incide en el fotodetector.

La ganancia de este fotodetector, $M = \tau/T_r = \tau\nu/L^2$, viene limitada porque la tensión ν no llegue a la ruptura y el ancho de banda está también limitado por la capacitancia que se forma entre el par de electrones de contacto y queda dada por la constante de tiempo de relajación del dieléctrico $\tau_d = \rho \cdot \epsilon$, siendo ρ la resistividad y ϵ la permitividad.

III.4.4.2 Fotodetector con Zona de Absorción

Los fotoconductores descritos presentan un escaso producto ganancia-ancho de banda; éste se mejora con un detector con *zona de absorción* que consiste en un diodo semiconductor polarizado inversamente cuya corriente queda modulada por la generación de pares electrón-hueco en la zona de absorción debido a la absorción de luz.

El fotodetector con zona de absorción es el fotodiodo *pin*. Como la captura de fotones se hace en la región de absorción, interesa un ancho de esta región mayor que la habitual en una unión *p-n*, ésto se logra con una estructura tal como se muestra en la figura 11 [Sandoval,1977]. La zona N ligeramente contaminada, que casi es intrínseca, ocupa la mayor parte del diodo. El contacto de salida es tipo N altamente contaminado.

El diodo se polariza inversamente y la densidad de corriente se puede descomponer como la debida al arrastre de los portadores generados dentro de la región de absorción y la debida a la difusión de portadores fuera de la capa de absorción. El tiempo que necesitan los portadores para atravesar la zona de absorción limita la respuesta a altas frecuencias, apareciendo el compromiso entre la velocidad de respuesta y eficiencia de absorción.

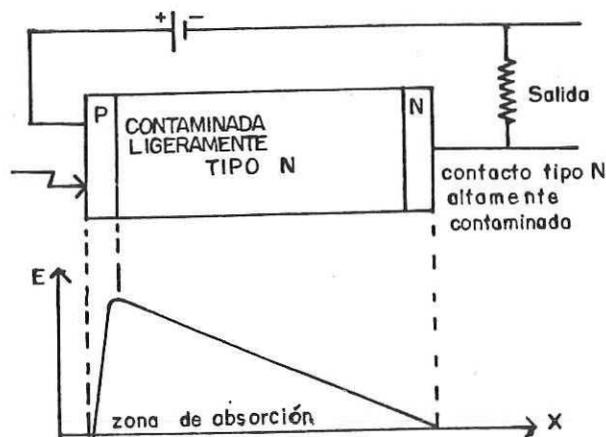


Figura 11. Fotodiodo *pin*.

El fotoreceptor se puede caracterizar para pequeña señal por el circuito equivalente de la figura 12 [Hewlett-Packard, 1988], formado por un generador de fotocorriente i_s , una corriente de ruido de disparo i_N (típicamente menor a 9.8×10^{-15} amps/Hz $^{\frac{1}{2}}$), una corriente de oscuridad i_D (típicamente menor a 500×10^{-12} amps en

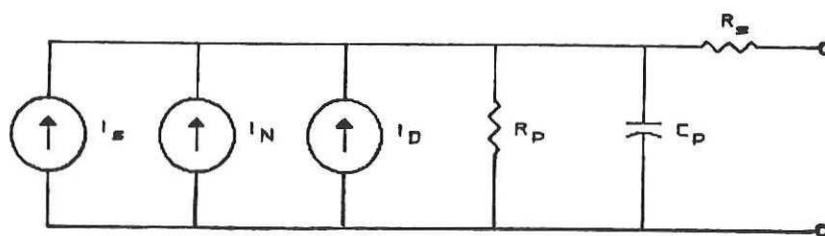


Figura 12. Circuito Equivalente de un Fotodiodo *pin*.

polarización de 20 Vcd.), una resistencia en paralelo R_p (típica de $10^{11} \Omega$), una resistencia en serie R_s (típicamente menor a 50Ω) y una capacitancia en paralelo dependiente del dispositivo en especial.

III.4.4.3 Fotodetectores de Avalancha

Los *fotodetectores de avalancha* (APD), trabajan con altos voltajes de polarización inversa, consiguiendo un alto campo electromagnético en la zona de absorción que permite a los portadores tener suficiente energía como para generar nuevos pares electrón-hueco por los mecanismos de ionización por colisión, de forma que éstos a su vez creen otros nuevos consiguiendo la avalancha de portadores. Si se sobrepasa la tensión de ruptura del diodo el número de portadores puede tender a infinito provocando una ganancia interna.

La probabilidad de que un portador haga colisión con ionización depende directamente de la magnitud del campo eléctrico; como el campo es función de la posición, los coeficientes de ionización para huecos y electrones, β y α respectivamente dependen de la posición en la zona de absorción.

La sensibilidad del fotodetector de avalancha con respecto a la tensión de polarización hace que esta deba ser estable, con compensación de temperatura y capaz de

proporcionar varios cientos de volts.

La estructura típica del APD combina alta velocidad, alta ganancia y relativo bajo ruido (éste último depende de la relación α/β). Se consigue por la separación física que se hace de la zona de arrastre, en que los fotones se absorben, y la zona de multiplicación, donde los portadores fotogenerados se multiplican, tal como se muestra en la figura 13.

El circuito equivalente para pequeña señal es igual al del *pin*, con la salvedad, de que pueden aparecer efectos no lineales (saturación) si la potencia óptica aplicada es muy grande.

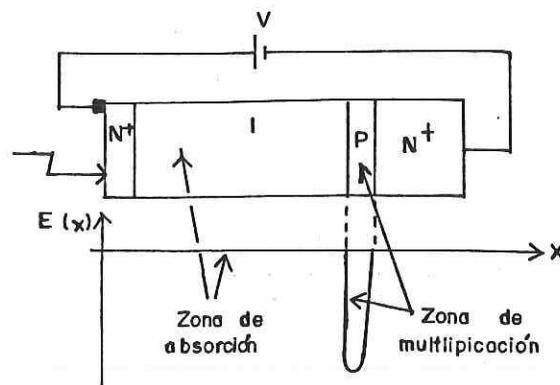


Figura 13. Fotodiodo de Avalancha.

III.4.5 Elección del Tipo de Receptor

Los receptores ópticos más comerciales son construídos con fotodetectores *pin*, los cuales son fabricados con

sensitividad de hasta -40 dBm, suponiendo una velocidad de transmisión de 10 Mbps, tasas de error (BER) de 10^{-9} , y tiempo medio entre fallas (MTBF) hasta de 10^6 horas. Otro receptor con mejores cualidades es el pínFET, el cual tiene una sensibilidad de hasta -48 dBm y puede ser utilizado cuando es necesario un intervalo dinámico adicional y mejores tiempos de respuesta, pero su costo es muy elevado [Perez, et al,1989]. Por último, el APD necesita altas tensiones de polarización por lo que su inclusión dentro de un dispositivo receptor contempla una complejidad adicional, por lo que se prefirió un fotodetector pín para cumplir con los requerimientos actuales además de que existe un compromiso de utilizar un pín cuando el emisor es un LED.

III.5 Conexiones con Fibras Ópticas

En un sistema eléctrico, es suficiente un contacto físico para unir dos conductores. En el caso de conectar dos fibras ópticas los requerimientos son mucho más críticos ya que la señal óptica es transportada por el núcleo de la fibra, por lo que se requiere un alineamiento preciso entre los dos núcleos de las fibras.

La interconexión en sistemas de comunicaciones por fibras ópticas, se soluciona básicamente por dos métodos: empalmes y conectores. Los empalmes se utilizan cuando se requiere una conexión permanente o semipermanente entre dos fibras y pueden

ser elaborados por fusión o acoplamiento mecánico. Los conectores son usados para dar flexibilidad y facilidad de conexión y desconexión entre sistemas de fibras y un componente activo (LED, láser, *pín*, APD, etc.).

III.5.1 Conectores

En el mercado existen diferentes tipos de conectores para fibras ópticas algunos con lentes u otro sistema espansor de haz para minimizar las pérdidas por desplazamiento y otros con acoplamiento mecánico de alta precisión. Para la evaluación de un conector, es necesario tomar en cuenta algunas características tal como son: bajas pérdidas por inserción, facilidad de montaje, compatibilidad con distintos fabricantes del mismo conector, pequeña variación en las pérdidas por inserción después de un gran número de conexiones y desconexiones, insensibilidad a factores ambientales (temperatura, polvo, etc.) y buena relación costo/beneficio [Condumex,1987].

La conexión de dos fibras es una de las partes críticas en sistemas de transmisión por fibras ópticas. Esta unión es sensible de tener pérdidas en la potencia óptica por diversos factores que están en función del alineamiento físico de los dos núcleos y de la calidad de su acabado. Las pérdidas son intrínsecas cuando son atribuidas a defectos en el dimensionamiento de las fibras o en sus especificaciones

ópticas; y extrínsecas, o de inserción, cuando se pueden atribuir al diseño y/o al acabado del conector. Este tipo de pérdidas será tratado más a fondo en el diseño del enlace en el Capítulo V.

Los conectores más empleados en la actualidad son los tipo *SMA*, *ST* y el *FC*, los primeros dos son empleados en fibras multimodo y el último en las fibras monomodo.

Los conectores *SMA* (subminiatura tipo A), los cuales cubren aproximadamente el 80% del mercado de conectores para fibras multimodo, se ha convertido en un estándar respaldado por normas militares (MIL-1863A). El conector *SMA*, tiene un costo entre 10 y 25 dólares, es de fácil uso y la atenuación oscila entre 0.5 y 2 dB, dependiendo de la versión. La ferrula¹ de un conector *SMA* es completamente metálica y la hay en dos versiones (figura 14): tipo 905 y tipo 906. El tipo 905 es el diseño original y tiene una respuesta adecuada en empalmes terminales, pero sus cualidades resultan bajas en donde se requería acoplamiento entre conectores. Pensando en estas últimas aplicaciones, se diseñó el tipo 906 que soluciona en su parte los problemas del 905 en cuestión de alineación.

¹ Parte principal del conector óptico que contiene en su interior la fibra óptica ayudando a su alineación.

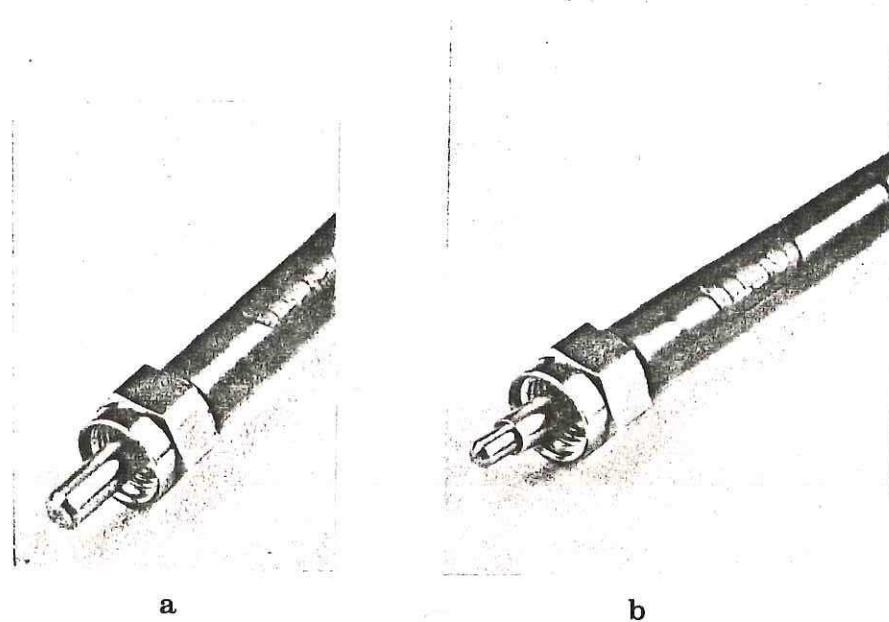


Figura 14. Conectores SMA, a) Tipo 905 y b) Tipo 906.

El conector ST (mini BNC) mostrado en la figura 15, está destinado a ser uno de los estándares en fibra multimodales, ya que distintas normas y fabricantes lo están recomendando para aplicaciones en RLD. El conector ST tiene una configuración parecida a la del conector SMA, pero con características superiores. Sus ventajas son: Férula cerámica de precisión, que mejora el alineamiento al tener tolerancias menores a $2 \mu\text{m}$, dispositivo de fijación, que evita la rotación, obteniendo así mayor repetitividad, la tuerca de acoplamiento no es roscada, sino del tipo bayoneta que hace que la conexión y desconexión sea más rápida y atenuación típica de 0.4 dB.

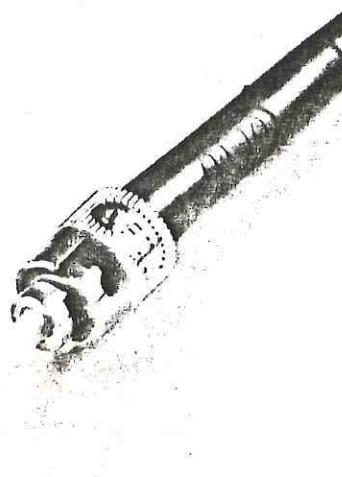


Figura 15. Conector ST.

El conector FC, fué diseñado para aplicaciones en telefonía, este conector de una ferrula metálica que contiene un elemento de cerámica capilar, el cual es el encargado de alinear la fibra. La tolerancia de concentricidad y diámetro de orificio, no sobrepasan tolerancias de $1 \mu\text{m}$, asegurando una atenuación menor de 1 dB. El conector FC incorpora una roldana de ajuste que asegura: 1) optimización de la menor pérdida al tener ocho posiciones distintas, 2) mayor repetitividad al fijar la posición de la ferrula.

III.5.2 Empalmes

La interconexión de fibras es hecha por medio de empalmes, los cuales pueden ser por fusión o por acoplamiento mecánico.

Los empalmes por fusión son del tipo permanente y tienen la característica de introducir bajas pérdidas por inserción menores a 0.3 dB. Los empalmes por acoplamiento mecánico son semipermanentes y necesitan ser hechos con conectores con férulas muy precisas para disminuir las pérdidas al mínimo, del orden de 1 a 1.5 dB [Pérez, et al, 1989].

III.6 Conclusiones

Como se analizó a través del presente capítulo, los dispositivos con modestas cualidades (LED y *pin*) son los que serán empleados para el diseño del dispositivo optoelectrónico que se desarrollará en el Capítulo V, ya que las distancias de enlace y anchos de banda requeridos en este sistema no son muy grandes, además de que es necesario que exista una simplicidad en el diseño a un costo no muy elevado como ocurre en los sistemas con láser y APD, con los que se tienen mejores características de potencia inyectada a la fibra y anchos de banda para láseres, y de sensibilidad y ancho de banda para APD. Estos últimos dispositivos son adecuados para sistemas en que las distancias de enlace son de decenas de kilómetros y los anchos de banda de decenas de MHz, donde el costo de los componentes es ampliamente amortizado. Para tener una referencia rápida de los tipos de componentes ópticos activos y pasivos dependiendo de la aplicación se construyó la tabla IV.

Tabla IV. Empleo de Dispositivos Opticos Según la Aplicación.

Distancia de Enlace	Emisor (λ)	Detector	Fibra	Conector	Sistema
Corta de 1 o 2 kilómetros	LED 820nm	<i>pin</i>	MM IG	SMA o ST	RLD
Media entre 1 y 5 Km	LED 1300nm Láser 820nm	<i>pin</i> APD	MM IG UM	SMA o ST FT	FDDI RLD
Larga Mayor a 10 Km Mayor a 25 Km	Láser1300nm Láser1560nm	APD APD	UM UM	FT FT	Telefo- nía

De la tabla IV, MM IG es la fibra multimodo de índice de gradiente y UM es la fibra monomodo.

Las compañías fabricantes de fibras ópticas producen tramos de fibra hasta de 2 Km, por lo que para enlaces mayores es necesario desarrollar empalmes [Condumex,1987]. Una prestación importante en los emisores es que un LED puede llegar a manejar altas velocidades (hasta 100 Mbps) en distancias cortas y los láseres se pueden emplear para velocidades de transmisión desde 10 Mbps en adelante para largas distancias de enlace. Ahora, como una de las metas en los sistemas de comunicaciones sobre fibras ópticas es la FDDI, manejando 100 Mbps en distancias de enlace hasta de 2 Km con una BER menor de uno en 2.5×10^{10} y una λ de 1300 nm, un LED cumple ampliamente con estas características [Burr,1986].

En función de lo anteriormente visto se podrá ahora definir la red óptica, lo cual será tratado ampliamente en el siguiente capítulo.

IV. DEFINICION DE LA RED ETHERNET SOBRE FIBRA OPTICA

IV.1 Introducción

El análisis completo del diseño de una RLD basada en fibra óptica comparado con una basada en cable coaxial no estriba en el simple hecho de sustituir un medio de transmisión por otro, sino que presenta una serie de implicaciones más profundas que impiden utilizar los mismos planteamientos que utiliza la red Ethernet, ya que para cable coaxial presenta una configuración en ducto con difusión bidireccional, y el tipo de detección de colisiones está basado en el control del nivel medio de la señal detectada [ANSI/IEEE Std. 802.3,1985]. Lo anterior no es posible realizarlo usando fibra óptica, ya que por un lado la transmisión de luz es esencialmente unidireccional, y por otro, las características de operación de los elementos ópticos en cuanto a su elevado margen dinámico, hacen poco confiable utilizar como técnica de detección de colisiones el nivel medio de potencia de la señal recibida [Moustakas,1987]. Estas limitaciones obligaron a encontrar una solución basada en el establecimiento de nuevas topologías y técnicas de detección de colisiones, que permita el funcionamiento óptimo de la red, lo cual independientemente de la topología y la técnica de acceso al medio ya ha sido establecido por el

comité IEEE 802.3 para el caso de una RLD por fibras ópticas, los requisitos son:

- Soportar hasta 1024 nodos conectados a la red.
- Soportar una distancia entre nodos hasta de 2.5 Km.
- Detectar todas las colisiones bajo el peor caso de condiciones de operación.

En el presente capítulo se analizarán las consideraciones anteriores para desarrollar el diseño más eficiente de una RLD Ethernet basada en fibra óptica.

IV.2 Topologías Empleadas en RLD sobre Fibras Ópticas

Las topologías existentes en las RLD sobre fibras ópticas son las mismas que son utilizadas con señales eléctricas pero como el cambio de medio de transmisión no es tan simple como sustituir un medio por otro, es necesario tomar en cuenta consideraciones especiales en cuanto a la técnica de detección de colisiones en una red Ethernet para cada una de las topologías.

En fibras ópticas existen dos versiones diferentes de cada topología para RLD, las cuales son la pasiva y la activa, a continuación se dá una breve explicación de cada una de ellas.

IV.2.1 Topología Tipo Ducto

Como se mencionó anteriormente la red Ethernet en cable coaxial emplea una topología tipo ducto bidireccional, sin embargo, por la naturaleza unidireccional de la luz es necesario utilizar técnicas especiales para adaptar la señal al medio.

IV.2.1.1 Topología Tipo Ducto Pasivo

En este tipo de topología se pueden tener dos técnicas de transmisión una por un solo cable de fibra óptica y otra por dos cables de fibra óptica.

La transmisión por dos cables de fibras ópticas utilizan dos acopladores pasivos en "T" conectados al medio, uno a cada cable tal como se muestra en la figura 16a, el problema más notorio de esta construcción es que la potencia óptica es claramente disminuída en los acopladores en "T" por lo que el número de estaciones que pueden estar conectadas a la red se ve fuertemente disminuído, el cual es del orden de 10 a 15 estaciones muy por debajo de las 1024 establecidas en la norma Ethernet [Pérez, et al,1989].

La transmisión por un solo cable de fibra óptica, utiliza un acoplador pasivo duplex para poder realizar transmisiones en ambos sentidos del ducto; tal como se muestra en la figura

16b. Como se podrá apreciar en estos acopladores pasivos la potencia óptica en el medio decrece rápidamente, por lo que el número de estaciones que pueden estar accedidos son del orden de 35 estaciones, muy por debajo de la 1024 estaciones establecidas por la norma Ethernet [Rawson y Metcalfe,1978].

IV.2.1.2 Topología Tipo Ducto Activo

Una opción que se intento para evitar la disminución de la potencia óptica fué la de integrar transceptores activos a la red (figura 16c), pero surgió el problema que debido al tiempo de procesamiento y regeneración de la señal no se puede cumplir con el requerimiento de las 1024 estaciones a causa de

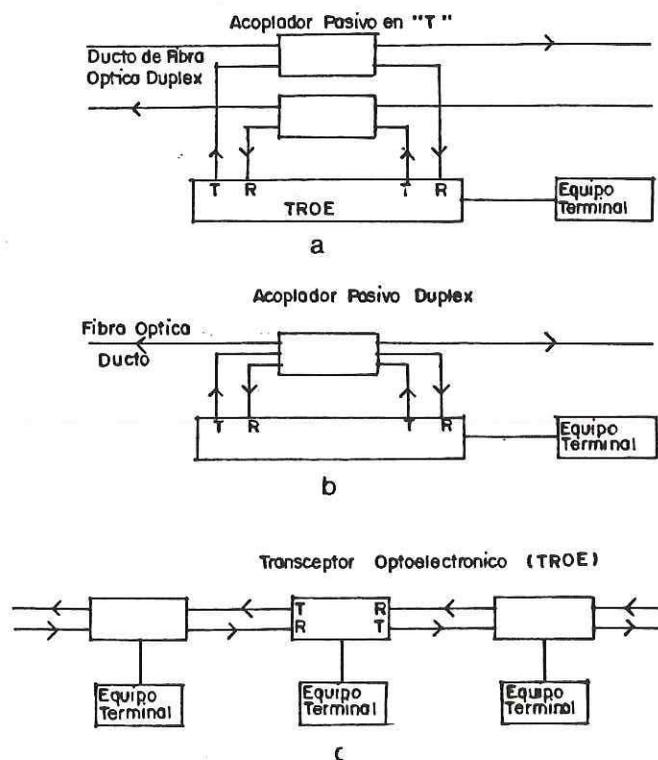


Figura 16. a) Ducto Óptico Pasivo con Acoplador en "T", b) Ducto Óptico Pasivo Acoplador Duplex, c) Ducto Óptico Activo.

que se rebasan los tiempos de retardo permisibles, aunque el número de estaciones se vió incrementado aproximadamente a 170 [Rawson y Metcalfe,1978].

IV.2.2 Topología Tipo Anillo

En esta topología se tiene la ventaja de que la transmisión es unidireccional por lo que solo es necesario el uso de un acoplador pasivo en "T" por estación tal como se muestra en la figura 17. Sin embargo, la topología en anillo pasivo tiene los mismos problemas que la de ducto pero aún a ésto, se le agrega el problema de "eco" como resultado de los paquetes que están continuamente circulando en el anillo, aunque con una potencia decreciente debido a la atenuación de la fibra y a pérdidas en los acopladores en "T" [Moustakas,1987].

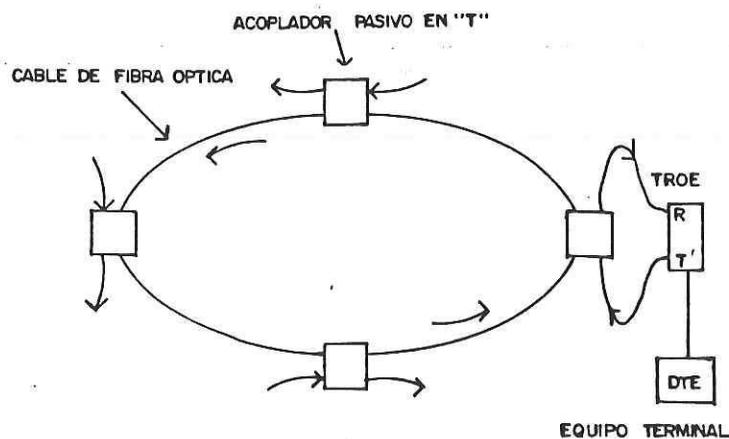


Figura 17. Anillo Óptico Pasivo con Acoplador en "T".

Similarmente, la topología en anillo activo tiene los mismos problemas en el transceptor de tiempos de retardo y complejidad como ocurre en los transceptores en ducto activo, pero ahora deben cumplir con la necesidad de extraer su propio paquete después de que ya recorrió por completo el anillo para evitar "ecos", lo cual lo hace altamente complejo.

De lo anterior se puede concluir que para la topología de anillo tampoco se pueden tener las 1024 estaciones especificadas por la norma Ethernet.

IV.2.3 Topología Tipo Estrella

En contraste con las topologías ducto y anillo, las topologías de estrella activa o estrella pasiva, como se muestra en la figura 18, pueden manejar fácilmente 1024 estaciones y una distancia máxima de 2.5 Km entre estaciones como especifica la norma IEEE 802.3, teniendo también como ventaja que un cable defectuoso o un transceptor en mal estado no son causa como para que la red deje de funcionar. Una desventaja que tiene este tipo de topología es la cantidad de cable de fibra óptica necesario para tender la red [Marsh y Jones,1987].

IV.2.3.1 Topología Tipo Estrella Pasiva

En la topología tipo estrella pasiva se tienen varias

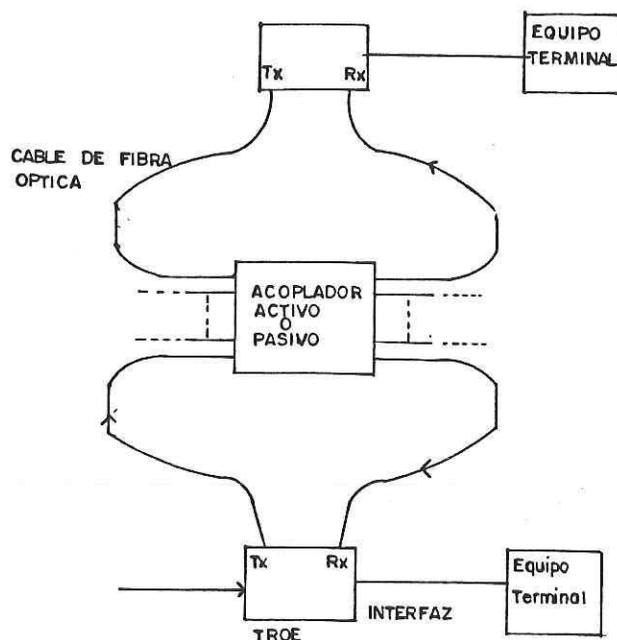


Figura 18. Topología Estrella Óptica.

ventajas, primero el centralizador estrella al ser un dispositivo pasivo presenta posibilidades de falla muy bajas y por lo mismo la redundancia no se hace necesaria, en la estrella pasiva se tienen pérdidas de entre 2 y 6 dB, las cuales varían por defectos en la fabricación y a deficiencias en la división del haz óptico [Scholl y Coden,1988].

Existe una pequeña variante en la topología estrella pasiva, la cual es llamada topología híbrida misma que es mostrada en la figura 19, la cual utiliza un método de detección de colisiones activo ya que para la estrella 100% pasiva se tiene dificultad para la detección de colisiones [Moustakas,1987].

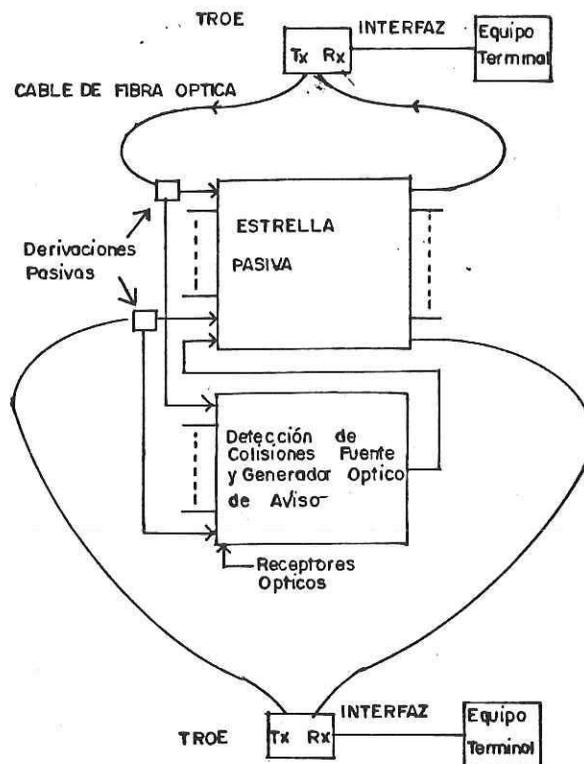


Figura 19. Topología Estrella Híbrida.

Cabe hacer notar que las pérdidas en el centralizador estrella son mayores que las que existen en acoplador pasivo en "T", pero el conjunto total de pérdidas en los acopladores es notablemente mayor que el del centralizador.

IV.2.3.2 Topología Tipo Estrella Activa

En una RLD de fibras ópticas con estrella activa, la circuitería contenida dentro del centralizador estrella detecta la señal óptica enviada por un transceptor, eléctricamente regenera sus amplitudes y ópticamente las transmite a todas las estaciones, como se mostró en la figura 18, esta topología dá la ventaja de poder tener un 100% de

certeza en la detección de colisiones sobre todo el intervalo dinámico de la red [Truman, et al,1987].

IV.3 Técnicas de Detección de Colisiones

Como se analizó en el punto anterior las topologías del tipo ducto y anillo no cumplen con las 1024 estaciones establecidas por la norma Ethernet, por lo que solo se tratarán las técnicas de detección de colisiones empleadas en la topología tipo estrella.

A continuación se tratarán las técnicas de detección de colisiones para las siguientes topologías:

IV.3.1 Detección de Colisiones en una Estrella Pasiva

En la estrella pasiva se detectan las colisiones en el transceptor ya que la estrella no tiene ninguna función extra aparte de la de distribuir la señal óptica recibida, a continuación se tratan las técnicas de detección, aunque, cabe hacer notar que no se puede llegar a tener un 100% de detección de colisiones con esta topología

IV.3.1.1 Monitoreo del Nivel de Potencia Promedio

Cuando dos estaciones transmiten simultáneamente, sus ráfagas de bits se suman constructivamente en el acoplador

estrella, así cuando hay una transmisión, el circuito detector de colisiones del transceptor monitorea la potencia óptica promedio recibida y señales de colisión, cuando la potencia óptica excede un umbral que está por arriba del nivel de potencia correspondiente a su propia ráfaga de datos recibidos. Para que este método opere eficazmente, el nivel de potencia recibido se debe mantener dentro de cierta tolerancia independiente de las condiciones de operación y de la localización del transceptor en la RLD. Este tipo de detección es poco confiable e insatisfactorio en la mayoría de los casos [Reedy y Jones,1985].

IV.3.1.2 Detección de Violaciones en el Ancho del Pulso

En una colisión los anchos de los pulsos que se presentarán serán diferentes a los permitidos de 50 y 100 nseg, la circuitería de detección de colisiones puede señalar una colisión cuando el ancho de un pulso de entrada excede un umbral de ancho de pulso (por ejemplo, 150 nseg). Sin embargo, cuando la diferencia entre los niveles de potencia de dos ráfagas de bits en colisión excede de 5 a 6 dB, este se convierte en una dificultad para el receptor óptico; el diferenciar entre las dos señales de la ráfaga o garantizar la detección de una colisión [Reedy y Jones,1985].

IV.3.1.3 Comparación de Bit

En este método las colisiones son detectadas por una comparación bit por bit que es recibido iniciando con el primer bit después de que el delimitador de inicio de marco es detectado, para desechar los bits del prámbulo con que fué transmitido. Por la misma razón que el caso anterior, la detección de colisiones no puede ser garantizada cuando la diferencia en los niveles de potencia de dos ráfagas de datos en colisión es mayor aproximadamente de 5 a 6 dB. Además, es necesario elaborar la circuitería necesaria para asegurar que falsas colisiones no sean señaladas debido a que está presente una señal de aviso de colisión en datos de entrada libres de colisiones [Moustakas,1987].

IV.3.1.4 Método en el Dominio del Tiempo

En este método, un circuito transmisor de detección de colisiones en el transceptor inicia o escucha dentro del ducto por un intervalo de tiempo corto, t_r , después de iniciada la transmisión óptica. Aquí, t_r es el tiempo de transmisión óptica entre el transmisor y el receptor del transceptor. La recepción de datos dentro de este intervalo de tiempo es interpretado como una colisión independiente de los requerimientos del intervalo dinámico. Esta estación notifica a las estaciones restantes transmitiendo en el medio una señal de aviso de colisión (tal como una señal cuadrada de 1 MHz).

Aunque el mismo problema del intervalo dinámico existe también como en los dos casos anteriores, puede ser corregido empleando *Multicanalización por División de Longitud de Onda* cosa que no se puede realizar en los casos anteriores.

Una desventaja de este método es que es necesario un reconocimiento *a priori* en t_r . Esto resulta en una reducción en la flexibilidad tan grande como el movimiento de un transceptor en su localización. Además, para evitar la generación de una señal de colisión falsa en la llegada de datos transmitidos por el transceptor en su propio receptor después de t_r , el tiempo actual de escucha debe ser menor que t_r bajo todas las condiciones de operación especificadas. La diferencia entre t_r y este tiempo de escucha dá como resultado que algunas colisiones no sean detectadas [Moustakas,1987].

IV.3.2 Detección de Colisiones en una Estrella Híbrida

En la red de estrella híbrida, un centralizador estrella pasivo es utilizado para la trayectoria de datos, pero las colisiones son detectadas activamente en el centralizador estrella activo, como se mostró en la figura 19. Cada fibra de entrada es conectada al centralizador estrella por medio de un derivador óptico pasivo, el cual permite que una pequeña fracción (aproximadamente el 10%) de la potencia óptica de entrada sea acoplada a la circuitería de detección de colisiones. Todos los cables de fibras ópticas conectados con

el circuito de colisiones son conectados a receptores ópticos individuales, cuya única función es detectar la presencia o ausencia de señal, no de recibir datos. Cuando más de un receptor detecta una señal, una colisión ha ocurrido, la circuitería de detección de colisiones entonces transmite una señal de aviso de colisión a cada transceptor vía el centralizador estrella pasivo, donde este es detectado como una violación al ancho del pulso [Moustakas,1987].

Sin embargo, cada transceptor debe detectar la señal de aviso de colisión, en la presencia de al menos dos ráfagas de datos ópticos en colisión. La detección de colisión de la señal de aviso de colisión no puede ser garantizada cuando la potencia óptica de una de las ráfagas de los bits en colisión, es aproximadamente de 5 a 6 dB más grande que la suma de la potencia de la señal de aviso de colisión y los bits remanentes de la ráfaga en colisión. Esto puede ocurrir debido a las diferentes distancias entre los transceptores y el acoplamiento estrella, envejecimiento del diodo transmisor, tolerancias y variaciones en la atenuación del acoplador estrella de puerto a puerto.

Este tipo de configuración como se ha comentado no es 100% confiable por lo que no es muy utilizada.

IV.3.3 Detección de Colisiones en una Estrella Activa

La mayor ventaja de la topología estrella activa es que las colisiones pueden ser detectadas con un 100% de certeza sobre todo el intervalo dinámico de la red. Existen básicamente dos técnicas de detección de colisiones posibles (figura 20):

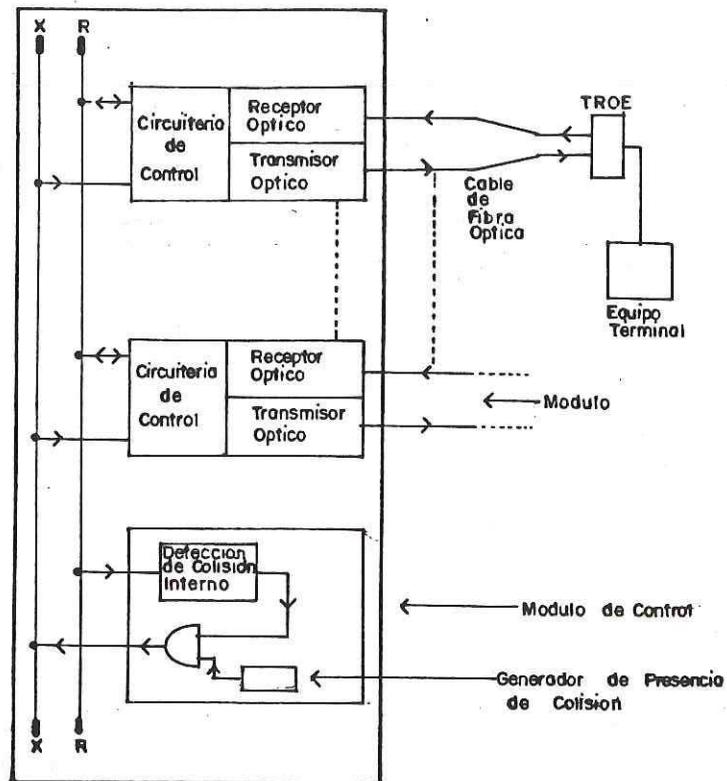


Figura 20. Detección de Colisiones en una Estrella Activa.

IV.3.3.1 Detección de Colisiones en el Centralizador Estrella

Si dos o más estaciones transmiten simultáneamente la colisión es detectada eléctricamente en el centralizador estrella y avisando a todos los transceptores utilizando una

señal de presencia de colisión. Sin embargo, en contraste con las redes estrella pasiva e híbrida, con la trayectoria de datos, es posible enviar la presencia de colisión sin interferencia de las ráfagas de datos colisionados. Esto es, cada transceptor recibe ya sea únicamente el paquete de datos Ethernet ó la señal de aviso de colisión.

IV.3.3.2 Detección de Colisiones en el Transceptor

En este método la estrella activa distribuye los datos de llegada de cualquier estación a todas las estaciones excepto a la estación transmisora. Por lo que, la llegada de datos en el receptor óptico de un transceptor transmitiendo corresponde a una colisión y puede ser fácilmente detectada como tal. Este método de detección de colisiones es el mismo método empleado en el interrepetidor de enlace óptico el cual está siendo estandarizado por el grupo de trabajo del IEEE 802.3.

Utilizando simultáneamente los dos métodos de detección de colisión antes mencionados se tiene como resultado un 100% de capacidad de detección de colisiones sobre el intervalo dinámico completo de la red. Por lo que de este análisis podemos seleccionar a la red estrella activa como la más adecuada y efectiva de las posibles por utilizar para una red Ethernet sobre fibras ópticas.

IV.4 Conclusiones

Se ha analizado a través del presente capítulo que para el diseño de una red Ethernet sobre fibra óptica es necesario hacer un estudio más amplio del medio de transmisión ya que el simple hecho de cambiar un medio por otro no sería funcional para este tipo de red.

En la tabla V se presentan las variantes que tienen que ser llevadas a cabo para cambiar de cable coaxial a fibra óptica.

Tabla V. Especificaciones Complementarias de la Red Ethernet sobre Fibras Ópticas

Párametro	Especificación
Elemento Emisor	LED
Elemento Receptor	<i>pin</i>
Tipo de Fibra	Multimodo Índice de Gradiente
Topología	Estrella Activa
Método de Detección de Colisiones	Detección en el C. Estrella Detección en el Transceptor

En general estos son los únicos parámetros de la red Ethernet que son modificados para transferir la red de un medio de transmisión a otro. Tomando en cuenta las consideraciones establecidas en este y en el anterior capítulo se llevará a cabo el diseño del transceptor óptico compatible Ethernet en el próximo capítulo.

V. DISEÑO DEL TRANSCCEPTOR OPTOELECTRONICO PARA LA RED ETHERNET

V.1 Introducción

A partir del análisis desarrollado en los últimos capítulos, ahora se cuenta con un panorama global de como debe ser construída la red Ethernet sobre fibras ópticas para tener un funcionamiento óptimo.

Las especificaciones que fueron enmarcadas en los capítulos anteriores serán ahora los parámetros de diseño del transmisor y del receptor óptico. Las especificaciones de diseño por lo tanto son:

- Elemento fotoemisor: LED.
- Elemento fotodetector: *pin*.
- Tiempos de ascenso y descenso de la señal: 25 ± 5 nseg.
- Distancia mínima de enlace: 1.5 Km.
- Tipo de fibra óptica: Multimodo de índice de gradiente.

V.2 Análisis del Sistema de Comunicaciones por Fibras Ópticas

Previo al diseño del transmisor y del receptor óptico, se definirán primeramente los parámetros (pérdidas, ganancias, etc.) que se ven involucrados dentro de un sistema de comunicaciones por fibras ópticas.

Los elementos que integran un sistema típico de comunicaciones por fibras ópticas en un enlace punto a punto son mostrados en la figura 21.

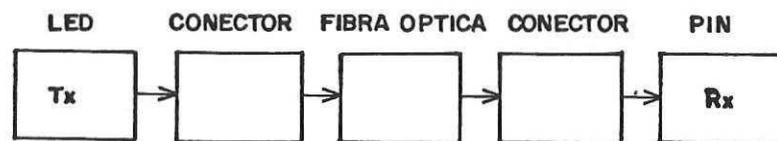


Figura 21. Sistema de Comunicaciones por Fibras Ópticas

A cada uno de estos elementos se le asocia valores de ganancia, como ocurre en los dispositivos activos (fotoemisores y fotodetectores), y de pérdidas como ocurre con los elementos pasivos (conectores y fibras). De lo anterior, se puede obtener un modelo matemático del comportamiento en cuanto a ganancia y pérdidas del sistema de comunicaciones, a partir de:

$$P_R = P_e - P_{\text{con}_{Tx}} - P_{fo} - P_{\text{con}_{Rx}} - I \quad (12)$$

donde:

P_R es la potencia recibida en dBm.

P_e es la potencia emitida en dBm.

$P_{con_{Tx-Rx}}$ son las pérdidas en los conectores en dB.

P_{fo} son las pérdidas en la fibra óptica en dB.

I son pérdidas por penalización en dB.

A continuación se analizarán cada uno de los parámetros anteriores y los factores que involucra cada uno de ellos.

V.2.1 Potencia Emitida

Es la potencia a la salida del fotoemisor, la cual a de ser acoplada a la fibra óptica. La potencia emitida por un fotoemisor es función de la corriente que circula a través de él, la figura 22 muestra el comportamiento típico de potencia emitida contra corriente de entrada en fotoemisores.

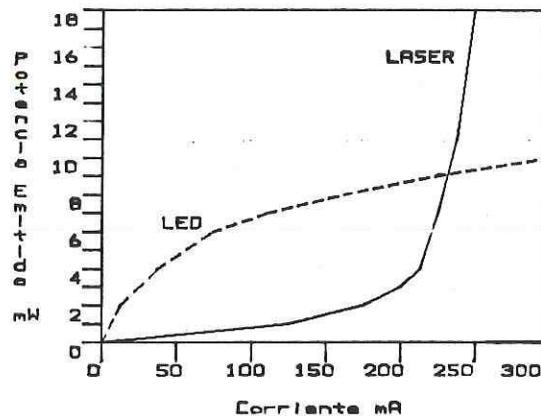


Figura 22. Potencia Típica Emitida por Fotoemisores.

De lo anterior se concluye que:

$$P_e = f(I_f)$$

(13)

V.2.2 Pérdidas en el Conector

Es el conjunto de pérdidas que ocurren al acoplar la señal óptica emitida por el fotoemisor a la fibra óptica. A este tipo de pérdidas se les denomina a su vez como pérdidas intrínsecas y pérdidas extrínsecas, las primeras son debido a las diferencias en las aperturas numéricas, diámetros e índices de refracción entre fotoemisor/fibra, fibra/fibra (en empalmes), y fibra/fotodetector. Las segundas son debido al mal acoplamiento físico de los componentes que pueden ser por desalineamiento axial y angular y por separación entre ellos. La figura 23 muestra una serie de gráficas de este tipo de pérdidas [Keeler, 1978].

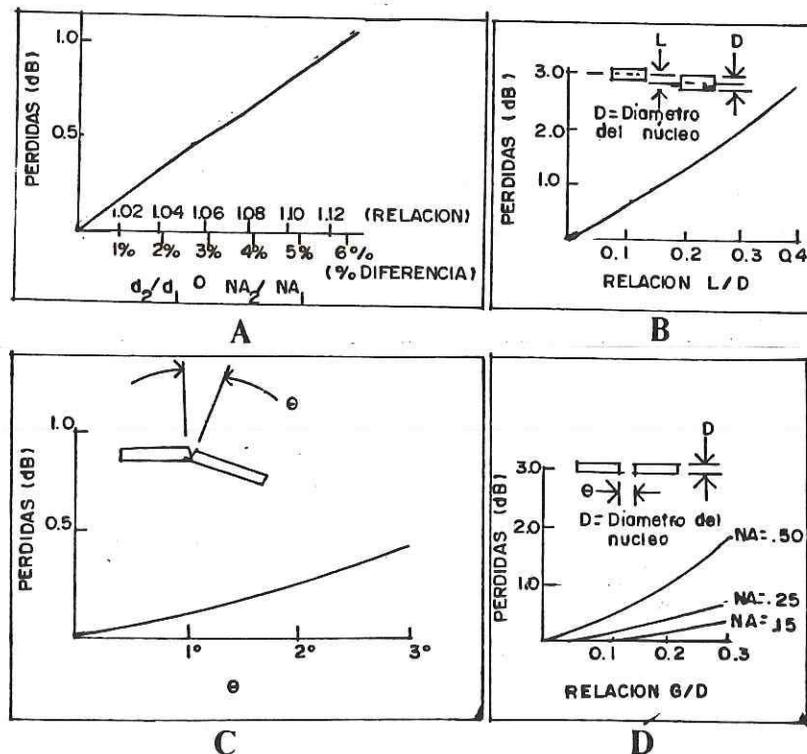


Figura 23. a) Pérdidas Intrínsecas debido a diferencias en el diámetro del núcleo o apertura numérica. Pérdidas extrínsecas b) Por Diferencia Axial, c) Por Desplazamiento Angular, d) Por Espaciamento Entre Terminales de la Fibra.

En función de lo anterior, las pérdidas en los conectores se pueden expresar como:

$$P_{\text{con}} = P_{\text{intrínsecas}} + P_{\text{extrínsecas}} \quad (14)$$

$$P_{\text{intrínsecas}} = 10 \log \left(\frac{d_2}{d_1} \right) + 10 \log \left(\frac{NA_2}{NA_1} \right) + 10 \log \left(\frac{1+2/n_2}{1+2/n_1} \right) \quad (15)$$

donde:

d_2 es el diámetro de la fibra.

d_1 es el diámetro de la superficie de emisión del fotoemisor.

NA_2 es la apertura numérica de la fibra.

NA_1 es la apertura numérica del fotoemisor.

n_1 es el índice de refracción del núcleo de la fibra.

n_2 es el índice de refracción del fotoemisor.

De la ecuación anterior, se puede observar que al disminuir el diámetro de la fibra es posible acoplar menos potencia, aunque con las fibras de diámetro más pequeño las pérdidas por atenuación son menores que en las de mayor diámetro [Pérez, et al, 1989].

Las $P_{\text{extrínsecas}}$ son obtenidas en la mayoría de los casos por tablas o gráficas según el caso [Lombaerde, 1980].

V.2.3 Potencia Acoplada

Existe un valor comúnmente proporcionado por los fabricantes de fototransmisores, el cual es el valor de la potencia óptica acoplada a la fibra (P_a), la cual es igual a la potencia emitida por el fotoemisor (P_e) menos las pérdidas insertadas por los conectores (P_{con}), es decir:

$$P_a = P_e - P_{con} \quad (16)$$

V.2.4 Pérdidas en la Fibra Optica

Este tipo de pérdidas varía con respecto a la longitud de la fibra. Los fabricantes de fibras ópticas proporcionan un valor característico de cada fibra llamado coeficiente de atenuación α_o que es dado en dB/Km. La relación entre dicho coeficiente y las pérdidas en la fibra viene dada por:

$$P_{fo} = l \cdot \alpha_o \quad (17)$$

donde:

l es la longitud de la fibra en Km.

α_o es el coeficiente de atenuación en dB/Km.

V.2.5 Pérdidas por Penalización

Entre las pérdidas por penalización o pérdidas por

absorción se consideran todas aquellos factores aleatorios (pequeñas fracturas en la fibra, impurezas, imperfecciones, etc.), que introducen pérdidas al sistema. Valores típicos de este tipo de pérdidas son de 1 a 2 dB, para segmentos de 1 Km.

V.2.6 Potencia Recibida

Es la potencia óptica recibida por el diodo pín, la cual ha de ser traducida a energía eléctrica por el fotodetector.

V.2.7 Análisis de Longitud Máxima de Enlace por Atenuación

A partir de los parámetros de atenuación presentados anteriormente se puede obtener la longitud máxima de enlace permitida por atenuación, esto es sustituyendo (16) y (17) en (12), y a su vez despejando ésta para la longitud de enlace, así se obtiene que la longitud máxima de enlace para la sensibilidad máxima del receptor y la mínima potencia óptica emitida del fotoemisor es:

$$\ell_{\text{máx}} = \frac{P_a - P_R - I}{\alpha_o} \quad (18)$$

V.2.8 Pérdidas por Dispersión

La dispersión, o esparcimiento, de la energía que viaja a lo largo de la fibra tiene su origen en la presencia de irregularidades, o discontinuidades, sobre las características

de propagación de la guía cuando el tamaño de estas imperfecciones es menor o comparable a la longitud de la luz en juego. Puede diferenciarse entre pérdidas por dispersión lineal y alineal; Las pérdidas lineales son las pérdidas de potencia que tienen lugar por acoplamiento de unos modos a otros con diferente distribución espacial dentro de la guía. Para fibras multimodo el esparcimiento alineal de la energía óptica es despreciable [Bedmar,1986].

V.2.8.1 Dispersión Modal

Este tipo de dispersión se presenta cuando al viajar un pulso luminoso dentro de una fibra, el pulso de salida presenta una asimetría que no existía en la entrada, con una cola añadida al flanco de caída tanto más acusada conforme aumentan la longitud del tramo de fibra de prueba y la dispersión cromática. Este tipo de dispersión puede ser tan grande en algún momento que en un tren de pulsos no se puedan distinguir unos de otros, al hecho de interpretar a un bit por otro recibe el nombre de interferencia entre símbolos, y se da siempre en todo sistema de transmisión por defecto de ancho de banda.

V.2.8.2 Dispersión Cromática

La dispersión cromática se designa al efecto derivado de la diferente velocidad de cada componente de distinta longitud

de onda de una radiación cuando se propaga a través del medio. El resultado es porque cada longitud de onda experimenta un índice de refracción diferente, y, consecuentemente, su velocidad dependerá del valor de este parámetro. La dispersión cromática está formada por la dispersión material y la dispersión por efectos de guías de onda, efectos que son planteados ampliamente por Bedmar (1986), a partir de:

$$D = M(\lambda) - G(\lambda); \quad (19)$$

donde:

D es el coeficiente de dispersión cromática en $\frac{\text{nseg}}{\text{Km nm}}$.

$M(\lambda)$ es el coeficiente de dispersión material.

$G(\lambda)$ es el coeficiente de dispersión debida a la guía de onda.

La consideración de dispersión por longitud de una fibra óptica a partir del coeficiente de dispersión cromática y de los diferentes coeficientes de dispersión se expresa según Bedmar (1986), como:

$$\sigma_L = \frac{\ell \Delta\lambda}{2.35} D \quad (20)$$

donde:

σ_L es la dispersión por longitud en nseg/Km.

ℓ es la longitud de la fibra en Km.

D es el coeficiente de dispersión cromática en $\frac{\text{nseg}}{\text{Km nm}}$.

$\Delta\lambda$ es el ancho espectral del emisor en nm.

La relación entre ancho de banda BW_L y dispersión σ_L es:

$$BW_L = \frac{187}{\sigma_L} \quad (21)$$

BW_L es el ancho de banda en MHz que puede ser transmitido por la fibra óptica debido a la dispersión propia de la misma. La longitud máxima permisible por dispersión y ancho de banda se se puede obtener sustituyendo (21) en (20) quedando como:

$$L_{\text{máx}} = \frac{439.45}{BW_L \Delta\lambda D} \quad (22)$$

En la tabla VI se muestran algunos valores de coeficientes de dispersión para diferentes tipos de fibras de sílice [Bedmar,1986].

Tabla VI. Valores Típicos de Dispersión en la ventana de 700-900 nm para fibras de sílice.

Valores Típicos de Dispersión	Tipos de Fibra		
	Monomodo	Multimodo	
Modal	0	0.5 ns/Km	50 ns/Km
Cromática	60 ps/(nm·Km)	100 ps/(nm·Km)	60 ps/(nm·Km)

V.2.9 Análisis por Límite de Ancho de Banda y Tiempos de Ascenso

La longitud máxima de enlace por Ancho de Banda, involucrando los tiempos de ascenso de los componentes que están dentro del sistema de comunicaciones por fibras ópticas, es desarrollado a continuación.

El tiempo de ascenso del sistema, $t_{r\text{ sis}}$ es [Baker,1986]:

$$t_{r\text{ sis}} = 1.1 \sqrt{t_{r\text{ t}}^2 + t_{r\text{ fo}}^2 + t_{r\text{ r}}^2} \quad (23)$$

donde:

$t_{r\text{ t}}$ es el tiempo de ascenso del transmisor en seg.

$t_{r\text{ r}}$ es el tiempo de ascenso del receptor en seg.

$t_{r\text{ fo}}$ es el tiempo de ascenso de la fibra óptica en seg.

El tiempo de ascenso está definido como el tiempo que transcurre para que una señal ascienda de un 10 a un 90% de su magnitud (figura 24), en algunos casos también se emplea el tiempo de descenso el cual es el tiempo que transcurre para que una señal descienda de un 90 a 10% de su magnitud.

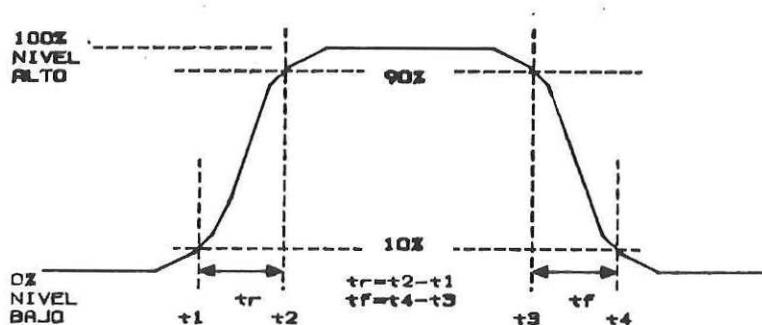


Figura 24. Conceptualización del Tiempo de Ascenso.

Considerando al medio de transmisión de fibra óptica análogo a un filtro de paso bajo, como se muestra en la figura 25, se obtendrá la relación del ancho de banda (BW) con el tiempo de ascenso t_r .

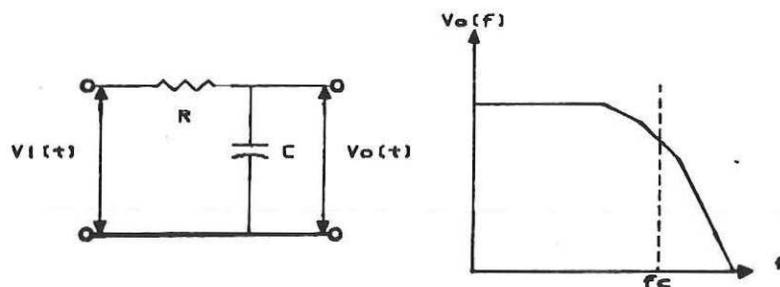


Figura 25. Circuito y Comportamiento de un Filtro de Paso Bajo.

El circuito RC de la figura anterior, es un sistema de primer orden que puede representarse por:

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{1}{RCs + 1} = \frac{\frac{1}{RC}}{s + \frac{1}{RC}} \quad (24)$$

De la expresión anterior se puede obtener que la frecuencia de corte es $\omega_c = \frac{1}{RC}$ o $f_c = \frac{1}{2\pi RC}$, donde esta frecuencia de corte es igual al ancho de banda a 3 dB, por lo que:

$$BW = f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (25)$$

Antitransformando la expresión anterior obtenemos que la tensión de salida del circuito de la figura 25 para una entrada escalón de amplitud unitaria está definida como:

$$v_o(t) = v_i(t) (1 - e^{-t/RC}) \quad (26)$$

De la expresión anterior se puede obtener que para que la señal pase de un 10 a un 90% de su valor hay un incremento de $\ln(9)$ por lo que:

$$t_r = \ln(9) \cdot RC = 2.2RC \quad (27)$$

Ahora sustituyendo (25) en (27) se obtiene la relación entre el tiempo de subida y el ancho de banda, siendo:

$$t_r = \frac{2.2}{2\pi BW} = \frac{0.35}{BW} \quad (28)$$

Ahora bien, los fabricantes proporcionan un parámetro de las fibras ópticas como el producto ancho de banda-longitud para poder obtener el ancho de banda para una longitud de enlace determinada es necesario hacer la siguiente relación:

$$BW_{\circ} = \frac{BW_{fo}}{\ell} \quad (29)$$

donde:

BW_{\circ} es el ancho de banda permitido por la fibra óptica para la longitud de enlace deseada en MHz.

BW_{fo} es el producto ancho de banda-longitud en MHz·Km.

ℓ es la longitud de enlace deseada en Km.

Sustituyendo (28) y (29) en (23), y despejando la longitud de enlace se tiene que la longitud máxima permisible por ancho de banda y tiempos de ascenso es:

$$\ell_{m\acute{a}x} = \frac{BW_{fo} \sqrt{t_{r\ s\ i\ s}^2 - 1.21t_{r\ t}^2 - 1.21t_{r\ r}^2}}{0.385} \quad (30)$$

V.3 Diseño del Transceptor Optico

En el capítulo anterior se analizó que para el caso de redes ópticas Ethernet la topología a utilizar será tipo estrella activa con una distancia entre los nodos más distantes de 2.5 Km, donde la distancia máxima entre un nodo y el centralizador estrella será de 1.25 Km, para no sobrepasar

así los tiempos de retardo permitidos por la norma Ethernet. Ahora bien, para el diseño del transceptor se decidió cubrir con una distancia de por lo menos de 1.5 Km para dar una mayor flexibilidad al prototipo con respecto a la distancia de enlace.

Para llevar a cabo el diseño del transceptor fue necesario conformar un procedimiento de diseño, el cual está formado por varias etapas mismas que son:

- 1a. Selección de los dispositivos optoelectrónicos.
- 2a. Cálculo de los parámetros para la distancia de enlace deseado.
- 3a. Sintetización de las redes de acoplamiento del transmisor y del receptor.

V.3.1 Selección de los Dispositivos Optoelectrónicos

De acuerdo con dicho procedimiento de diseño, la etapa inicial es la de selección de los dispositivos optoelectrónicos que pueden ser empleados cumpliendo con los requerimientos ya establecidos anteriormente. Para sistematizar los cálculos que ya fueron analizados en el punto anterior se desarrollo un programa de computadora cuyo diagrama de flujo se muestra en la figura 26.

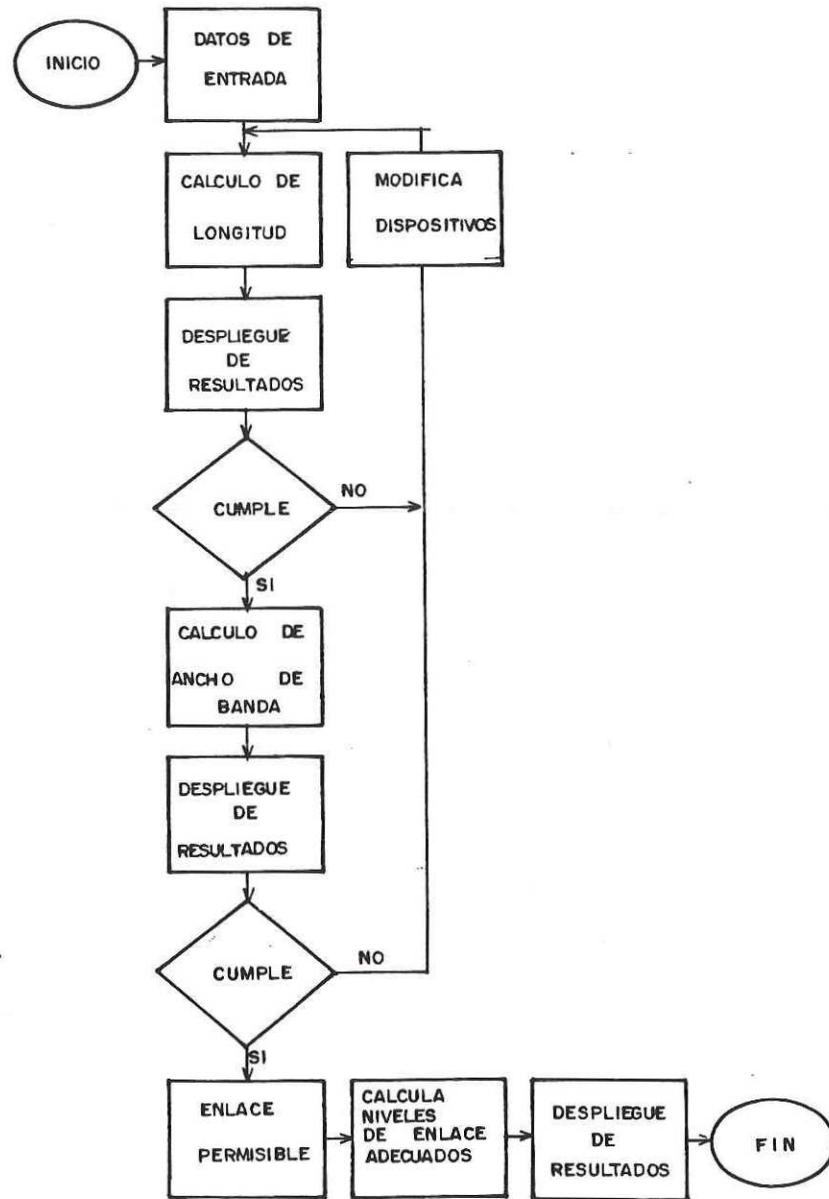


Figura 26. Diagrama de Flujo del Programa para el Diseño del Transceptor Optoelectrónico.

En este programa se toman en cuenta los parámetros que limitan al sistema mencionados anteriormente, los cuales son:

1. Longitud máxima de enlace permitida por atenuaciones en el sistema, ecuación (18).

2. Longitud máxima de enlace permitida por dispersión, ecuación (22).
3. Longitud máxima de enlace permitida por ancho de banda y tiempos de ascenso, ecuación (30).

Tomando en cuenta el procedimiento de diseño anterior, para el diseño del transceptor óptico fueron seleccionados los siguientes dispositivos.

- Fotoemisor LED de Hewlett Packard modelo HFBR-1204.
- Fotoemisor LED de Fujitsu modelo FED086K1WA.
- Fotodetector *pin* de Hewlett Packard modelo HFBR-2204.
- Fotodetector *pin* de Centronic modelo BPX-65.

Estos dispositivos fueron analizados con diferentes tipos de fibras ópticas existentes en el mercado, las cuales se muestran en la tabla VII.

Tabla VII. Características de las Fibras Ópticas Empleadas para el Diseño del Transceptor Óptico.

Parámetro	Tipo de Fibra Multimodo		
	Siecor	Siecor	Hewlett-Packard
Fabricante	Siecor	Siecor	Hewlett-Packard
Modelo	FT3C	272	HFBR-0400
Dimensiones núcleo/rev.	50/125 μm	62.5/125 μm	100/140 μm
Coeficiente de atenuación @ 850 nm α	Mínimo	3 dB/Km	3.5 dB/Km
	Típico	4 dB/Km	6 dB/Km
	Máximo	5 dB/Km	8 dB/Km
Apertura Numérica	0.2	0.21	0.29
Ancho de Banda @ 850 nm	500 MHz·Km	250 MHz·Km	50 MHz·Km

Para desarrollar el procedimiento de selección, primeramente es necesario calcular los parámetros que son involucrados en las ecuaciones, y que en algunos casos los fabricantes no proporcionan directamente.

Análisis para el par fotoemisor/fotoreceptor HFBR-1204 y HFBR-2204.

Primeramente es necesario calcular la potencia de recepción mínima del HFBR-2204 a partir de la potencia de ruido, utilizando para ello la siguiente expresión [Hewlett-Packard, 1988]:

$$P_{NO} = \frac{(V_{NO})^2 (BW/BW_0) + (V_{NI})^2}{R_P} \quad (31)$$

donde:

V_{NO} es la tensión rms de ruido de salida del HFBR-2204 sin filtrado de ancho de banda.

V_{NI} es la tensión rms de entrada reflejada al siguiente circuito.

BW es el ancho de banda filtrado a 3 dB.

BW_0 es el ancho de banda sin filtrado de 3 dB del HFBR-2204.

R_P es la responsividad óptica a eléctrica del HFBR-2204.

Los valores correspondientes son obtenidos de las especificaciones del fabricante mostradas en el apéndice II.

En este caso para el HFBR-2204 se tiene:

$$V_{NO} = 0.43 \text{ mV}$$

$$R_P = 4.6 \text{ mV}/\mu\text{W}$$

BW = 20 MHz para asegurar la detección de la señal cuadrada como se demostró en el capítulo II.

$$BW_0 = 25 \text{ MHz}$$

$$V_{NI} = 0.03 \text{ mV}$$

Entonces:

$$P_{NO} = \frac{((0.43)^2 (20/25) + (0.03)^2)^{0.5}}{(4.6)} = 0.084 \mu\text{W}$$

$$\text{ó } P_{NO} = -40.76 \text{ dBm}$$

Para asegurar que la probabilidad de error sea 10^{-9} según la figura 27 [Toriz,1987] para código Manchester se requiere que la señal de potencia sea 12 veces mayor (+11 dB) que la

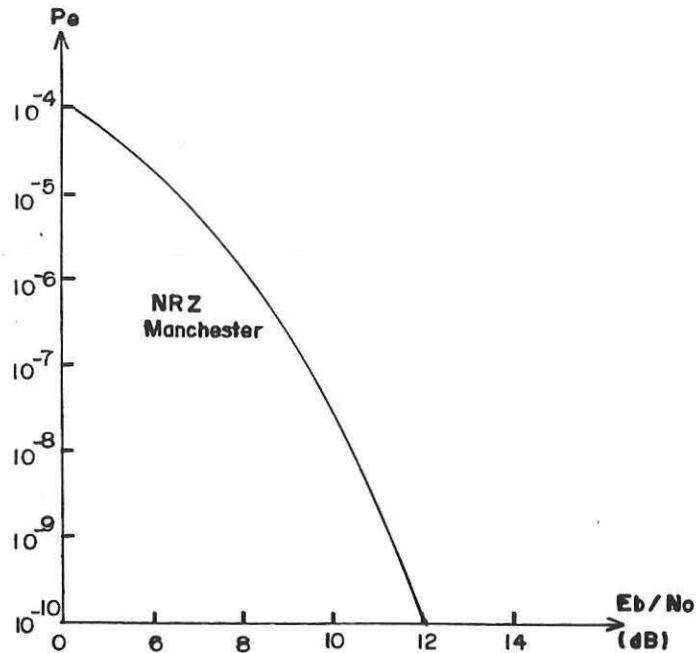


Figura 27. Probabilidad de Error con Código Manchester.

señal de ruido referido a la entrada del receptor. Por lo tanto la potencia mínima de recepción debe ser:

$$P_{R\min} = P_{NO} + 11 \text{ dB} = -40.76 + 11 = -29.76 \text{ dBm}$$

Ahora de acuerdo con las especificaciones del fabricante del transmisor HFBR-1204 se tienen los siguientes valores de potencia acoplada P_a :

P_a en fibra de 50/125 μm : -19.1 dBm.

P_a en fibra de 62.5/125 μm : -15 dBm.

P_a en fibra de 100/140 μm : -9.8 dBm.

Para las fibras multimodo de índice de gradiente empleadas se tiene según datos del fabricante que el coeficiente de dispersión cromática D es de 100 ps/(nm·Km). El valor cuadrático medio del ancho espectral del HFBR-1204 es de $\Delta\lambda = 60$ nm.

Para obtener el tiempo de ascenso del sistema que marca la norma Ethernet de 25 ± 5 nseg, donde para el mínimo de 20 nseg se tiene que a partir de la ecuación (28) es necesario tener un ancho de banda de:

$$BW = \frac{0.35}{t_{r_{sis}}} = \frac{0.35}{20 \times 10^{-9}} = 17.5 \text{ MHz}$$

Por último, los tiempos de ascenso de los dispositivos son $t_{r_t} = 11$ nseg y $t_{r_r} = 14$ nseg.

Las longitudes máximas de enlace para estos dispositivos tomando en cuenta los factores mencionados calculados mediante el programa de computadora, son mostrados en la tabla VIII.

Tabla VIII. Longitudes Máximas de Enlace Calculadas Utilizando el par HFBR-1204 y HFBR-2204.

Diámetro de la Fibra núcleo/rev. μm	Longitud del Enlace en Km Limitado por:		
	Atenuación	Dispersión	BW y t_r
100/140	3.16	4.185	2.017
62.5/125	2.752	4.185	10.09
50/125	2.415	4.185	20.17

De la tabla VII se puede observar que el principal limitante de la distancia de enlace son los factores de atenuación (primer columna), también se puede apreciar como una distancia de enlace de 1.5 Km puede ser satisfactoriamente cubierta por estos dispositivos.

Análisis para el par fotoemisor/fotoreceptor FED086K1WA y BPX-65.

De las especificaciones del fabricante se tiene que para una probabilidad de error de 10^{-9} con código Manchester a 10 Mbps la potencia óptica mínima recibida por el BPX-65 debe ser:

$$P_{R\text{mín}} = -30.2 \text{ dBm}$$

Esto es a partir de tener una potencia óptica de ruido de -41.2 dBm y utilizando la figura 27.

Ahora, de acuerdo a las especificaciones del fabricante

de FED086K1WA se tiene que la potencia óptica acoplada según el diámetro y la apertura numérica de la fibra empleando la expresión [Pineda,1981]:

$$P_a = P_e (AN)^2 \frac{D_{fo}}{D_e} - P_{con} \quad (32)$$

donde:

P_a es la potencia óptica acoplada a la fibra en watts.

P_e es la potencia emitida por el fotoemisor en watts.

AN es la apertura numérica del núcleo de la fibra.

D_{fo} es el diámetro del núcleo de la fibra en μm .

D_e es el diámetro de la superficie de emisión del fotoemisor en μm .

P_{con} son las pérdidas en el conector.

La expresión anterior es válida para cuando $D_{fo} < D_e$, si $D_{fo} > D_e$ se suprime (D_{fo}/D_e) .

Con el BPX-65 se tiene que $P_e = 10 \text{ mW}$ y $D_e = 500 \mu\text{m}$, por lo que la potencia óptica aplicada a la fibra es:

P_a en fibra de 50/125 μm : 40 μW o -15.98 dBm.

P_a en fibra de 62.5/125 μm : 55.125 μW o -14.59 dBm.

P_a en fibra de 100/140 μm : 168.2 μW o -9.74 dBm.

El valor cuadrático medio del ancho espectral del FED086K1WA es de $\Delta\lambda = 45 \text{ nm}$. El tiempo de ascenso del BPX-65 es de 3.5 nseg, mientras que el FED086K1WA tiene un

ancho de banda de 70 MHz, por lo que utilizando la ecuación (28) se tiene que el tiempo de ascenso del transmisor es:

$$t_{r_t} = \frac{0.35}{BW_t} = \frac{0.35}{70 \times 10^6} = 5 \text{ nseg.}$$

Nuevamente con los parámetros requeridos y el empleo del programa de computadora se forma la tabla IX con las longitudes máximas de enlace para estos dispositivos tomando en cuenta los factores mencionados.

Tabla IX. Longitudes Máximas de Enlace Calculados Utilizando el par FED086K1WA y BPX-65.

Diámetro de la Fibra núcleo/rev. μm	Longitud del Enlace en Km Limitado por:		
	Atenuación	Dispersión	BW y t_r
100/140	3.243	5.58	3.128
62.5/125	2.922	5.58	15.64
50/125	2.937	5.58	31.27

Al igual que en el caso anterior el factor principal que limita la longitud de enlace es la atenuación, también se puede apreciar como con estos dispositivos se puede cubrir satisfactoriamente una distancia de enlace de 1.5 Km.

V.3.2 Cálculo de los Parámetros de Enlace

Se requiere una distancia de enlace de 1.5 Km, con tiempos de ascenso de 25 ± 5 nseg; requisito que es cumplido ya

que la distancia de enlace es menor a la permisible por estos dispositivos tomando en cuenta este parámetro.

Primeramente es necesario obtener la potencia óptica que debe ser acoplada para así obtener la corriente en el LED. Se tiene que la potencia óptica acoplada es igual a:

$$P_{am\acute{a}x} = P_{Rm\acute{a}x} + l\alpha_{m\acute{i}n} + I \quad (33)$$

$$P_{am\acute{i}n} = P_{Rm\acute{i}n} + l\alpha_{m\acute{a}x} + I \quad (34)$$

donde:

$P_{am\acute{a}x}$ es la máxima potencia que debe ser acoplada por el LED.

$P_{am\acute{i}n}$ es la mínima potencia que debe ser acoplada por el LED.

$P_{Rm\acute{a}x}$ es la máxima potencia que puede ser inyectada al pin.

$P_{Rm\acute{i}n}$ es la mínima potencia que debe ser inyectada al pin.

$\alpha_{m\acute{a}x}$ es la atenuación máxima de la fibra óptica.

$\alpha_{m\acute{i}n}$ es la atenuación mínima de la fibra óptica.

l es la longitud del enlace deseado.

I son las pérdidas por penalización.

Para una $P_{Rm\acute{a}x}$ de -14 dBm (proporcionada por el fabricante) para ambos fotodiodos y con los parámetros ya mostrados se forman las tablas X y XI. Cabe hacer notar que los valores obtenidos de corriente son extraídos de la figura 4 de las especificaciones del fabricante del HFBR-1204 para la tabla X y de la figura 3 de las especificaciones del fabricante del FED086K1WA (mostradas en el apéndice II) para la tabla XI.

Tabla X. Corriente que debe ser inyectada al LED HFBR-1204 para cumplir con una longitud de Enlace de 1.5 Km.

Parámetro	Tipo de Fibra Multimodo		
	Siecor	Siecor	Hewlett-Packard
Fabricante	Siecor	Siecor	Hewlett-Packard
Modelo	FT3C	272	HFBR-0400
Dimensiones núcleo/rev.	50/125 μm	62.5/125 μm	100/140 μm
$P_{\text{amáx}}$	-8.5 dBm	-7 dBm	-7.75 dBm
$P_{\text{amín}}$	-21.26 dBm	-18.26 dBm	-16.76 dBm
$I_{\text{máx}}$	100 mA	100 mA	95 mA
$I_{\text{mín}}$	55 mA	45 mA	28 mA

Tabla XI. Corriente que debe ser inyectada al LED FED086K1WA para cumplir con una longitud de Enlace de 1.5 Km.

Parámetro	Tipo de Fibra Multimodo		
	Siecor	Siecor	Hewlett-Packard
Fabricante	Siecor	Siecor	Hewlett-Packard
Modelo	FT3C	272	HFBR-0400
Dimensiones núcleo/rev.	50/125 μm	62.5/125 μm	100/140 μm
$P_{\text{amáx}}$	-8.5 dBm	-7 dBm	-7.75 dBm
$P_{\text{amín}}$	-21.7 dBm	-18.7 dBm	-17.2 dBm
$I_{\text{máx}}$	100 mA	100 mA	100 mA
$I_{\text{mín}}$	30 mA	50 mA	25 mA

De las tablas anteriores, se puede apreciar en algunos casos que la potencia máxima requerida es mayor que la que puede acoplar el LED en cada caso, por lo que como corriente máxima se señala la corriente máxima aplicable al LED, también se puede apreciar que las magnitudes de corriente requeridas por ambos LEDs son muy similares por lo que en algunos casos podría ser sustituido uno por otro.

V.3.3 Sintetización de las Redes de Acoplamiento del Transmisor y del Receptor

Contando con las magnitudes de corriente y de potencia se procederá a diseñar e integrar las partes que forman al transceptor optoelectrónico compatible Ethernet. Las partes que integran al transceptor Ethernet (mostradas en la figura 28) son: *Transmisión*, *Recepción*, *Escucha de Portadora* (función con la que se sondea el canal para verificar si está ocupado o no), *Detección de Colisiones* (función en donde se detecta que existió una colisión para así reintentar la transmisión o desechar la información recibida), estas partes son las que serán diseñadas a continuación.

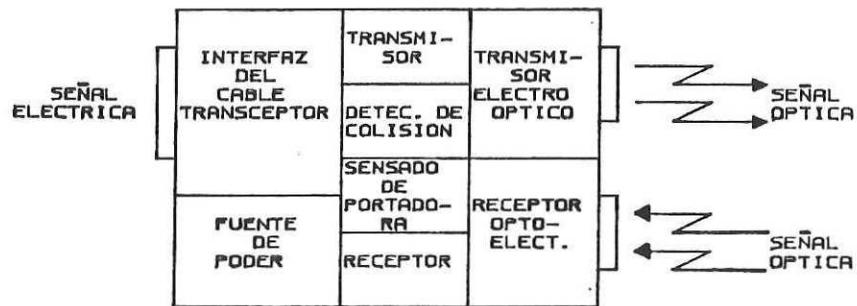


Figura 28. Funciones internas del Transceptor Optoelectrónico Compatible Ethernet.

V.3.3.1 Diseño del Transmisor Electro-óptico

Como transmisores electro-ópticos se desarrollarán tres arreglos diferentes, con el objetivo de obtener el modelo más conveniente para esta aplicación así como para fortalecer la experiencia en este tipo dispositivos, en un arreglo se tiene el manejo de corriente por un circuito simple, en otro un circuito integrado es el encargado de manejar la corriente del LED y el último está formado por una doble etapa diferencial con fuente de corriente con la cual se puede tener un manejo mayor de frecuencia y un mejor control de la corriente inyectada al LED.

El primer arreglo el cual será denominado como *circuito transmisor con transistor simple*, es mostrado en la figura 29.

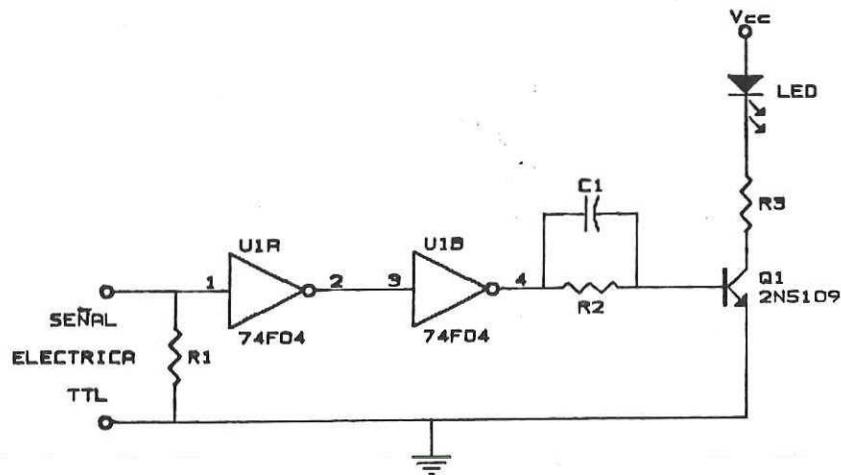


Figura 29. Circuito Transmisor con Transistor Simple

Este tipo de diseño es recomendado para sistemas con niveles de tensión TTL por Storuzum, (1985), el cual es capaz de manejar velocidades de transmisión moderadas hasta de 30 Mbps.

Funcionamiento En el diseño del circuito transistor simple, la resistencia R1 cumple con la función de acoplamiento de impedancia, las dos compuertas inversoras cumplen con la función de entregar a la base de transistor un nivel alto y bajo siempre dentro de un intervalo de valores, la resistencia R2 en paralelo con el capacitor C1 son para aumentar el transitorio de conmutación dando como resultado menores tiempos de ascenso, la resistencia R3 es la limitación de corriente del LED además de fijar el punto de carga del transistor, por último el transistor es el elemento conmutador

del circuito el cual se maneja en los estados de corte o saturación.

Cálculos Como se puede apreciar en las tablas X y XI para los tres tipos de fibras se puede contar con el mismo circuito, siempre y cuando la corriente inyectada al LED no sea menor a 55 mA, por lo que todos los diseños serán hechos para una corriente de 80 mA a través del LED.

Un dato importante para los cálculos es la caída de tensión en el LED para una corriente de 80 mA. Para el caso del FED088K1WA el fabricante marca una caída de 1.8 volts y para el HFBR-1204 una caída de 1.66 volts.

En la figura 30 se muestra el circuito de CD, del arreglo transistor simple, de la cual se pueden calcular los valores de R3 y R2, por lo que empleando un transistor 2N5109 con una $\beta=50$ se tiene:

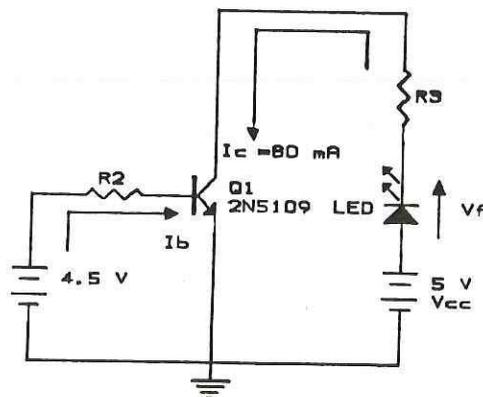


Figura 30. Circuito de DC del Diseño Transistor Simple.

$$R2 = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{I_B} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{I_C} \beta = \frac{4.5 - 0.7}{80 \times 10^{-9}} \quad (50) \approx 2200 \, \Omega$$

para el FED086K1WA

$$R3 = \frac{V_{CC} - V_F - V_{CE}}{I_C} = \frac{5 - 1.8 - 2.2}{80 \times 10^{-9}} \approx 12 \, \Omega$$

para el HFBR-1204

$$R3 = \frac{V_{CC} - V_F - V_{CE}}{I_C} = \frac{5 - 1.66 - 2.2}{80 \times 10^{-9}} \approx 14 \, \Omega$$

El valor de C1 será de 1800 pF como es recomendado por Storuzu, (1985) para tiempos de ascenso en el LED menores a 30 nseg.

Como se puede observar con los valores obtenidos de resistencia se puede hacer un solo diseño para ambos LEDs con la diferencia de que si la R3 = 12 Ω la corriente inyectada al HFBR-1204 será de 95 mA.

El segundo arreglo, el cual será denominada como *circuito transmisor con manejador de Circuito Integrado simple*, es mostrada en la figura 31.

Este arreglo es una modificación al propuesto por Lombaerde, (1980), mismo que recomienda para una transmisión de 10 Mbps empleando un código de regreso a cero.

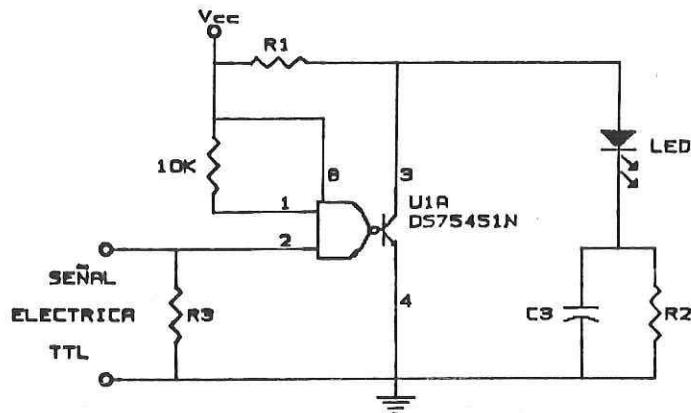


Figura 31. Circuito Transmisor con Manejador de C. I. Simple.

Funcionamiento El funcionamiento de este circuito es similar al anterior solo que la resistencia R1 limita la corriente que es inyectada al LED o al manejador de corriente (en este caso el Circuito Integrado), R3 es el acoplador de impedancia, el circuito integrado DS75451N es una compuerta lógica "Y" con un transistor NPN integrado como manejador de corriente, el cual tiene la función de conmutar la señal que será aplicada al LED y por último la resistencia R2 con el capacitor C3 tienen la función de proporcionar la constante de tiempo para el ascenso de la señal en el LED.

Cálculos A partir del circuito mostrado en la figura 31, se pueden deducir las siguientes ecuaciones para obtener los valores de las resistencias y los capacitores para los parámetros antes establecidos.

Para HFBR-1204 únicamente.

$$R1 = \frac{V_{CC} - V_F}{I_{PICO}} = \frac{5 - 1.66}{100 \times 10^{-9}} \approx 33 \Omega$$

$$R2 = \frac{V_{CC} - I_F R1 - V_F}{I_F} = \frac{5 - (80 \times 10^{-9})(33) - 1.66}{80 \times 10^{-9}} \approx 8 \Omega$$

$$C3 = \frac{\tau}{R2} \approx 100 \text{ pF}$$

Los niveles de corriente que proporcionan estas resistencias y el capacitor son adecuados para los niveles requeridos para cualquier fibra.

El último arreglo, el cual es denominado como *circuito diferencial*, es mostrado en la figura 32.

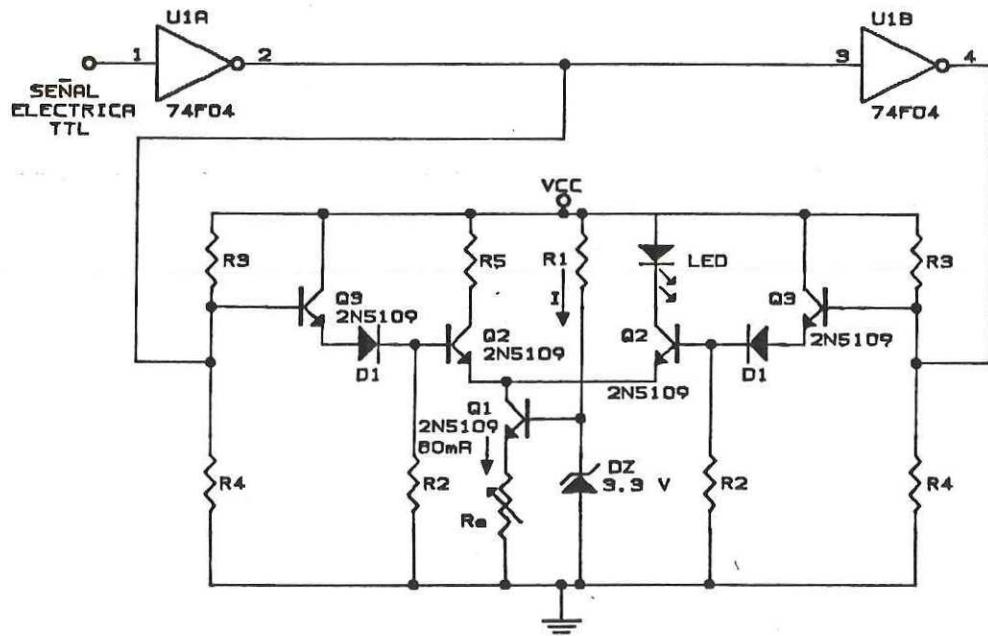


Figura 32. Circuito Transmisor Diferencial.

Este circuito es una adaptación del mostrado por Mirtich, (1980), el cual es un amplificador diferencial discreto limitado en corriente (con el LED actuando como carga en uno de los colectores) constituyendo en el transmisor las funciones de manejo del LED y ganancia en corriente. Esta configuración de emisor acoplado tiene capacidad de manejar altas velocidades de conmutación; sus características no saturables evitan la degradación en los tiempos de apagado, causados por la acumulación de carga estacionaria en la región de base del transistor, debido a que el manejador de los transistores no se satura y con lo cual se minimizan los requerimientos del manejador de la base.

Funcionamiento La fuente de corriente Q1 está basada en que la corriente de colector sea igual a la corriente pico deseada en el LED, la resistencia variable ajusta el nivel de corriente deseado y el diodo zener lo mantiene constante, el uso del manejador diferencial mantiene constante al relativamente alto nivel de corriente drenado por el transistor. Las etapas en cascada ayudan a tener una mayor estabilidad y un requerimiento mínimo de corriente de entrada además de tener la capacidad de menores tiempos de ascenso. Este tipo de topología con los componentes adecuados puede ser capaz de llegar a manejar velocidades de transmisión hasta de 200 Mbps.

Cálculos Para esta topología también se utilizó el transistor

2N5109 con $\beta=50$, a continuación se muestran los cálculos para obtener los valores de los componentes:

$$R_e = \frac{V_Z - V_{BE}}{I_F} = \frac{3.3 - 0.7}{80 \times 10^{-9}} \approx 33 \Omega$$

dado este valor de R_e se empleará un potenciómetro de 50 Ω .

$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_Z}{I_{R1}} = \frac{5 - 3.3}{5 \times 10^{-9}} \approx 330 \Omega$$

para el FED086K1WA

$$R_5 = \frac{V_F}{I_F} = \frac{1.8}{80 \times 10^{-9}} \approx 23 \Omega$$

para el HFBR-1204

$$R_5 = \frac{V_F}{I_F} = \frac{1.66}{80 \times 10^{-9}} \approx 20 \Omega$$

Para ambos casos se empleará la resistencia $R_5 = 23 \Omega$ y la diferencia de la corriente será ajustada por R_e .

Utilizando el circuito equivalente de polarización mostrado en la figura 33, se pueden deducir los valores de las resistencias restantes.

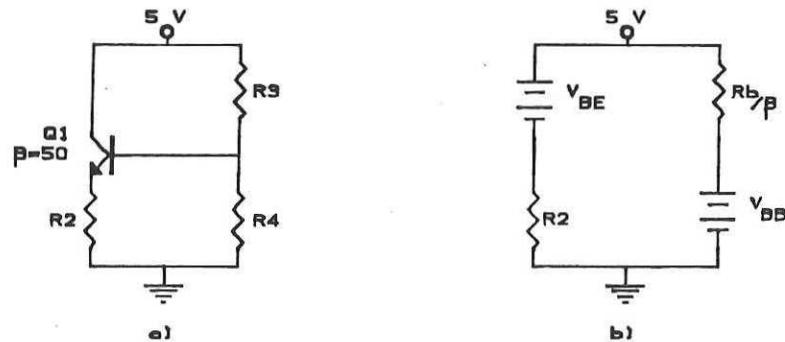


Figura 33. Circuito Equivalente de Polarización del Circuito Diferencial a) Con Transistor b) En Función de I_C .

Por lo tanto:

$$R2 = \frac{V_E - V_{BE}}{I_{R2}} = \frac{3.85 - 0.7}{1.5 \times 10^{-9}} \approx 220 \Omega$$

Esto es tomando en cuenta que la corriente de Q2 es $I_{BQ2} = \frac{I_{CQ2}}{\beta} = \frac{80 \times 10^{-9}}{50} = 1.6 \text{ mA}$, así mismo la corriente de R2 debe ser mayor a esto por lo que se tomó I_{R2} como 15 mA.

Ahora conociendo el valor de R2 se considerará $R_b \ll \beta R2$ por lo que:

$$R_b = \frac{\beta R2}{10} = 1100 \Omega$$

el siguiente paso es determinar el valor de V_{BB} a partir de la figura 33b y considerando una $I_C = 10 \text{ mA}$ y sin modificar R1 ya que fué obtenida de una consideración.

$$V_{BB} = I_C R_2 + V_D + V_{BE} + \frac{I_C}{\beta} R_b = (10 \times 10^{-3})(220) + 0.7 + 0.7 + \frac{10 \times 10^{-3}}{50}(1100) = 3.82 \text{ volts.}$$

Empleando las ecuaciones propuestas por Schilling y Belove, (1982), se obtiene para R3 y R4 los valores de:

$$R_3 = \frac{R_b}{1 - \frac{V_{BB}}{V_{CC}}} = \frac{1100}{1 - 3.82/5} \approx 4.7 \text{ K}\Omega$$

$$R_4 = R_b \frac{V_{CC}}{V_{BB}} = (1100) \frac{5}{3.82} \approx 1.5 \text{ K}\Omega$$

Por último para las compuertas inversoras de entrada será un C. I. 74F04 empleado para tener la señal de entrada y su complemento con los mismos niveles de salida y con alta velocidad de respuesta.

V.3.3.2 Diseño del Receptor Optoelectrónico

Como circuitos receptores se cuenta con dos versiones una para el pin Centronic BPX-65 y otra para el Hewlett-Packard HFBR-2204 tal como son mostrados en la figura 34 y 35 respectivamente. La diferencia principal entre ambos diseños son las etapas de adaptación al amplificador de video.

Un receptor digital optoelectrónico consta principalmente de tres etapas:

- 1a. Detección.
- 2a. Amplificación.
- 3a. Decisión.

La etapa de *detección* es donde se transforma la señal óptica a eléctrica, y como se mencionó anteriormente, es donde particularmente difieren los dos receptores, esto es debido a que el *pin* HFBR-2204 tiene integrado un preamplificador híbrido de transimpedancia y el BPX-65 no cuenta con algo similar.

La etapa de *amplificación* es donde la señal recibida es incrementada para poder mejorar la señal y así tener una etapa de decisión más confiable.

La etapa de *decisión* es en la que se diferencian los niveles altos y bajos de la señal óptica además de adecuarse en este caso a niveles TTL.

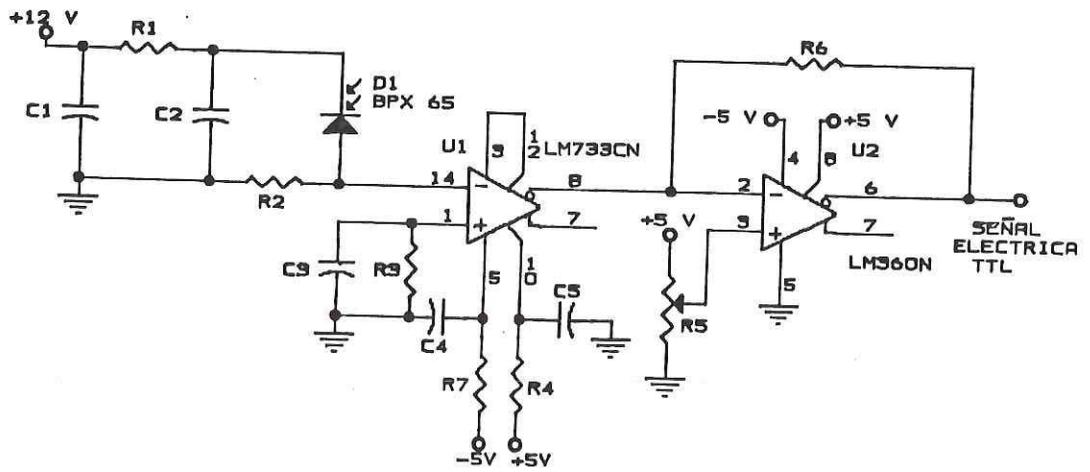


Figura 34. Circuito Receptor Optoelectrónico con pin BPX-65.

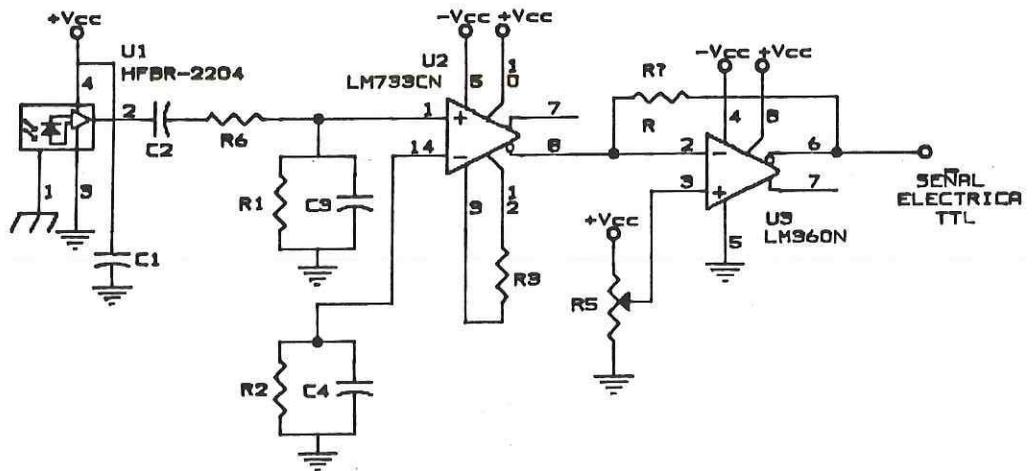


Figura 35. Circuito Receptor Optoelectrónico con pin HFBR-2204.

Descripción

El circuito con *pin* HFBR-2204 mostrado en la figura 35 cuenta con un capacitor C1 de 0.01 μ F recomendado por el fabricante para desacoplar la fuente, a su salida el *pin* tiene al capacitor C2 el cual acopla al amplificador de video (llamado así por su amplio BW de funcionamiento) con el *pin* en corriente alterna las redes RC acoplan la señal de entrada diferencial al amplificador, el cual cuenta con una ganancia de 100 debido a la R3 entre sus terminales 3 y 12, la señal a la salida del amplificador de video es aplicada al comparador diferencial de alta frecuencia el cual permite tener tiempos de ascenso menores a 30 nseg. La señal de entrada al comparador diferencial es comparada con una referencia para fijar el umbral de detección por medio del potenciómetro R5, a la salida del comparador se cuenta con niveles lógicos TTL.

El circuito con *pin* BPX-65, mostrado en la figura 34, cuenta con una red de RC para polarizar al fotodiodo con lo que se consigue un funcionamiento del modo fotoconductor a la entrada del amplificador de transimpedancia, el cual muestra una etapa de desacoplo a la fuente debido a que el nivel de señal proporcionado a la entrada del amplificador de video es muy pequeña (del orden de mV), y por lo mismo sensible al ruido, la red R3C3 balancea la entrada del amplificador de video la cual es diferencial a su salida y tiene la misma forma de comparación que el circuito anterior.

Los arreglos de los receptores son adaptaciones del circuito propuesto por Mirtich, (1980).

Cálculos

Para el HFBR-2204 el único cálculo necesario es el de la red de entrada al amplificador de video, la cual se obtiene a partir del ancho de banda necesario mismo que para este circuito viene dado por:

$$BW = \frac{1}{2\pi (R6 // R1) C5} \quad (35)$$

donde para un BW de 20 MHz una $R1 = 1K\Omega$ y $C3 = 100pF$ y despejando para $R6$ se tiene:

$$R6 = \frac{1}{2\pi BW C3 - 1/R1} = \frac{1}{2\pi(20 \times 10^6)(100 \times 10^{-9}) - 1/1000} \approx 89 \Omega$$

ahora para balancear las redes $C4$ debe ser igual a $C2$ y $R2$ a $R1$ los demás valores de resistencias son extraídos de las especificaciones del fabricante.

Para el BPX-65 al igual que en el caso anterior solo es necesario calcular la rama de acoplamiento del pin al amplificador de video misma que es obtenida a partir del ancho de banda necesario, el cual para este circuito está dado por:

$$BW = \frac{1}{2\pi (R1 // R2) C2} \quad (36)$$

donde para un BW de 20 MHz una $R1 = 10 \text{ K}\Omega$ y un $C3 = 0.012 \text{ }\mu\text{F}$ y despejando para $R2$ se tiene:

$$R2 = \frac{1}{2\pi \text{ BW } C2 - 1/R1} = \frac{1}{2\pi(20 \times 10^6)(12 \times 10^{-9}) - 1/10000} \approx 663 \text{ }\Omega$$

Los capacitores $C1$, $C4$ y $C5$ se emplean como desacoplo y son de $0.12 \text{ }\mu\text{F}$, $R3$ y $R4$ forman la red de desacoplo y son de $47 \text{ }\Omega$. Por último, la red de balanceo es $R3 = 3.3 \text{ K}\Omega$ y $C3 = 0.001 \text{ }\mu\text{F}$.

V.3.3.3 Integración de las Funciones de Detección de Colisiones, Escucha de Portadora, Transmisión y Recepción

Como se analizó en el capítulo anterior la función de detección de colisiones en el transceptor es por medio del monitoreo del canal de recepción mientras una transmisión está ocurriendo o en la recepción de la señal de aviso de colisión enviada por el centralizador estrella, estas funciones, la de sensado de portadora, transmisión y recepción son realizadas satisfactoriamente por el C. I. DP8392 de National, el cual es una interfaz transceptora para cable coaxial, que será empleado para cumplir con las funciones lógicas del transceptor.

Para adecuar al DP8392 existe la necesidad de acoplar las señales de la interfaz transceptora al transmisor y al receptor optoelectrónico, ya que las señales de la interfaz están adecuadas para cumplir con la norma Ethernet para cable

coaxial con niveles de tensión negativos dentro del canal, y los dispositivos optoelectrónicos han sido diseñados para niveles de tensión TTL, en la figura 36 se muestra una señal Manchester que es transmitida por la interfaz DP8392, de esta misma manera y con estos niveles debe ser la señal de recepción inyectada a la interfaz.

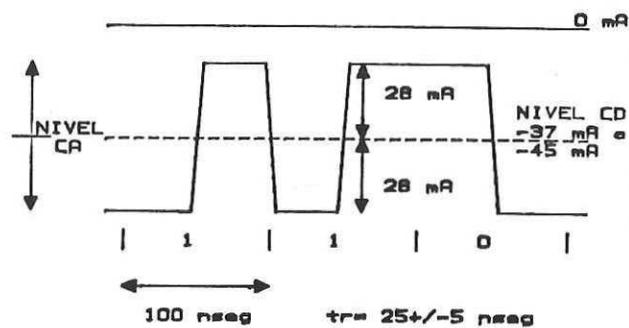


Figura 36. Señal Manchester Empleada en el Canal Ethernet

Para el fin del acoplamiento se empleará un amplificador operacional de instrumentación FET ultra rápido LH0032CG, en una configuración de ganancia unitaria como se muestra en la figura 37. Con esta configuración según con las especificaciones del fabricante se tiene un ancho de banda de 45 MHz por lo que los tiempos de ascenso son de aproximadamente 8 nseg, lo cual sigue dentro del diseño ya que no se sobrepasa el tiempo de ascenso máximo permisible de 30 nseg.

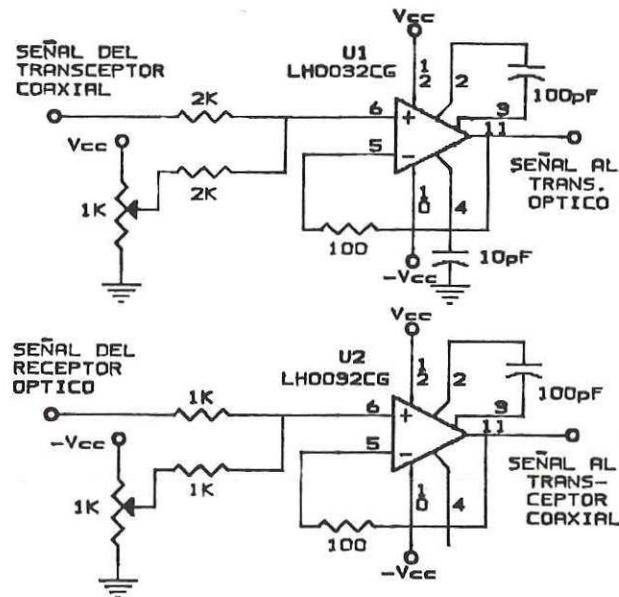


Figura 37. Configuración de Ganancia Unitaria con el LH0032CG.

Los circuitos mostrados en la figura 37 tienen un potenciómetro que es utilizado para ajustar las señales a su nivel óptimo.

V.4 Conclusiones

A través del presente capítulo se han analizado los parámetros básicos para el diseño de los dispositivos optoelectrónicos parte principal del presente trabajo, se han hecho tres diseños con arreglos diferentes para transmisores y dos de receptores con diferentes cualidades cada uno de ellos.

Los diseños que fueron diseñados toman en cuenta las consideraciones de la norma Ethernet para fibras ópticas de tiempos de ascenso y distancias de enlace, así como las funciones lógicas del mismo, en el próximo capítulo serán llevadas a cabo las pruebas y caracterizaciones de los circuitos diseñados, además se harán los cambios adecuados, para el funcionamiento óptimo de los mismos.

VI. CARACTERIZACION Y PRUEBAS DE FUNCIONAMIENTO DEL SISTEMA OPTOELECTRONICO

VI.1 Introducción

Una vez diseñados los transmisores y receptores ópticos, de acuerdo a lo presentado en el capítulo anterior que en conjunto integrarán al transceptor optoelectrónico, el paso siguiente será caracterizarlos. Las caracterizaciones y pruebas que se desarrollarán en el presente capítulo son:

- *Caracterización del Fotoemisor LED:* Esta caracterización es desarrollada para verificar que las especificaciones que proporciona el fabricante son aplicables al componente específico con el que se cuenta, para el diseño del transceptor.
- *Caracterización Térmica del Transmisor y del Receptor:* Esta caracterización se desarrolla para determinar el comportamiento de los diferentes transmisores y receptores a distintas temperaturas.
- *Prueba de Enlace de Larga Distancia:* Esta prueba es desarrollada para obtener el comportamiento del sistema en un medio real de fibra óptica a una distancia de 1 Km.

- *Prueba de Atenuación* Esta prueba es desarrollada para obtener la potencia mínima que puede ser detectada por el receptor.

- *Prueba de Probabilidad de Error* Esta prueba es necesaria para determinar el número de errores promedio en una transmisión.

En cada caracterización y prueba se establece un procedimiento propio de medición, ya que las técnicas de medición de los parámetros anteriores no son reportados en la gran mayoría de documentos afines al presente trabajo, por lo que ésto se puede considerar como una contribución del mismo.

VI.2 Recomendaciones en el Manejo de los Componentes

Los componentes optoelectrónicos: los fotoemisores LEDs y fotoreceptores *pin* son de uso delicado, altamente sensibles a las descargas electroestáticas que pueden destruir sus uniones *p-n*, por lo que es necesario emplear un mantel y/o brazalete antiestático conectado a tierra física para evitar las descargas electroestáticas sobre los componentes.

Como los componentes fotoemisores transmiten en el infrarrojo cercano, no visible para el ojo humano es recomendable nunca observarlos de frente cuando no se cuenta

con la protección adecuada para ello, esto es porque la señal óptica de salida bajo magnificación puede causar heridas serias en el ojo expuesto, esto aún y cuando la señal infrarroja es radiológicamente segura, así mismo deben ser consideradas precauciones adicionales para no exceder los límites recomendables en la norma ANSI Z136.1-1981.

Para evitar accidentes por descuido es recomendable que los componentes activos (LED, *pin*, etc.) estén siempre cubiertos por su capuchón, el cual siempre es proporcionado por el fabricante, esto además de evitar los accidentes evita que partículas extrañas se depositen dentro de los conectores o en las superficies de emisión o recepción, que podrían ser causantes de malos acoplamientos en adición de las pérdidas extrínsecas presentes. De igual manera nunca se debe tocar la cara de la fibra óptica ya que se pueden producir rayaduras, aparte de la grasa e impurezas que se dejarían en ella, aumentando las pérdidas en el empalme o conexión.

Los demás componentes electrónicos no necesitan un manejo tan especial, pero la precaución antiestática también es recomendable tomarla en ellos.

VI.3 Caracterización del Fotoemisor LED

En el capítulo anterior fueron seleccionados los fotoemisores ópticos el LED FED086K1WA de Fujitsu y el LED

HFBR-1204 de Hewlett-Packard cuyas características principales son:

El FED086K1WA de Fujitsu es un diodo emisor de luz de alta directividad y alta confiabilidad, está construido de una heterounión de AlGaAs y una lente esférica de zafiro de 500 μm incrustado, su pequeña región de emisión está localizada en el plano focal del lente de zafiro con lo que se realiza la emisión de alta directividad, los datos del fabricante son mostrados en el apéndice II.

El HFBR-1204 de Hewlett-Packard tiene su transmisión espectral a los 820 nm y es fabricado con una lente para mejorar su directividad, puede acoplar una potencia hasta de -7.4 dBm en una fibra de 100/140 μm . Este LED es fabricado con una composición de GaAlAs, cuyos datos del fabricante son también mostrados en el apéndice II.

A los LEDs anteriores se les aplicaron dos pruebas de caracterización: la primera consiste en medir la potencia óptica acoplada en un fibra para diferentes magnitudes de corriente inyectada, y la segunda en medir la caída de tensión en el LED para diferentes magnitudes de corriente inyectada. Estos datos son normalmente proporcionados por los fabricantes pero es recomendable verificar que los componentes cumplan con lo especificado.



Figura 38. Componentes Optoelectrónicos Empleados.

VI.3.1 Caracterización de la Potencia Acoplada a la Fibra por Corriente Inyectada

Esta caracterización consiste en medir la potencia óptica acoplada a una fibra óptica de un metro de longitud para diferentes magnitudes de corriente.

Procedimiento

El proceso para desarrollar esta medición consiste en formar una malla eléctrica. El objetivo principal es inyectar corriente a pasos de 10 mA cada uno al LED, esto es monitoreando con el amperímetro la magnitud exacta de corriente mientras con el medidor de potencia se debe medir la

potencia acoplada a la fibra en cada paso. La fibra empleada fué de dimensiones 50/125 μm con un metro de longitud. El arreglo experimental de esta medición se muestra en la figura 39.

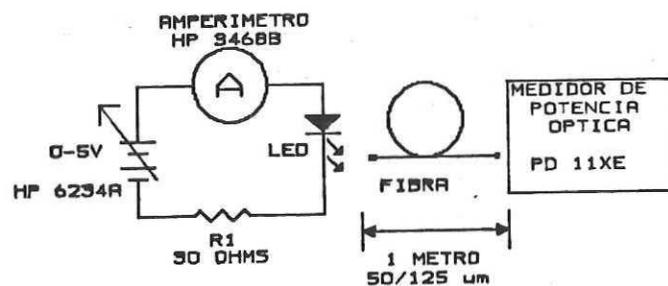


Figura 39. Esquema de Medición de la Potencia Óptica Acoplada a un Metro de Fibra.

En esta prueba es necesario tomar la precaución de no sobrepasar la corriente máxima en cada LED, para el FED086K1WA su corriente máxima es de 150 mA y para el HFBR-1204 su corriente máxima es de 100 mA. La caracterización se hizo variando la magnitud de la corriente en intervalos de 10 mA hasta llegar a la corriente máxima del LED.

Resultados

En las figura 40 a) y b) se muestran respectivamente las

mediciones de potencia óptica acoplada por el FED086K1WA y el HFBR-1204.

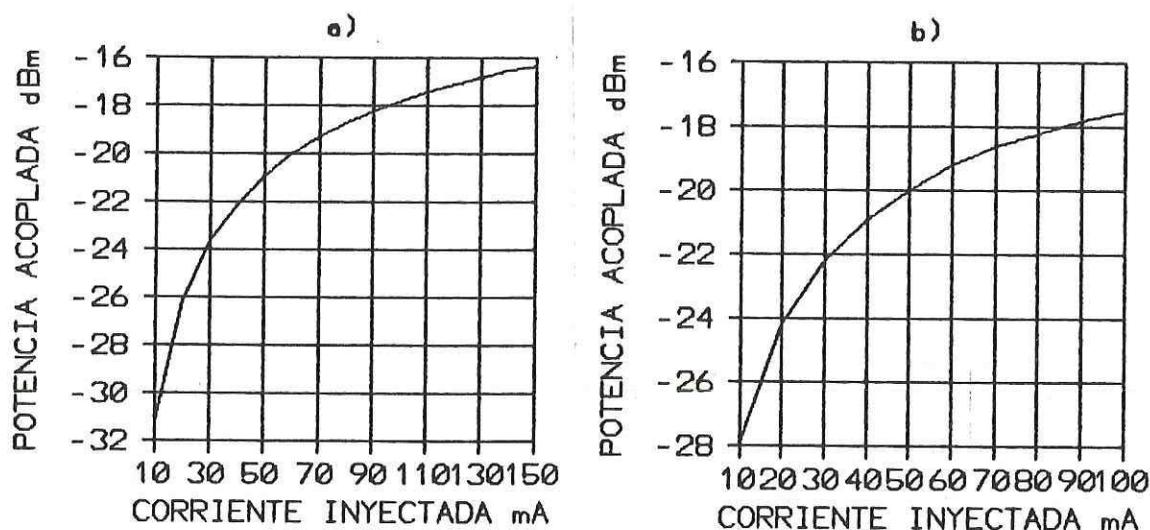


Figura 40. Medición de la Potencia Óptica Acoplada por el LED a) FED086K1WA b) HFBR-1204.

Si ambas figuras son comparadas con las proporcionadas por los fabricantes, se podrá apreciar que son muy parecidas, aunque para este caso la medición que se hizo fué para la potencia acoplada en un fibra de 50/125 μm , y en las proporcionadas por los fabricantes son para una referencia unitaria.

VI.3.2 Caracterización de Caída de Tensión en el LED por Corriente Inyectada

Esta prueba consiste en medir la caída de tensión que hay en las terminales del LED para diferentes magnitudes de corriente. Esta prueba es conveniente llevarla a cabo porque

el parámetro de caída de tensión en el LED es un factor primordial en el diseño del transmisor.

En esta prueba también es necesario tomar la precaución de no sobrepasar la corriente máxima en cada LED. Esta caracterización al igual que la anterior se hizo variando de la magnitud de la corriente en intervalos de 10 mA hasta llegar a la corriente máxima del LED.

Procedimiento

El proceso para desarrollar esta medición consiste en formar una malla eléctrica igual que en la caracterización anterior, el objetivo principal es monitorear la corriente inyectada al LED con el amperímetro, y con un voltímetro medir la caída de tensión que se presenta en el LED. La figura 41 muestra el arreglo experimental de esta prueba.

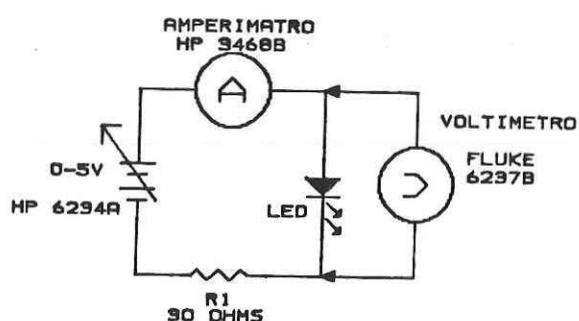


Figura 41. Esquema de Medición de la Caída de Tensión en el LED por Corriente Inyectada.

Resultados

En las figura 42 a) y b) se muestran respectivamente las mediciones de caída de tensión en las terminales del FED086K1WA y el HFBR-1204.

En esta medición solo se puede comparar la hecha con el LED HFBR-1204, ya que el fabricante del FED086K1WA no proporciona esta figura. Respecto a la medición hecha con el HFBR-1204 los resultados obtenidos son bastante similares. Entre ambas mediciones se puede observar que la impedancia interna del HFBR-1204 es la menor de los LEDs, ya que en este se tiene una caída de tensión más pequeña.

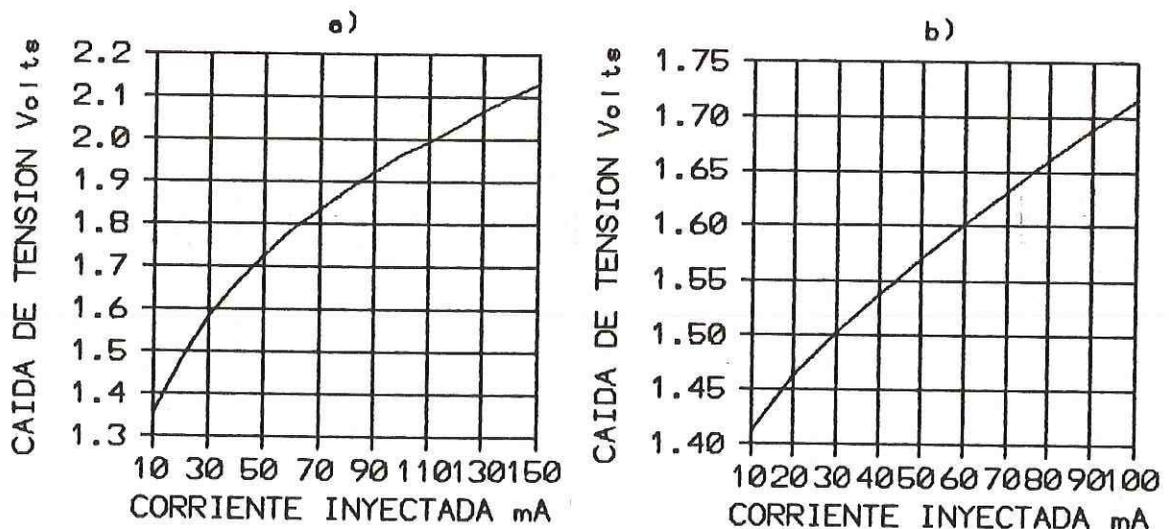


Figura 42. Medición de la Caída de Tensión contra Corriente Inyectada a) para el FED086K1WA b) para el HFBR-1204.

Con estas caracterizaciones, se puede observar que ambos LEDs tienen un comportamiento similar, por lo que podría ser sustituido uno por otro siempre y cuando el ancho de banda empleado no sea el factor limitante, esto es porque el ancho de banda del HFBR-1204 es menor que el del FED086K1WA según datos del fabricante.

VI.4 Caracterización del Sistema Transmisor Electro-óptico

Una vez caracterizados los dispositivos fotoemisores, y de acuerdo al diseño del transmisor, el paso siguiente es la caracterización del sistema transmisor, que consiste en comprobar que cumplan con las normas impuestas, los tiempos de ascenso y descenso de la señal óptica, y la magnitud de la potencia óptica acoplada en sus niveles alto y bajo a diferentes temperaturas.

Procedimiento

La caracterización térmica consiste en mantener al dispositivo bajo prueba por lo menos 30 minutos dentro del horno, con la temperatura de operación constante. El esquema experimental de prueba para los transmisores es mostrado en la figura 43, en el cual se utiliza un generador de nivel con el que se aplica una señal de 20 MHz a 0 dBm a un generador de patrón y detector de error para poder generar una señal Manchester de 10 Mbps (según normas). Con el generador de

patrón se genera una señal Manchester con una secuencia "01011001" mostrada en la figura 44, con la cual se busca no tener un patrón repetitivo en unos o ceros.

La señal Manchester generada es alimentada por medio de un cable coaxial de 75Ω al transmisor electro-óptico que a su vez está dentro de un horno adecuado para desarrollar este tipo de pruebas. La señal óptica transmitida es extraída por una fibra de dimensiones $50/125 \mu\text{m}$, señal que es aplicada a un Analizador de Forma de Onda Óptica, el cual empleado en su

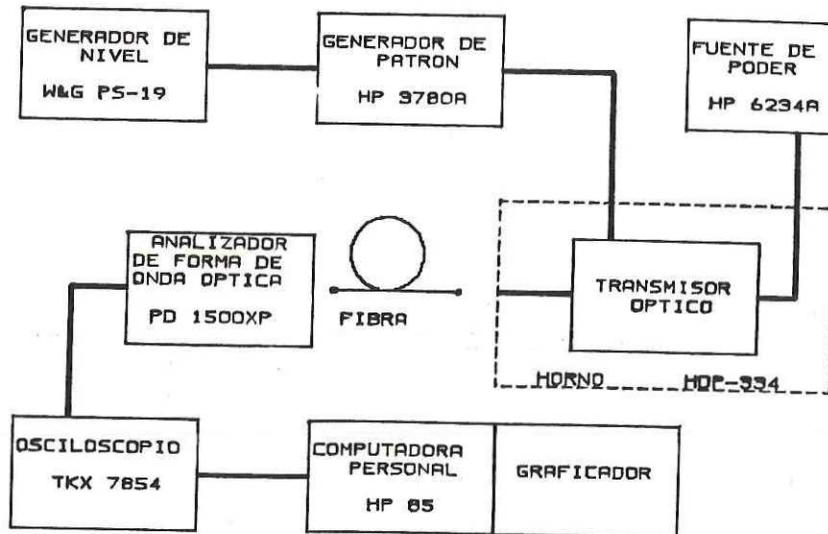


Figura 43. Arreglo Experimental para la Caracterización del Transmisor.

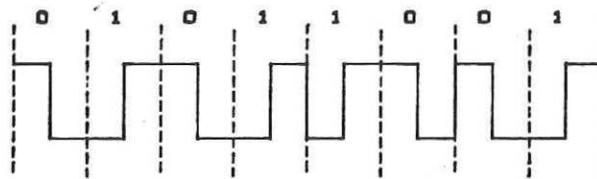


Figura 44. Señal Manchester Aplicada a los Transmisores Electro-ópticos.

escala de amplificación de $1 \text{ mV}/\mu\text{W}$. La señal eléctrica generada por dicho equipo es aplicada por medio de un cable coaxial de 75Ω a la entrada de baja impedancia del Osciloscopio, el cual está conectado a una computadora personal con impresor integrado con el cual se grafican las lecturas a diferentes temperaturas. La temperatura dentro del horno es monitoreada por medio de un pirómetro digital.

Resultados

Los resultados de la caracterización de los transmisores serán mostrados en forma condensada ya que fueron realizadas cinco diferentes mediciones en los transmisores (tres con HFBR-1204 y dos con FED086K1WA), pero previamente se efectuará una caracterización completa realizada a temperatura ambiente.

En la figura 32 del capítulo anterior se muestra el arreglo del *circuito transmisor diferencial* que será caracterizado a continuación empleando el LED FED086K1WA.

En la figura 45 se muestran las señales medidas en diferentes puntos del circuito. La parte a de dicha figura muestra la señal de onda detectada por el analizador de forma de onda óptica, en el cual se tuvieron las siguientes lecturas:

$$V_{\text{alto}} = 10.9 \text{ mV}$$

$$V_{\text{bajo}} = 1.096 \text{ mV}$$

el analizador fué empleado en una escala de $1\text{mV}/\mu\text{W}$, así que para obtener el valor de potencia óptica acoplada se emplea la siguiente expresión:

$$\text{dBm} = 10 \log \frac{P_{\mu\text{W}}}{1000} \quad (37)$$

obteniendo así que:

$$P_{\text{alto}} = -19.62 \text{ dBm}$$

$$P_{\text{bajo}} = -29.6 \text{ dBm}$$

En la figura 45b, que es una amplificación de la figura 45a se muestran los tiempos de ascenso de $t_r = 19.53\text{nseg}$ y tiempos de descenso de $t_f = 21.49 \text{ nseg}$. En la figura 45c se muestra la señal de tensión entre el colector de Q1 y el cátodo del LED, la cual varía de 2.29 volts en alto a 1.558 volts en bajo. En la figura 45d se muestra la tensión en R4, cuyo valor varía de 2.773 a 1.1 volt, lo cual equivale a una corriente aplicada al LED de 126 mA para niveles altos y 50 mA par niveles bajos. Por su parte, la figura 45e muestra la

señal de entrada al transmisor, la cual es generada por el generador de patrón y cuyos niveles son: 2.722 volts en el nivel alto y 236.3 mV en el nivel bajo, estas magnitudes de tensión son suficientes para rebasar el nivel de umbral de detección TTL de la compuerta de entrada.

También se procedió a hacer la medición de potencia óptica acoplada. Por medio del medidor de potencia las lecturas fueron:

$P_{\text{acoplada}} = -18 \text{ dBm}$	Con señal modulada.
$P_{\text{a máx}} = -15.2 \text{ dBm}$	Con señal continua.
$P_{\text{a mín}} = -124.8 \text{ dBm}$	Con ausencia de señal.

Para todo el análisis el transmisor presentó un tiempo de

retardo de 60 nseg.

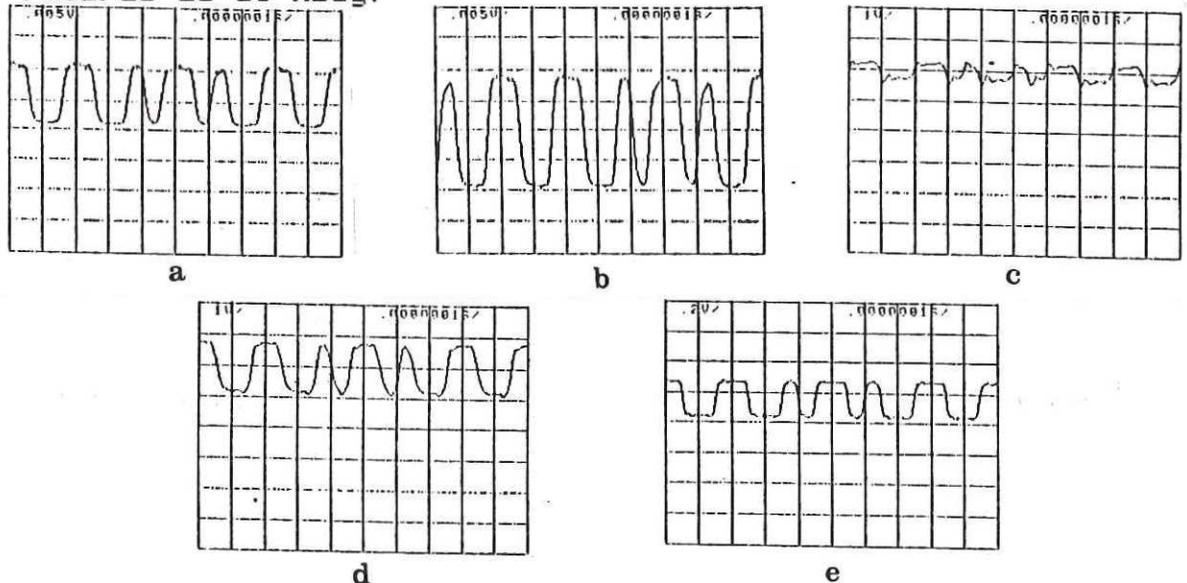
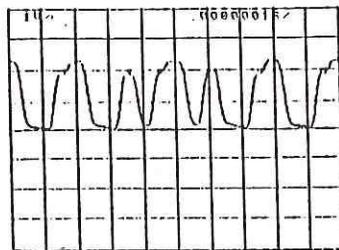


Figura 45. Forma de Onda de las Señales en el Transmisor Diferencial a) y b) Señal óptica detectada c) Tensión en el LED d) Tensión en R4 e) Señal de Entrada.

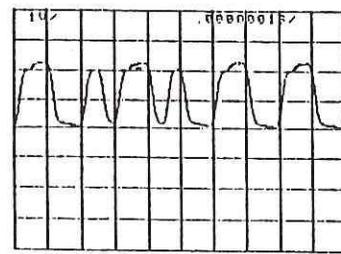
En la tabla XII se muestran los resultados medidos del comportamiento del transmisor diferencial con LED FED086K1WA a diferentes temperaturas mientras en la figura 46 se muestran la forma de onda de la señal a tales temperaturas.

Tabla XII. Respuesta a la Temperatura del Transmisor Diferencial con LED FED086K1WA.

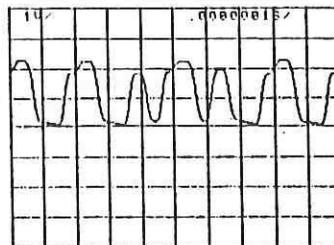
Temp. °C	Tiempo en nseg		Pot. Acoplada dBm		Corriente Iny. mA	
	t_r	t_f	Alto	Bajo	Alto	Bajo
40	21.49	21.49	-19.39	-37.16	132.84	26.15
45	21.49	23.44	-19.42	-35.52	134.11	27.61
50	21.49	23.44	-19.41	-36.23	132.07	27.82



a



b



c

Figura 46. Formas de Onda de la Señal del Transmisor Diferencial con LED FED086K1WA a: a) 40 °C, b) 45 °C y c) 50 °C.

De la respuesta a la temperatura del transmisor diferencial con FED086K1WA se puede concluir que al aumentar la temperatura, la señal óptica transmitida sufrió una deformación en la forma de onda debido a una disminución en la intensidad de la corriente en el LED dando como resultado un aumento en los tiempos de descenso [Keiser,1983]. También se puede observar como todos los tiempos de ascenso y descenso, así como la potencia óptica acoplada están dentro de los requerimientos de diseño y cumplen con la norma Ethernet.

Circuito transmisor diferencial con LED HFBR-1204.

Para la caracterización térmica de este circuito se desarrollaron dos pruebas, ya que en la primera el circuito presentó una gran dependencia a la temperatura como se puede observar en la figura 47, además de que los pulsos más cortos eran de menor amplitud que los más largos. En la tabla XIII se muestran las magnitudes numéricas de las formas de onda de la figura 47.

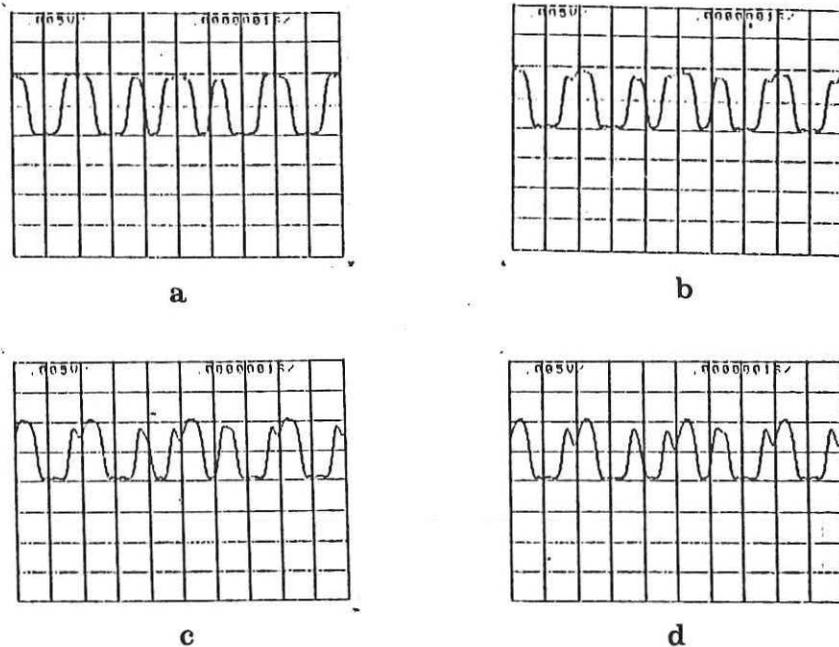


Figura 47. Formas de Onda de la Señal del Transmisor Diferencial con LED HFBR-1204 a: a) 25 °C, b) 32 °C, c) 39 °C y d) 50 °C.

Tabla XIII. Respuesta a la Temperatura del Transmisor Diferencial con LED HFBR-1204.

Temp. °C	Tiempo en nseg		Pot. Acoplada dBm		Corriente Iny. mA	
	t_r	t_f	Alto	Bajo	Alto	Bajo
25	17.33	18.56	-20.16	-36.52	118.9	39.5
32	18.42	17.94	-20.20	-33.39	118.5	37.73
39	17.09	15.99	-19.82	-32.90	117.86	37.5
50	17.24	17.93	-19.8	-33.25	117.86	37.28

De la figura 47 y de la tabla XIII, se puede concluir que el incremento en la potencia óptica acoplada máxima en nivel alto se debió a la deformación en la forma de onda de la señal ocasionado por la variación de corriente en el LED. También se

puede apreciar que los pulsos pequeños entre transiciones grandes tienen menor amplitud que los más amplios, esto se atribuye a la capacitancia de unión en el HFBR-1204, este fenómeno no se presentó con el FED086K1WA, el cual según los datos del fabricante mostrados en el apéndice II su capacitancia interna es menor a la del HFBR-1204.

Así entonces, fué agregar una red de compensación al circuito transmisor, para corregir la dependencia a la temperatura y la magnitud del pulso pequeño, tal y como se muestra en la figura 48.

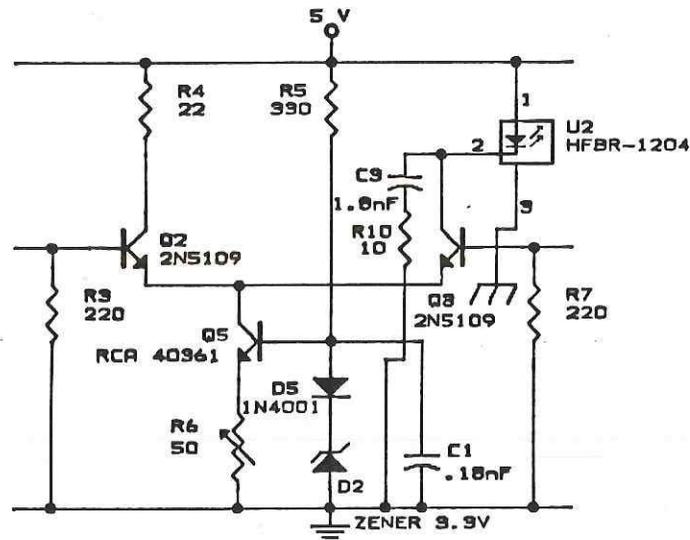


Figura 48. Etapa de Compensación Térmica para el Manejo de Corriente del Transmisor Diferencial con HFBR-1204.

Con el arreglo anterior, en la figura 49 se puede observar como se corrigió la deformación en la forma de onda de la señal óptica con respecto al circuito anterior, donde además se igualó el nivel de los pulso más pequeños. También se puede observar que los vértices de los pulsos están redondeados, lo cual se atribuye a la capacitancia adicional en el LED. En la tabla XIV se muestran los resultados numéricos de la medición donde se puede observar que los tiempos de ascenso se incrementan pero no sobrepasan los 30 nseg máximos.

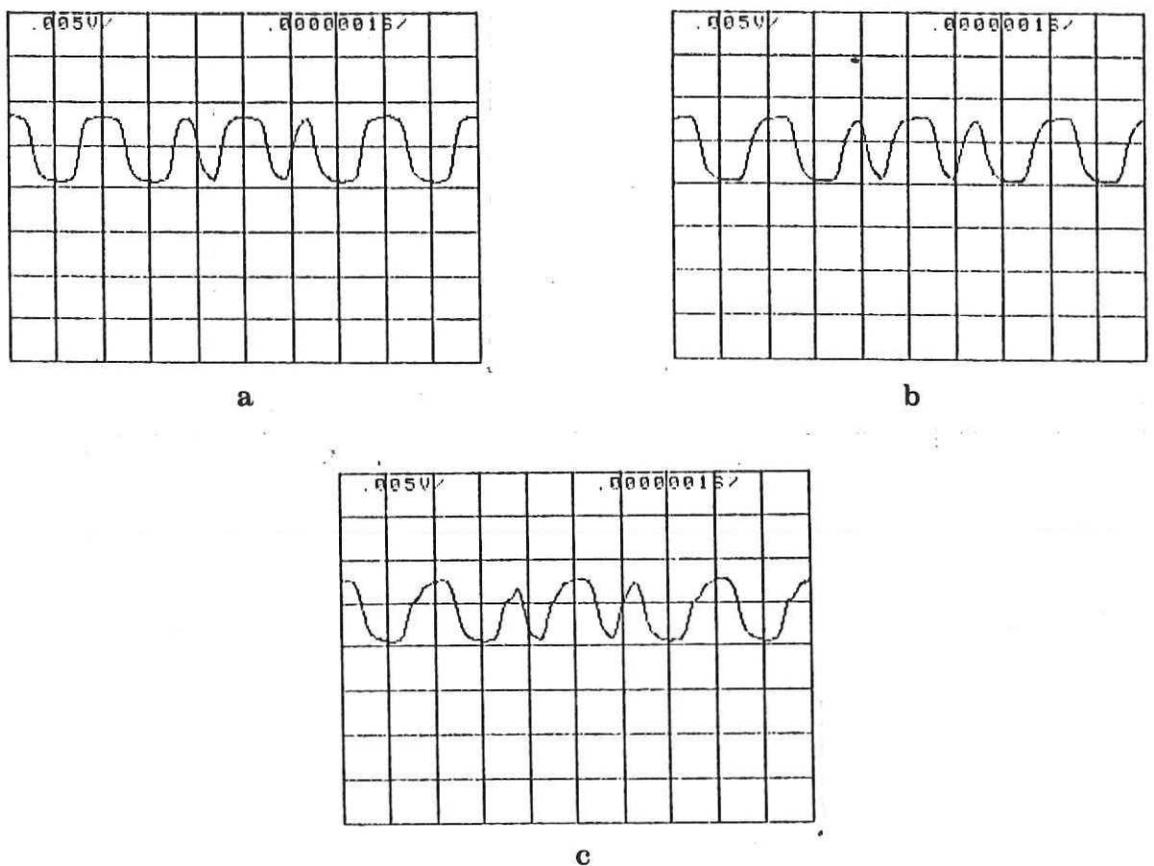


Figura 49. Formas de Onda de la Señal del Transmisor Diferencial con Compensación térmica para el LED HFBR-1204 a: a) 27 °C, b) 40 °C, y c) 50 °C.

Tabla XIV. Respuesta a la Temperatura del Transmisor Diferencial con Compensación Térmica con LED HFBR-1204.

Temp. °C	Tiempo en nseg		Pot. Acoplada dBm		Corriente Iny. mA	
	t_r	t_f	Alto	Bajo	Alto	Bajo
27	17.58	19.53	-20.74	-31.57	94.4	30.4
40	27.35	23.44	-20.66	-34.36	94.7	29.3
50	29.3	23.44	-20.74	-28.81	94.4	31.7

A continuación se presentan los resultados de la caracterización del circuito transmisor con transistor simple mostrado en la figura 29 y del circuito transmisor con manejador de circuito integrado simple mostrado en la figura 31.

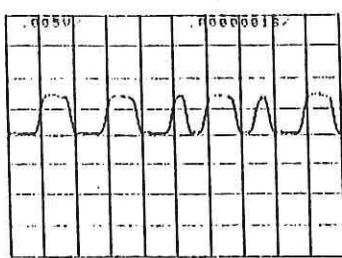
Circuito Transmisor con Transistor Simple

Tabla XV. Respuesta a la Temperatura del Transmisor con Transistor Simple con LED FED086K1WA.

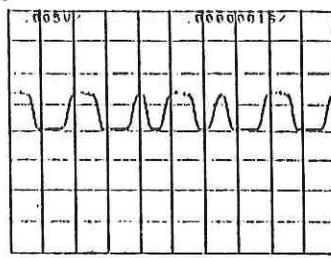
Temp. °C	Tiempo en nseg		Pot. Acoplada dBm		Corriente Iny. mA	
	t_r	t_f	Alto	Bajo	Alto	Bajo
27	19.53	19.53	-21.26	-34.04	66.32	5.3
34	19.53	19.53	-21.47	-34.04	63.78	5.3
48	19.53	19.53	-21.47	-33.05	63.82	5.2
62	19.53	19.53	-21.7	-32.38	60.72	5.05

Tabla XVI. Respuesta a la Temperatura del Transmisor con Transistor Simple con LED HFBR-1204.

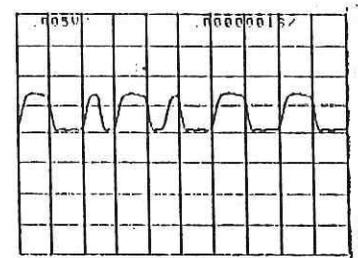
Temp. °C	Tiempo en nseg		Pot. Acoplada dBm		Corriente Iny. mA	
	t_r	t_f	Alto	Bajo	Alto	Bajo
27	21.49	17.58	-20.16	-43.69	59.86	2.6
42	21.49	17.58	-20.38	-39.47	57.68	2.9
50	21.49	17.58	-20.52	-34.54	56.29	3.4



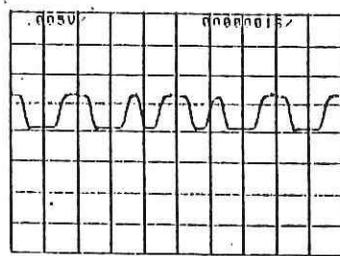
a



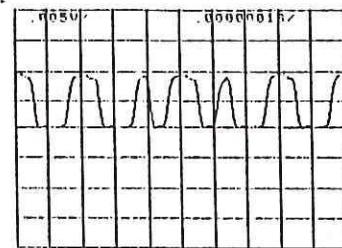
b



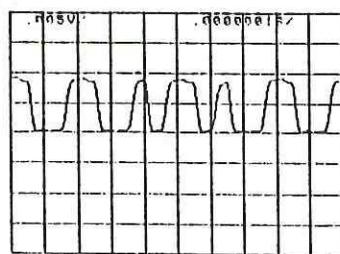
c



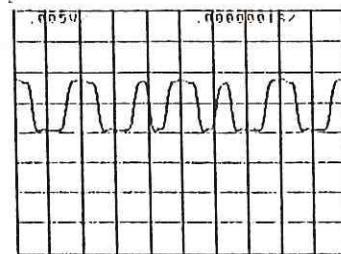
d



e



f



g

Figura 50. Formas de Onda de la Señal del Transmisor con Transistor Simple con LED FED086K1WA: a) 27 °C, b) 34 °C, c) 48 °C y d) 62 °C con LED HFBR-1204: e) 27 °C, f) 40 °C y g) 50 °C.

De las tablas XV y XVI y de la figura anterior se puede observar que los tiempos de ascenso y descenso son muy similares en ambos casos, también es notorio como este tipo de transmisor es poco dependiente de la temperatura, a diferencia del transmisor del caso anterior.

Circuito transmisor con manejador de circuito integrado simple

Con este tipo de transmisor se obtuvieron mejores tiempos de ascenso y descenso que en los casos anteriores, pero se tiene la limitación de que la corriente manejada, no puede ser muy alta debido a que como esta fluye también por el circuito integrado ocasiona que este se caliente en exceso, por lo que la corriente fué fijada en un nivel adecuado para poder contar con la distancia de enlace requerida.

Tabla XVII. Respuesta a la Temperatura del Transmisor con Manejador de C. I. Simple con LED HFBR-1204.

Temp. °C	Tiempo en nseg		Pot. Acoplada dBm		Corriente Iny. mA	
	t_r	t_f	Alto	Bajo	Alto	Bajo
25	11.72	19.53	-20.9	-32.8	52.51	4.2
42	11.72	19.53	-20.93	-31.14	52.22	3.9
50	13.67	19.53	-21.04	-30.71	51.12	2.5
55	13.67	19.53	-21.18	-27.68	51.02	2.1

Cuando se dió inicio a la construcción de los circuitos transmisores, originalmente fueron empleadas las plantillas experimentales conocidas como *protoboard*, pero al efectuar las pruebas se tenía un ruido intenso, además de que no se podía sobrepasar de una señal de 2 MHz por lo que fué necesario transferir los circuitos a plantillas de circuito impreso, y junto con un filtraje capacitivo a la entrada de alimentación de los transmisores se logró reducir el ruido a un mínimo. De los circuitos transmisores construidos se puede concluir que los de configuración diferencial tienen la ventaja de que la potencia óptica que puede ser acoplada es ajustable y de un orden mayor al de los otros transmisores, además de que se podría llegar a tener el manejo de velocidades de transmisión más altas que en los demás transmisores. Con el transmisor que emplea un circuito integrado como manejador de corriente se tuvieron los mejores tiempos de ascenso y descenso esto es porque se disminuyó el número de componentes involucrados en el manejo de la señal.

Como fué mencionado en el capítulo anterior cada arreglo de transmisores muestra características diferentes a las demás, así para el caso específico de una RLD sobre fibra óptica a 10 Mbps, el circuito transmisor con manejador de circuito integrado simple cumple perfectamente con los requerimientos de enlace y con la norma Ethernet además de ser el más económico de los transmisores mencionados.



Figura 51. Equipo Utilizado para la Caracterización Térmica de los Dispositivos en el Laboratorio de Comunicaciones del Inst. de Inv. Eléctricas.

VI.5 Caracterización del Sistema Receptor Optoelectrónico

La caracterización del sistema receptor consiste en analizar los tiempos de ascenso y descenso para que cumplan con la norma Ethernet, y magnitud de la señal eléctrica que es entregada por éste a la siguiente etapa, a diferentes temperaturas.

Procedimiento

La caracterización térmica consiste en mantener al dispositivo que se va a caracterizar por lo menos 30 minutos

dentro del horno con la temperatura de operación constante, el esquema experimental de prueba de caracterización para receptores es mostrado en la figura 52, la señal óptica aplicada al receptor es la misma que es generada en el punto anterior para la caracterización del transmisor.

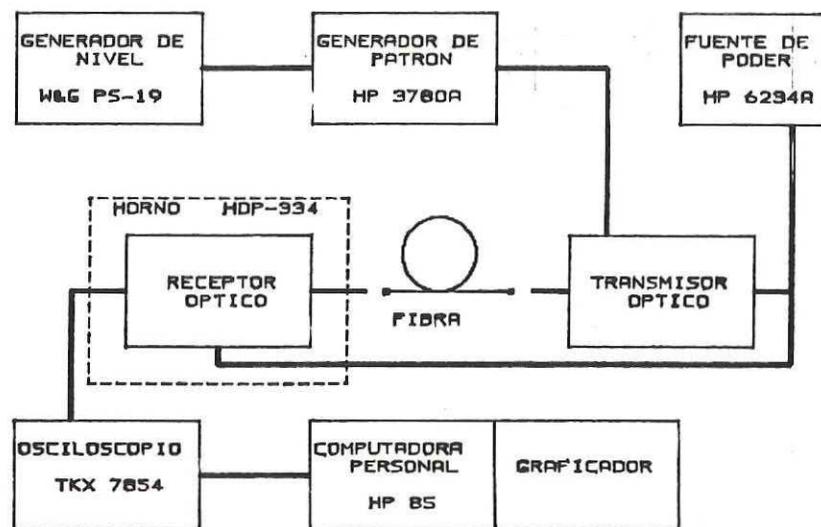


Figura 52. Esquema de Caracterización del Receptor Optoelectrónico.

El equipo empleado para esta caracterización, es el mismo que el de la caracterización anterior, solo que la señal óptica en vez de ser aplicada al Analizador de Forma de Onda Óptica es inyectada al receptor optoelectrónico del cual es extraída la señal eléctrica, que es después analizada por el osciloscopio de retención para posteriormente ser procesada por la computadora personal.

Resultados

En las tablas XVIII y XIX se muestran los resultados de las caracterizaciones. La primera es del circuito receptor optoelectrónico con *pin* modelo BPX-65 mostrado en la figura 34 y la última del circuito receptor optoelectrónico con *pin* modelo HFBR-2204 mostrado en la figura 35.

Tabla XVIII. Respuesta a la Temperatura del Receptor con *pin* modelo BPX-65.

Temp. °C	Tiempo en nseg		Tensión a la salida en Volts	
	t_r	t_f	Alto	Bajo
24	23.44	23.44	3.691	0.1477
42	27.35	25.39	3.766	0.1416
50	27.35	27.35	3.907	0.152
65	29.3	27.35	4.05	0.1544

Tabla XIX. Respuesta a la Temperatura del Receptor con *pin* modelo HFBR-2204.

Temp. °C	Tiempo en nseg		Tensión a la salida en Volts	
	t_r	t_f	Alto	Bajo
24	17.24	17.52	4.955	0.4663
41	17.52	18.77	4.95	0.531
53	20.07	20.42	5.01	0.4639
67	22.14	21.49	4.991	0.4602

En la figura 53 se puede apreciar perfectamente como la señal entregada por el sistema receptor es 100% reconocible además de que siempre se mantiene dentro de los umbrales de detección TTL. De las tablas anteriores se puede concluir que los tiempos de ascenso y descenso con el *pin* HFBR-2204 son menores a los que se presentan con el *pin* BPX-65, pero aún y con esta diferencia ambos receptores cumplen completamente con los requerimientos.

Un fenómeno que se logró apreciar en el receptor, es el de que al alejar físicamente el circuito comparador del amplificador de video la señal entre ambos se veía altamente inducida por ruido externo, por lo que se recomienda en estos circuitos que los componentes activos estén lo más próximo posible entre sí.

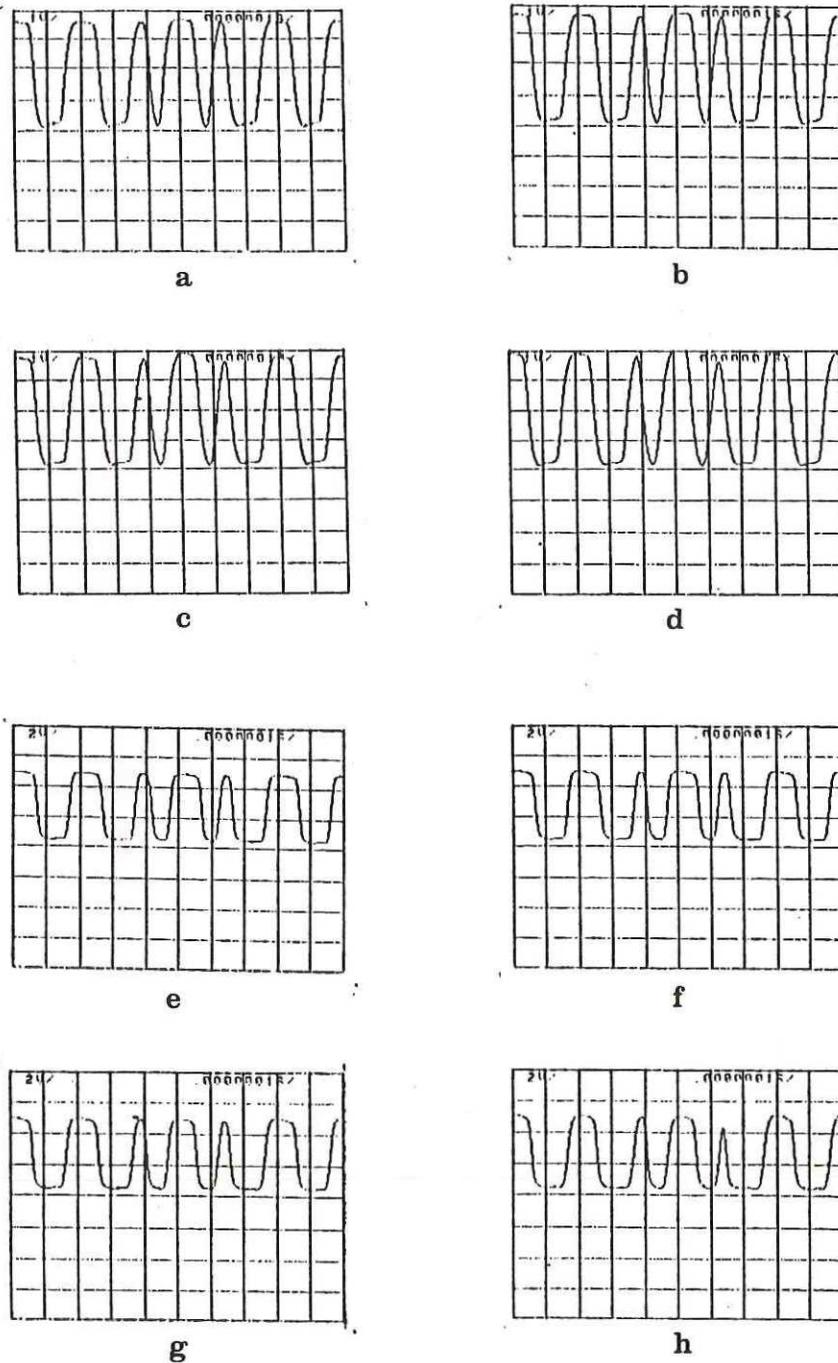


Figura 53. Formas de onda de la señal entregada por el receptor optoelectrónico con *pin* BPX-65 a: a) 24 °C, b) 42 °C, c) 50 °C y d) 65 °C con *pin* HFBR-2204 a: e) 25 °C, f) 41 °C, g) 53 °C y h) 67 °C.

VI.6 Caracterización del Dispositivo Transceptor Óptico

Al finalizar las pruebas de caracterización térmica a los transmisores y receptores se procedió a hacer las pruebas de enlace de larga distancia, de atenuación y de probabilidad de error a todo el sistema transceptor completo, lo cual representa el punto más importante de este capítulo, las pruebas realizadas se describen a continuación.

VI.6.1 Prueba de Enlace de Larga Distancia

Esta prueba consistió en hacer un enlace óptico a través de una fibra de dimensiones de $50/125 \mu\text{m}$ y una longitud de 1Km tal como se muestra en la figura 54. En dicho arreglo

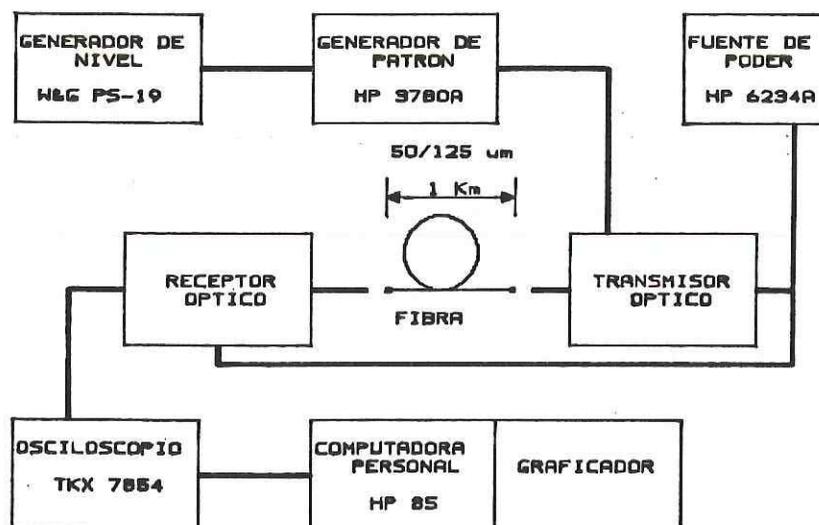


Figura 54. Esquema de Prueba para 1 Km de Enlace.

experimental se emplea el equipo ya descrito en las caracterizaciones anteriores a diferencia del kilómetro de fibra, formado por un carrete de cuatro fibras multimodo de dimensiones 50/125 μm de fabricación francesa por la LTT.

Procedimiento

El arreglo experimental para esta prueba es similar al utilizado en la caracterización del receptor, solo que ahora se sustituye la fibra óptica de 10 mts por la de 1 Km.

Resultados

El sistema transceptor óptico utilizando componentes Hewlett-Packard tuvo una potencia acoplada a la fibra de -19.1 dBm a 10 mts de fibra, y una potencia recibida a 1 Km de fibra de -21.7 dBm, lo cual significa una pérdida de 2.6 dB en un tramo de 1 Km de fibra. En la figura 55a se muestra la señal entregada por el receptor después del enlace en un kilómetro de fibra, de dicha figura se pueden obtener los siguientes valores:

$$t_{\text{ascenso}} = 17.11 \text{ nseg}$$

$$t_{\text{descenso}} = 17.98 \text{ nseg}$$

$$V_{\text{alto}} = 3.636 \text{ volts}$$

$$V_{\text{bajo}} = 493.2 \text{ mV}$$

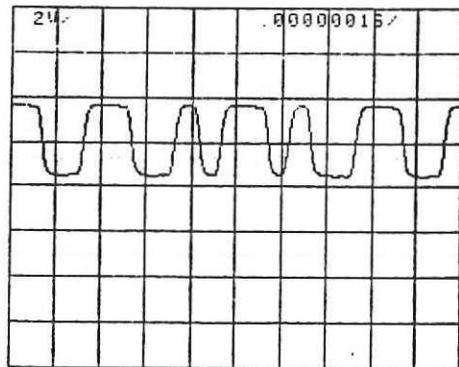
Por su parte el sistema transceptor óptico utilizando componentes Fujitsu/Centronic también tuvo una potencia acoplada a la fibra de -19.1 dBm a 10 m de fibra, y una potencia recibida a 1 Km de fibra de -21.7 dBm, presentando por lo tanto los mismos 2.6 dB de pérdidas en la fibra. En la figura 55b se muestra la señal entregada por el receptor después del enlace en un kilómetro de fibra, de esta figura se pueden obtener los siguientes valores:

$$t_{\text{ascenso}} = 16.27 \text{ nseg}$$

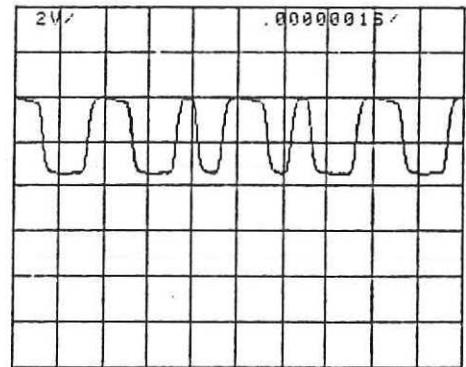
$$t_{\text{descenso}} = 16.5 \text{ nseg}$$

$$V_{\text{alto}} = 3.978 \text{ volts}$$

$$V_{\text{bajo}} = 55.42 \text{ mV}$$



A



B

Figura 55. Forma de Onda de la Señal Entregada por el Sistema:
a)Hewlett-Packard b)Fujitsu/Centronic

Se puede concluir de los valores obtenidos y de la forma de la señal entregada por ambos receptores que una distancia de 1.5 Km, es muy factible de ser cubierta por estos dispositivos, para demostrar esto se efectuó la siguiente prueba de atenuación.

VI.6.2 Prueba de Atenuación

El arreglo experimental para esta prueba se muestra en la figura 56, con el cual es posible obtener la sensibilidad mínima del receptor y así poder concluir si es posible cubrir una distancia de enlace de 1.5 Km, asegurando un probabilidad de error menor a 10^{-9} .

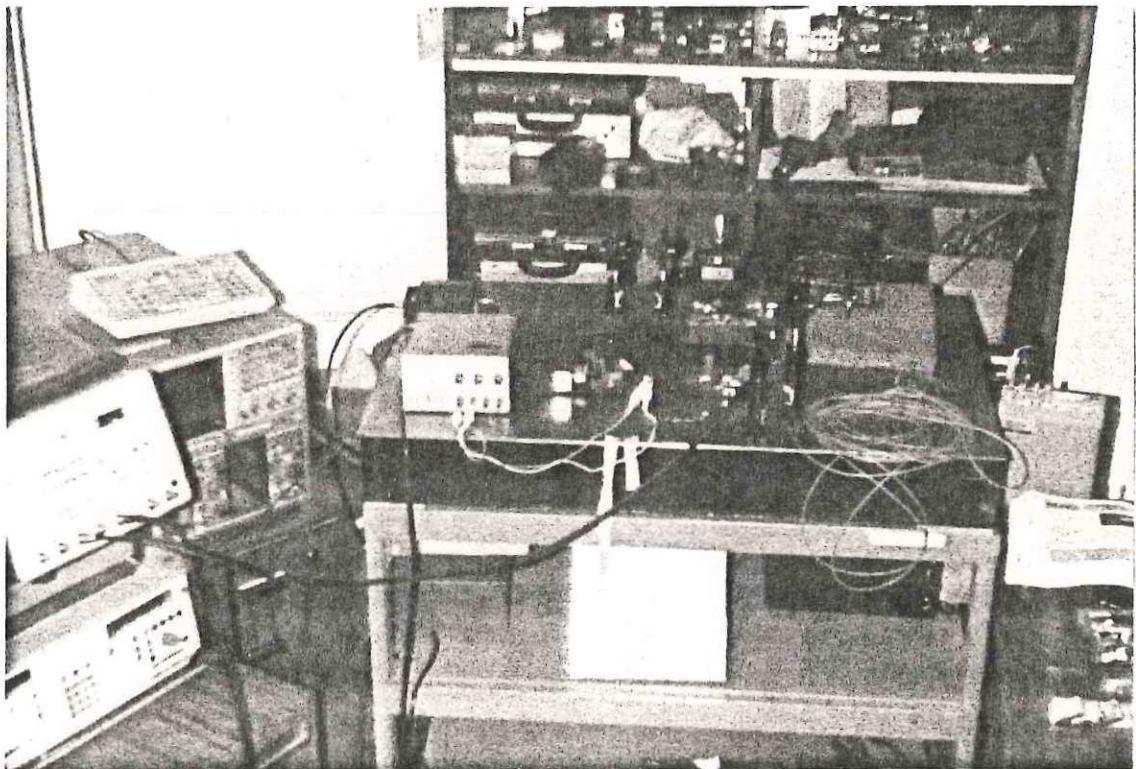


Figura 56. Prueba de Atenuación del Sistema Transceptor.

Procedimiento

En la figura 57 se muestra el esquema de la prueba de atenuación, el efecto de atenuación empleado es el de inducir pérdidas extrínsecas por desplazamiento axial, mismo que está presente al efectuar un empalme entre dos fibras. Este efecto se consiguió acoplando dos tramos de fibra por medio de soportes de precisión especiales para fibras ópticas, mismos que cuentan con un vernier para poder hacer movimientos micrométricos. La prueba consistió en aplicar la señal del transmisor, medir la potencia óptica con el medidor de potencia en el extremo después del atenuador, y luego aplicar la señal al receptor para observar si es o no reconocible, esta técnica de prueba puede ser considerada muy primitiva pero es la más adecuada cuando no se cuenta con el equipo de medición necesario.

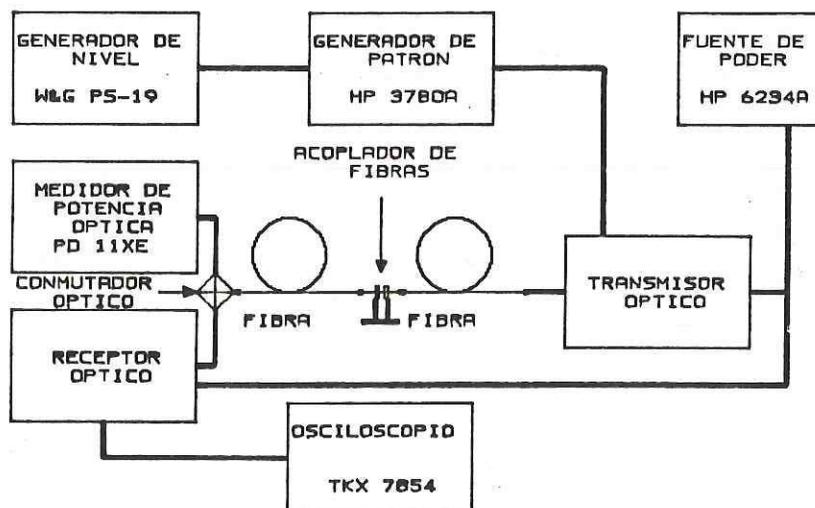


Figura 57. Esquema de la Prueba de Atenuación.

Resultados

En esta prueba se acopló una potencia óptica a la fibra por el transmisor de -19.1 dBm, y después de haber repetido varias ocasiones el proceso de atenuación, se pudo llegar a tener una detección de señal con el receptor con BPX-65 hasta -27.5 dBm y con el HFBR-2204 hasta -28.2 dBm. Con lo cual se tiene una diferencia no mayor a 3 dB de los cálculos teóricos, además tomando en cuenta la incertidumbre por el punto exacto hasta donde la señal no es detectable.

De la prueba anterior de enlace de larga distancia y de esta de atenuación, se puede extrapolar que para 1.5 Km de distancia de enlace se tendrían unas pérdidas en la fibra de 3.9 dB, lo cual para una potencia acoplada de -19.1 dBm se tendría una potencia de entrada al receptor de -23 dBm, que son 4.5 dB mayor a la potencia mínima detectable por los receptores con lo que se demuestra que es factible cubrir una distancia de enlace de por lo menos 1.5 Km, con el sistema transceptor óptoelectrónico diseñado.

VI.6.3 Prueba de Probabilidad de Error

Esta prueba es realizada para analizar el comportamiento del sistema bajo condiciones de trabajo normales, considerando una longitud de enlace máxima.

Procedimiento

Para desarrollar este experimento es necesario hacer la prueba de atenuación a mínima potencia y a máxima potencia en el receptor, ésto es para observar el comportamiento del sistema en el peor y mejor de los casos. En la figura 58, se muestra el esquema de medición para llevar a cabo esta prueba.

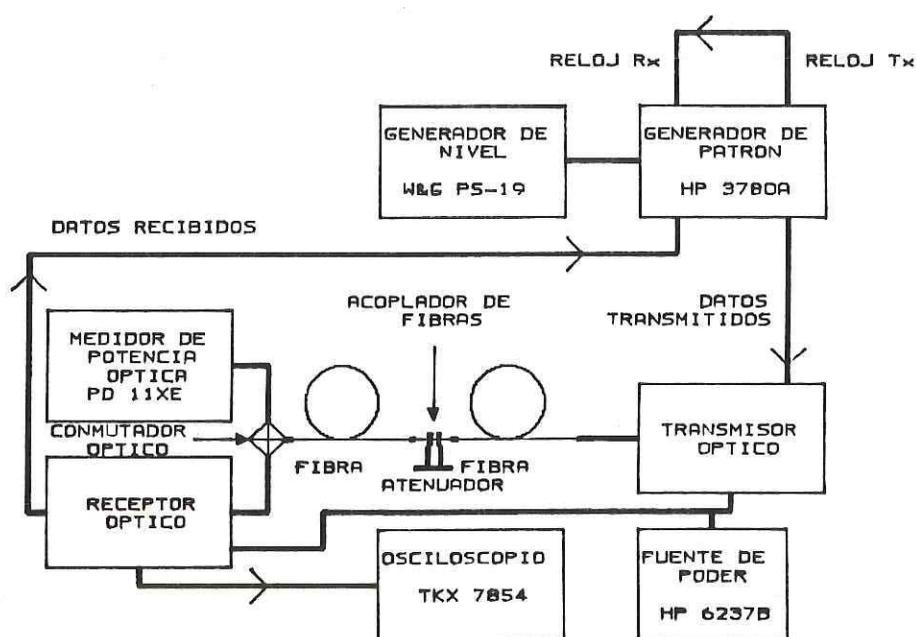


Figura 58. Esquema de la Prueba de Probabilidad de Error.

El procedimiento de prueba se efectúa alimentando al transmisor con el generador de palabras pseudoaleatorias del generador de patrón de $(2^9 - 1)$ bits de longitud, con diferentes velocidades de transmisión las cuales pueden ser: 200 Kbps, 1

Mbps, 2.5 Mbps, 5 Mbps hasta 10 Mbps, esto es asegurándose primero que se tiene la potencia mínima de recepción. Para ésto, se debe aplicar la señal de salida de reloj del generador de patrón al osciloscopio, para poder sincronizar una sección de la palabra recibida. De la señal en el osciloscopio es necesario verificar la duración de un bit en nivel alto (uno lógico) haciendo lo mismo para un bit en nivel bajo, tomados estos valores se obtiene el ciclo de trabajo de la señal recibida utilizando la siguiente expresión [Hewlett-Packard,1982]:

$$CT = \frac{\tau_1}{\tau_0 + \tau_1} \quad (38)$$

donde:

τ_1 es la duración de un uno lógico.

τ_2 es la duración de un cero lógico.

Después, se verifican las tasa de error mediante un conteo adecuado en la parte de detección de error del HP 3780A para poder medir una tasa de error de 10^{-5} o mayor, y después con un conteo adecuado para medir una tasa de 10^{-7} o mayor. Estas dos verificaciones deben ser realizadas cinco veces para cada una de las velocidades propuestas.

La tasa de error debe ser de 0×10^{-5} en las cinco pruebas con el conteo para 10^{-5} y debe ser 0×10^{-7} al menos en cuatro

de los conteos para 10^{-7} . La tasa de error no debe ser mayor a 0.5×10^{-7} en ninguna de las pruebas. También el ciclo de trabajo deberá ser:

$$0.375 < CT < 0.625$$

para todas las pruebas.

Para el caso de potencia máxima en el receptor se sigue el mismo procedimiento solo que la atenuación en la fibra debe ser mínima.

Resultados

Se pudo observar en el equipo de medición que el ciclo de trabajo del sistema el cual siempre estuvo dentro del intervalo establecido, en la mayoría de los casos fué aproximadamente 0.5.

VI.7 Conclusiones

Después de las diferentes pruebas desarrolladas a través del presente capítulo los dispositivos transmisores y receptores fueron ajustados y modificados en algunos de los casos para poder tener el funcionamiento adecuado y así poder cumplir con los requerimientos de diseño establecidos en el capítulo I.

Haciendo una comparación de los resultados obtenidos de las pruebas realizadas a través del presente capítulo con los

parámetros teóricos calculados en el capítulo anterior se forma la tabla XX, de la cual se puede concluir que los dispositivos están dentro de los márgenes que se habían enmarcado por la norma Ethernet, además de cumplir con los requerimientos de diseño.

Tabla XX. Comparación de los Parámetros Teóricos con los Prácticos.

Parámetro	Resultados Teóricos		Resultados Prácticos	
	HP/HP	Fujitsu - Centronic	HP/HP	Fujitsu - Centronic
Distancia de Enlace Mínima	1.5 Km	1.5 Km	1.5 Km	1.5 Km
Sensitividad	-29.76 dBm	-30.2 dBm	-28.2 dBm	-27.5 dBm
Tiempos de Ascenso	25±5 nseg	25±5 nseg	19.4±2 nseg	25.4±2 nseg
Intervalo Dinámico	15.76 dB	16.2 dB	14.2 dB	13.5 dB
Pot. Óptica Acoplada	-19.1 dBm	-15.98 dBm	-20±1 dBm	-20.3±1 dBm
Pérdidas en la Fibra @ 850 nm	4 dB	4 dB	2.6 dB	2.6 dB

De entre los dispositivos transmisores se pudo observar que según la magnitud de la corriente que se maneje, el sistema se hace más dependiente a la temperatura. También se puede ver que el transmisor con manejador de circuito integrado simple, el cual es el más simple de construcción de los tres probados, cumple ampliamente con los requerimientos,

así que éste será el empleado en la construcción de la versión final del transceptor optoelectrónico compatible con la norma Ethernet.

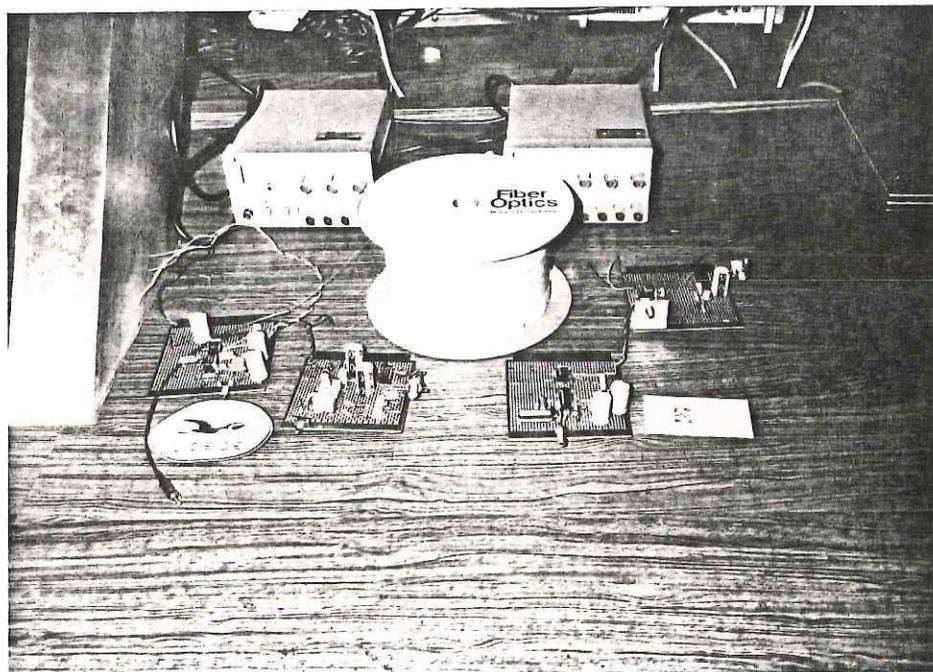


Figura 59. Prototipos Transmisores y Receptores Opticos Caracterizados.

VII. CONCLUSIONES

El objetivo del presente proyecto de tesis como fué planteado en el capítulo I fué el análisis, diseño, construcción y caracterización de un transceptor óptico, aplicado a RLD sobre fibras ópticas y que cumpliera con las siguientes especificaciones:

- Cien por ciento compatible con la norma Ethernet sobre fibras ópticas.
- Distancia de enlace de 1.5 Km para una red con topología estrella activa y longitud máxima entre nodos de 2.5 Km.
- Manejar un código de línea tipo Manchester con una velocidad de transmisión de 10 Mbps.
- Tiempos de ascenso y descenso de 25 ± 5 nseg.
- Utilizar como elemento fotoemisor un LED y como elemento fotoreceptor un fotodiodo *pin*
- Utilizar como medio de transmisión una fibra óptica multimodo de calidad media con índice de refracción gradual.

En el procedimiento seguido para poder cumplir con el objetivo establecido fueron obtenidos algunos logros parciales como son:

VII.1 Análisis de Logros

Se analizaron la tecnología de RLD, la tecnología de la red Ethernet, la tecnología de fibras ópticas, las RLD sobre fibras ópticas, se establecieron consideraciones de diseño para un transceptor óptico, se diseñaron, construyeron y caracterizaron tres arreglos diferentes de transmisores y dos de receptores capaces de manejar velocidades de transmisión de 10 Mbps, a distancias de enlace de por lo menos 1.5 Km, y fué construído un prototipo en versión casi industrializable.

En el análisis de la tecnología de RLD se estudiaron los diferentes tipos de topologías, métodos de acceso, normas y requerimientos de los diferentes tipos de redes locales que son comúnmente empleadas, así como su impacto comercial.

En el análisis de la tecnología de la red Ethernet se estudió profundamente cada uno de los elementos que integra a la red Ethernet sobre cable coaxial, para de ellos dar el paso hacia el medio de fibras ópticas, cambio que no estriba en el simple hecho de sustituir un medio de transmisión por otro.

En el análisis de la tecnología de fibras ópticas se trataron los parámetros de transmisión de la fibra óptica, que son involucrados para poder desarrollar una comunicación de datos a través del medio, así como los componentes que lo integran.

En el análisis de las RLD sobre fibras ópticas se trataron los cambios e implicaciones necesarias para poder transferir a fibra óptica la red Ethernet sobre cable coaxial.

Por último, como objetivo principal del trabajo de tesis se diseñó, construyó y caracterizó un transceptor óptoelectrónico para RLD sobre fibras ópticas, para lo cual fué necesario establecer una metodología de diseño, desarrollando para ello un programa de computadora, en el cual se sistematizaron los cálculos referentes al enlace de datos. Como parte de este trabajo se tuvo una estancia en el Departamento de Comunicaciones del Instituto de Investigaciones Eléctricas, en el cual se aprovechó la experiencia e infraestructura experimental ya establecida en este centro en el área de fibras ópticas, obteniendo un prototipo experimental que cumple completamente con los requerimientos establecidos por la norma Ethernet, además de que comercialmente está dentro de los márgenes técnicos ofrecidos por los fabricantes de este tipo de productos.

Se obtuvieron experiencias importantes en este trabajo: por ejemplo la frecuencia en que se instrumentó el diseño, se tuvo una gran susceptibilidad a la interferencia electromagnética, por lo cual hubo la necesidad de emplear planos de tierra y circuitos impresos para disminuir el ruido inducido al máximo posible, además por la conmutación de señal a niveles de intensidad de corriente relativamente altos fué

necesario agregar un filtraje capacitivo adicional a las fuentes de poder con las que se alimentó el sistema.

VII.2 Análisis Global

Los dispositivos de fibras ópticas adecuados para la aplicación de RLD son: el diodo emisor de luz LED y el fotodiodo *pin*, los cuales empleados con fibras ópticas multimodo, de índice de gradiente de mediana calidad (sílice y dentro de la primer ventana de transmisión de las fibras ópticas de 810 a 850 nm), cumplen perfectamente con las necesidades impuestas por la red Ethernet.

Las fibras ópticas por su parte son inmunes a la interferencia electromagnética, son de reducido tamaño y peso, debido a su característica dieléctrica evitan los lazos de tierra.

Para el caso especial de una red Ethernet sobre fibra óptica, la topología mas confiable que permite tener 1024 estaciones, cien por ciento de detección de colisiones es la topología tipo estrella activa, en la cual se desarrolla la detección de colisiones en la estrella y en el transceptor por medio de la comparación de los puertos de transmisión y recepción o de la recepción simultánea de dos o más señales evitando la necesidad de detectar una colisión por medio de la medición de la potencia promedio en el canal.

El transceptor diseñado y construido cumple con los requerimientos establecidos por una red Ethernet en fibra óptica; es decir, 1.5 Km de enlace punto a punto, 10 Mbps de velocidad de transmisión con un código de línea tipo Manchester y tiempos de ascenso de 25 ± 5 nseg, para el cual fueron diseñados tres tipos diferentes de transmisores los cuales fueron:

El transmisor óptico con transistor simple, el cual es recomendable para emplearse a velocidades de transmisión moderadas menores a los 30 Mbps.

El transmisor óptico con manejador de circuito integrado simple es recomendable para emplearse a velocidades de transmisión hasta de 10 Mbps con códigos de regreso a cero.

Y por último el transmisor diferencial, el cual por su doble etapa diferencial permite tener tiempos de ascenso muy pequeños por lo que es capaz de manejar velocidades de transmisión de hasta 200 Mbps.

Para la nueva norma FDDI este último tipo de transmisor es el más recomendado para ser empleado, ya que FDDI requiere distancias de enlace de hasta 2 Km y velocidades de transmisión de 100 Mbps [Ross,1986] transmitiendo con un LED de 1300 nm en fibras de $62.5/125 \mu\text{m}$, requerimientos que pueden ser cubiertos ampliamente con este tipo de configuración.

Los dispositivos receptores a partir de su sensibilidad pueden manejar tasas de error de 10^{-9} . Los dispositivos receptores que fueron contruidos son muy estables a temperaturas hasta de 65 °C.

Las características del *transmisor receptor óptico compatible Ethernet (TROCE)* mostrado en la figura 60 son las siguientes:

Compatibilidad: Norma Ethernet e IEEE 802.3

Interfaz: Conector tipo SMA 905 y SMA 906.

Configuración: Topología Estrella Activa.

Distancia de Enlace: al menos 1.5 Km.

Confiabilidad: Cien por ciento de detección de colisiones, probabilidad de error de 10^{-9} .

Especificaciones Ópticas

Transmisor

Fuente de Luz: LED de alta radiación de GaAlAs HFBR-1204.

Longitud de Onda: 820 ± 20 nm.

Potencia Acoplada a la fibra de 50/125 μ m 0.2 AN: -20 ± 1 dBm.

Receptor

Detector de Luz: Fotodiodo *pin* de GaAlAs HFBR-2204.

Sensitividad: -28.2 dBm

Saturación: -14 dBm o mayor.

Intervalo Dinámico: 14.2 dB.

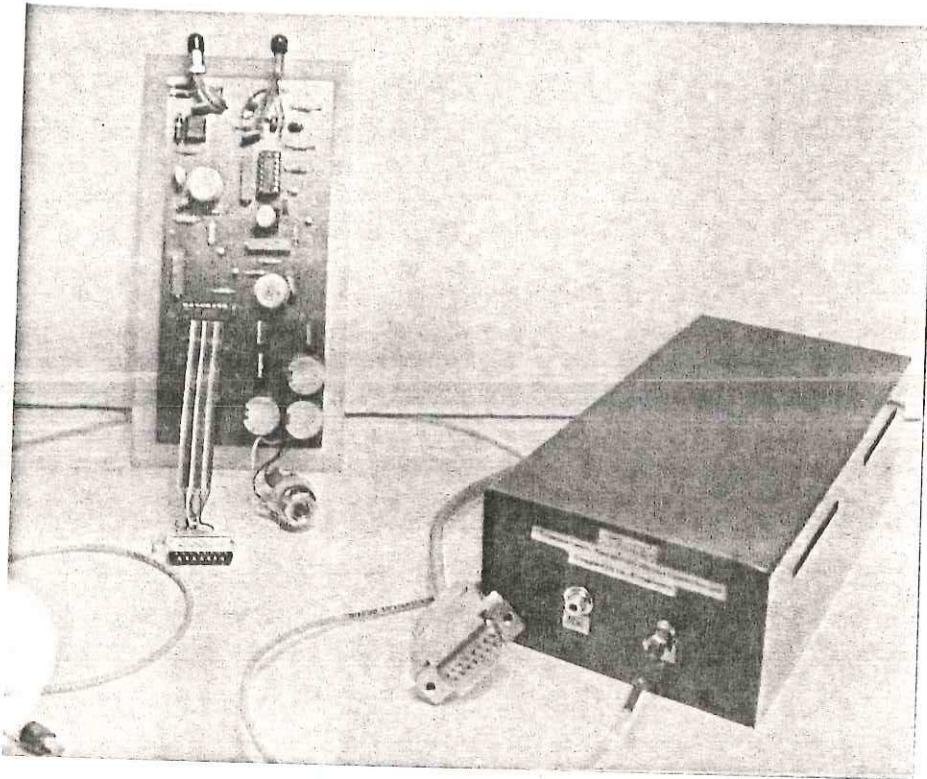


Figura 60. Transmisor Receptor Optico Compatible Ethernet.

Interfaz Eléctrica

Conector DB-15 macho para cable de transceptor máximo de 50m.

Señalización: Código Manchester de 10 Mbps.

Alimentación: ± 12 volts y 0.5 amps.

Operabilidad: de 0 a 50 °C.

Parámetros Mecánicos

Chasis de aluminio anodizado negro.

Largo: 22 cm.

Ancho: 10 cm.

Alto: 6 cm.

Peso: 0.6 Kg.

VII.3 Análisis de Costos

Los componentes empleados en la construcción de los prototipos para el trabajo de tesis son:

LEDs:

Modelo: Precio: (EUA Dolares)

HFBR-1204 104.05

FED086K1WA 62.00

pins

HFBR-2204 38.77

BPX-65 9.98

Circuitos Integrados:

LM360N Comparador Diferencial 4.90

LH0032CG Amplificador Operacional 22.54

74F04D Compuerta Inversora 0.33

DS75451J Manejador Periférico 1.25

LM733CN Amplificador de Video 0.59

DS9283 Interfaz Transceptora para C. Coaxial 17.20

7805 Regulador de Tensión 1.29

7808 Regulador de Tensión 0.45

7908 Regulador de Tensión 1.35

Modelo:	Precio: (EUA Dolares)
<i>Transistor</i>	
2N5109	1.47
<i>Varios:</i>	
Potenciómetro Multivuelatas	1.05
Conector DB15	0.59
Conector Estereo	0.45

Los componentes empleados en la construcción del TROCE mostrados en el diagrama del apéndice III son los siguientes:

Modelo:	Precio: (EUA Dolares)
<i>Transmisor</i>	
HFBR-1204	104.05
DS75451 J	1.25
LH0032CG	22.54
<i>Receptor</i>	
HFBR-2204	38.77
LM733CN	0.59
LM360N	4.90
LH0032CG	22.50
<i>Transceptor</i>	
DS8392	17.20
7805	1.29
7808	0.45
7908	1.35
(3) Potenciómetro Multivuelatas	3.15

Modelo:	Precio: (EUA Dolares)
Conector DB15	0.59
Conector Estereo	0.45
Componentes Pasivos	5.00
Tarjeta para Circuito Impreso 6x5"	4.95
Recinto Metálico	20.00
	<hr/>
Total	273.53

El costo unitario por cada transceptor según se mostró es de \$ 273.53 dls., precio menor al sugerido por los fabricantes de transceptores ya en el mercado, a continuación se muestra una lista de sistemas equivalentes en el mercado actual:

Fabricante:	Modelo:	Precio: (EUA Dolares)
MultiNet	LE-25 Transceptor Optico.	540.00
MultiNet	LE-26 Transceptor Redundante.	820.00
Black Box	NK-LE020B Transceptor Optico	645.00
LANNET	FONET-1 Transceptor Optico	545.00

Como se puede observar de los precios anteriores del costo en el mercado de los dispositivos transceptores optoelectrónicos, el TROCE cuesta la mitad del precio sin tomar en cuenta el costo de mano de obra e infraestructura. Las características de los sistemas transceptores son muy similares a las ofrecidas por el TROCE.

VII.4 Recomendaciones para Trabajos Futuros

Para la realización de trabajos futuros, aún dentro de la norma Ethernet como lo es el repetidor óptico, se pueden emplear los dispositivos transmisores y receptores ya diseñados en el presente trabajo, ya que, según los requerimientos establecidos en noviembre de 1984, en el libro verde del estándar IEEE 802.3 se tiene una descripción técnica de las especificaciones de construcción del repetidor optoelectrónico [Tarranat,1987].

Detección de Colisiones El repetidor es una localidad dedicada a enlaces punto a punto en la cual se pueden detectar las colisiones de igual manera que en la red estrella activa.

Distancia Se debe cumplir con un enlace de 1000 m con 10 Mbps con código Manchester.

Fuente de Luz Se debe transmitir en la primer ventana de 790 a 860 nm con un ancho espectral de 75 nm.

Características de la Fibra Debe ser una fibra multimodo de 62.5/125 μm con AN de 0.275, con una ancho de banda mínimo de 150 MHz·Km y coeficiente de atenuación máximo de 4 dB/Km.

Potencia Acoplada -12 ± 2 dBm.

Sensitividad -27 dBm.

Intervalo Dinámico 18 dB.

Todos los requerimientos anteriores pueden ser cubiertos por los dispositivos ya diseñados, además de que se pueden rediseñar éstos con las herramientas ya establecidas a través del presente trabajo.

Para hacer la transferencia a la FDDI no es posible llevar a cabo una transición directa únicamente considerando una mayor velocidad de transmisión, ya que la red Ethernet como se mencionó en el capítulo II es una red en banda base y la FDDI es de banda amplia, por lo que se requiere de un esquema de modulación diferente. Pero las técnicas de diseño de enlaces y pruebas serán las mismas que las que fueron empleadas en el presente trabajo.

Las tendencias futuras de las RLD en fibras ópticas a partir del avance explosivo de la tecnología de guías de luz sobre la presente década ha revolucionado las comunicaciones de larga distancia. Una de las más excitantes posibilidades es el uso de la tecnología fotónica en las RLD, empujando más allá del transporte básico de datos dentro de los servicios integrados de comunicación para una entidad local como un edificio o un campus. Otra aplicación prometedora, es la interconexión de supercomputadoras con terminales de alta

resolución en gráficas para mostrar la simulación de fenómenos complejos. La capacidad de tráfico total, o la eficiencia de la red interconectada a la misma supercomputadora es en la vecindad de 800 Mbps. En un futuro no muy lejano, las redes tendrán señalizaciones de algunos Gbps lo cual obliga a un desarrollo importante de esta tecnología como se muestra en la figura 61 [Henry,1989].

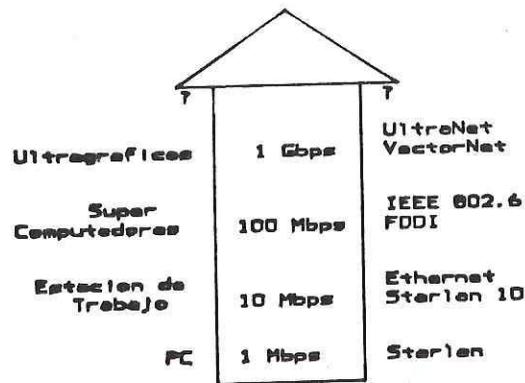


Figura 61. Las Redes Locales de Datos y sus Aplicaciones.

LITERATURA CITADA

- ANSI/IEEE Std. 802.3, 1985. Carrier Sense Multiple Access with Collision Detection CSMA/CD, Technical Committee on Computer Communications of IEEE, Computer Society, American National Standard.
- Backer, D. G., 1986. Local-Area Networks with Fiber Optics Applications, Reston Book, Englewood Cliffs, New Jersey.
- Bedmar, I. J., 1986. Telecomunicaciones a través de Fibras Ópticas, Colección AHCIET, Madrid.
- Burr, W. E., 1986. The FDDI Optical Data Link, IEEE Communications Magazine, Vol. 24, No. 5, pp. 18-23.
- Clark, D. D., 1978. An Introduction to Local Area Networks, Proceeding of the IEEE, Vol. 66, No. 11, pp. 1497-1516.
- Condumex, 1987. Fibras Ópticas, Cursos de Educación Continua.
- Covarrubias, R. D., 1988. Red de Area Local sobre Fibra Óptica Compatible IEEE 802.3 CSMA/CD, Reporte Técnico, Depto. de Ingeniería Telemática, Univ. Politécnica de Madrid, Madrid, España.
- Folts, H. C., 1982. A tutorial on the Open Systems Interconnection Reference Model, Open System Data Transfer, No. 1, pp. 2-21.
- Guekos, G. 1988. Detectors for Fiber Optic Communication, Second Workshop on Optical Fiber Communication, International Centre for Theoretical Physics, Trieste, Italy.

- Guekos, G., 1988. Sources for Fiber Optic Communication, Second Workshop on Optical Fiber Communication, International Centre for Theoretical Physics, Trieste, Italy.
- Henry, P. S., 1989. High-Capacity Lighwave Local Area Networks, IEEE Communications Magazine, Octubre, pp.20-26.
- Hewlett Packard, 1982. User Manual, Patron Generator and Error Detector, Model 8250A, Palo Alto, CA.
- Hewlett-Packard, 1988. Optoelectronics Designer's Catalog, Palo Alto, CA.
- Keck, D. B., 1985. Fundamentals of Optical Waveguide Fibers, IEEE Communications Magazine, Vol. 23, No. 5, pp. 17-21.
- Keeler, P., 1978. Alignment is the Fiber-Optic Connectors Main Job -But Accuracy Starts with Fibers, Electronic Design, No. 22, pp 104-108.
- Keiser, G., 1982. Optical Fiber Communication, International Student Edition, Mc. Graw Hill.
- Lombaerde, R., 1980, Fiber-Optic Data Link Snaps in Place, Electronics, Diciembre 18, pp 83-90.
- Marsh, G. H., Jones, J. R., 1987. Passive-Star-Configured Fiber Optic LANs, Spie Vol. 841, Fiber Optics Networks & Coherent Techonology in F. O. Systems II, pp. 31-39.
- Matsushita, S., Kawai, K., Uchida, H., 1985. Fiber-Optic Devices for Local Area Networks Applications, Journal of Lighwave Technology, Vol. LT-3, No. 3, pp. 544-555.
- Metcalfe, R. M., Boggs, D. R., 1976, Ethernet: Distributed Packet Switching for Local Computer Networks, Communications of the ACM, Vol. 19, No. 7, pp. 395-404.
- Mirtich, V. L., 1980. Designer's Guide to: Fiber Optic Data Links -Part 2, EDN, Agosto 5, pp 113-117.

- Moustakas, S., 1987. The Standardization of IEEE 802.3 Compatible Fiber Optic CSMA/CD Local Area Networks: Physical Topologies. IEEE Communications Magazine, Vol. 25, No. 2, pp. 22-29.
- Pérez, P. C. G., Martínez, P. F., Covarrubias, R. D., 1989. Alternativas para el uso de Fibras Ópticas en la Interconexión de Redes Locales de Datos y Sustitución o Extensión de Segmentos, Congreso del IEEE, MEXICON 89.
- Personik, S. D., 1981. Optical Fiber Transmission Systems, Plenum Press, New York.
- Pineda, C. D., 1981. Las Fibras Ópticas en las Comunicaciones Digitales, Tesis de Licenciatura, Universidad Anahuac.
- Rawson, E. G., Metcalfe, R. M., 1978. Fibernet: Multimode Optical Fiber for Local Computer Networks, IEEE Trans. on Communications, Vol. COM-26, No. 7, pp. 983-990.
- Reedy, J. W., Jones, J. R., 1985. Methods of Collision Detection in Fiber Optic CSMA/CD Networks, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. SAC-3, No. 6, pp. 890-896.
- Ross, F. E., 1986. FDDI - A Tutorial, IEEE Communications Magazine, Vol. 24, No. 5, pp. 10-17.
- Sandoval, H. F., 1977. Comunicación por Fibras Ópticas, Fundación Juan March, Madrid.
- Schilling, D. I., Belove, C., 1982. Circuitos Electrónicos: Discretos e Integrados, Publicaciones Marcombo.
- Schnaidt, P., 1988. Dietary Fiber, The state of the fiber optic LAN, LAN Magazine, Diciembre, pp. 34-41.
- Scholl, F. W., Coden, M. H., 1988. Passive Optical Star Systems for Fiber Optics Local Area Networks, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 6, No. 6, pp. 913-923.

- Schumacher, W. L., Standardization Efforts in Fiber Optics, IEEE Journal on Selected Areas on Communications, Vol. SAC-3, No. 6, pp. 950-952.
- Shoch, J. F., Dalal, Y. K., Redelland, D. D., Crane, R. C., 1982. The Ethernet, Computer, Vol. 15, No. 8.
- Southard, R. K., 1988. Fiber-Optic Applications in Local Area Networking, Communications Magazine, Diciembre, pp. 51-57.
- Storozum, S. L., 1985. Fiber Optic Systems: Practical Design Photonics Spectra, Septiembre, pp. 61-66.
- Strole, N. C., 1983. A Local Communications Networks Based on Interconnected Token-Access Rings: A tutorial IBM J. Res. Develop., Vol. 27, No. 3, pp. 481-496.
- Tanenbaum, A. S., 1981, Computer Networks, Prentice-Hall, Englewood Cliff, New Jersey.
- Tarrant, P. J., 1987. IEEE 802.3 Fiber Optic Inter-Repeater Link, Spie Vol. 841, Fiber Optics Networks & Coherent Techonology in F. O. Systems II, pp. 25-30.
- Toriz, T. G., 1987. Diseño y Construcción de un Codificador para Equipo Terminal Numérico de Comunicaciones por Fibra Optica, Tesis de Licenciatura, U. N. A. M., E. N. E. P. Aragón.
- Truman, A. K., Smith, R. W., Schmidt, R. V., 1987. Active Star Configured Fiber Optic CSMA/CD LANs, Spie Vol. 841, Fiber Optics Networks & Coherent Techonology in F. O. Systems II, pp. 8-15.

AI PROGRAMAS EMPLEADOS

Análisis de Rendimiento

Diseño de Enlaces de Fibras Opticas para RLD

Graficado

CENTRO DE INVESTIGACION CIENTIFICA Y DE EDUCACION SUPERIOR
DE ENSENSADA, BAJA CALIFORNIA.

SIMULACION DE FUNCIONAMIENTO DE UNA RED ETHERNET

CARLOS GERARDO PEREZ PEREZ

OTOÑO DE 1988

?

ESTE PROGRAMA DESARROLLA LOS CALCULOS DE EFICIENCIA Y PROBABILIDAD DE ACCESO EN UNA RED ETHERNET.

PARA ESTOS CASOS YA SE TIENEN CONTEMPLADOS VALORES PROMEDIOS PARA EL TAMAÑO DEL PABUETE P EN BITS, TOMANDOSE TAMBIEN EN CONSIDERACION LA CANTIDAD DE ESTACIONES k.

ASI QUE SE PODRAN OBTENER GRAFICAS Y TABLAS DE EFICIENCIA Y PROBABILIDAD DE ACCESO AL CANAL.

<CONTINUAR>?

PARAMETROS DE LA RED ETHERNET

Velocidad del Canal C=(Mbps)? 10
Tiempo de una Ranura T=(μ seg)? 51.2

QUIERES OBTENER EL LISTADO DE LA PROBABILIDAD DE ACCESO (SI/NO)? SI

PROBABILIDAD DE ACCESO

ESTACIONES	P acceso
1	1
2	.5
3	.4444444
4	.421875
5	.4096
10	.3874204
32	.3737345
64	.3707799
128	.3693229
256	.3685992
512	.3682403
1024	.3680582

QUIERES EL LISTADO DE LA EFICIENCIA EN ETHERNET (SI/NO)? SI

ESTACIONES	EFICIENCIA ETHERNET				
	TAMARO DEL PAQUETE				
	P=4096	P=1024	P=512	P=256	P=128
1	1	1	1	1	1
2	.8888	.6666	.5	.3333	.2
3	.8648	.6153	.4444	.2857	.1666
4	.8537	.5934	.4218	.2673	.1542
5	.8473	.5811	.4096	.2575	.1478
10	.8349	.5584	.3874	.2402	.1365
32	.8268	.5441	.3737	.2298	.1298
64	.8249	.5409	.3707	.2275	.1284
128	.824	.5394	.3693	.2264	.1277
256	.8236	.5386	.3685	.2259	.1273
512	.8234	.5382	.3682	.2256	.1271
1024	.8233	.538	.368	.2255	.127

<CONTINUA?>

HAN SIDO GENERADOS 6 ARCHIVOS DE DATOS

- 1) ACCESO.DAT
- 2) E4096.DAT
- 3) E1024.DAT
- 4) E512.DAT
- 5) E256.DAT
- 6) E128.DAT

QUE CON EL PAQUETE DE GRAFICADO GRAFIT NOS MUESTRAN GRAFICAMENTE EL COMPORTAMIENTO DE LA RED DEPENDIENDO DEL NUMERO DE ESTACIONES Y DEL TAMARO DEL PAQUETE DE DATOS.

GRACIAS.

?

```
10 REM PROGRAMA PRINCIPAL DE PERFORMANCE
15 KEY OFF
20 LOAD"ETHER1",R
1000 REM Screen Code (input subroutine)
1010 COLOR 15,1
1050 REM Screen Code (print subroutine)
1060 COLOR 7,1
1065 CLS
1070 LOCATE 1, 1 : PRINT "
```

```
1080 LOCATE 2, 1 : PRINT " ";
1090 LOCATE 2,80 : PRINT " ";
1100 LOCATE 3, 1 : PRINT " ";
1110 LOCATE 3,80 : PRINT " ";
1120 LOCATE 4, 1 : PRINT " ";
1130 LOCATE 4,80 : PRINT " ";
1140 LOCATE 5, 1 : PRINT " ";
1150 LOCATE 5,80 : PRINT " ";
1160 LOCATE 6, 1 : PRINT " ";
1170 LOCATE 6,24 : PRINT " ";
1180 LOCATE 6,80 : PRINT " ";
1190 LOCATE 7, 1 : PRINT " ";
1200 LOCATE 7,80 : PRINT " ";
1210 LOCATE 8, 1 : PRINT " ";
1220 LOCATE 8,80 : PRINT " ";
1230 LOCATE 9, 1 : PRINT " ";
1240 LOCATE 9,80 : PRINT " ";
1250 LOCATE 10, 1 : PRINT " ";
1260 LOCATE 10,80 : PRINT " ";
1270 LOCATE 11, 1 : PRINT " ";
1280 LOCATE 11,17 : PRINT " ";
1290 LOCATE 11,80 : PRINT " ";
1300 LOCATE 12, 1 : PRINT " ";
1310 LOCATE 12,80 : PRINT " ";
1320 LOCATE 13, 1 : PRINT " ";
1330 LOCATE 13,80 : PRINT " ";
1340 LOCATE 14, 1 : PRINT " ";
1350 LOCATE 14,80 : PRINT " ";
1360 LOCATE 15, 1 : PRINT " ";
1370 LOCATE 15,80 : PRINT " ";
1380 LOCATE 16, 1 : PRINT " ";
1390 LOCATE 16,80 : PRINT " ";
1400 LOCATE 17, 1 : PRINT " ";
1410 LOCATE 17,80 : PRINT " ";
1420 LOCATE 18, 1 : PRINT " ";
1430 LOCATE 18,80 : PRINT " ";
1440 LOCATE 19, 1 : PRINT " ";
1450 LOCATE 19,80 : PRINT " ";
1460 LOCATE 20, 1 : PRINT " ";
1470 LOCATE 20,80 : PRINT " ";
1480 LOCATE 21, 1 : PRINT " ";
1490 LOCATE 21,80 : PRINT " ";
1500 LOCATE 22, 1 : PRINT " ";
1510 LOCATE 22,80 : PRINT " ";
1520 LOCATE 23, 1 : PRINT " ";
```

CENTRO DE INVESTIGACION CIENTIFICA Y DE EDU

DE ENSENSADA, BAJA CALIFORNIA.";

SIMULACION DE FUNCIONAMIENTO DE UNA RED ETHERNET";

CARLOS GERARDO PEREZ PEREZ";

OTOÑO DE 1988";

```

1530 LOCATE 23,80 : PRINT " ";
1540 LOCATE 24, 1 : PRINT "
";
1550 LOCATE 23,75:INPUT " ";A
1560 LOAD"ETHER2",R
1000 REM Screen Code (input subroutine)
1010 COLOR 15,1
1050 REM Screen Code (print subroutine)
1060 COLOR 7,1
1065 CLS
1070 LOCATE 1, 1 : PRINT "
";
1080 LOCATE 2, 1 : PRINT " ";
1090 LOCATE 2,80 : PRINT " ";
1100 LOCATE 3, 1 : PRINT " ";
1110 LOCATE 3,80 : PRINT " ";
1120 LOCATE 4, 1 : PRINT " ESTE PROGRAMA DESARROLLA LOS CALCULOS DE EFIC
IENCIA Y PROBABILIDAD ";
1130 LOCATE 5, 1 : PRINT " DE ACCESO EN UNA RED ETHERNET.";
1140 LOCATE 5,80 : PRINT " ";
1150 LOCATE 6, 1 : PRINT " ";
1160 LOCATE 6,80 : PRINT " ";
1170 LOCATE 7, 1 : PRINT " PARA ESTOS CASOS YA SE TIENEN CONTEMPLADOS VA
LORES PROMEDIOS";
1180 LOCATE 7,80 : PRINT " ";
1190 LOCATE 8, 1 : PRINT " PARA EL TAMAÑO DEL PAQUETE E";
1200 COLOR 11,1
1210 LOCATE 8,36 : PRINT "P ";
1220 COLOR 7,1
1230 LOCATE 8,38 : PRINT "EN BITS, TOMANDOSE TAMBIEN EN";
1240 LOCATE 8,80 : PRINT " ";
1250 LOCATE 9, 1 : PRINT " CONSIDERACION LA CANTIDAD DE ESTACIONES D";
1260 COLOR 11,1
1270 LOCATE 9,49 : PRINT "k";
1280 COLOR 7,1
1290 LOCATE 9,50 : PRINT ". ";
1300 LOCATE 9,80 : PRINT " ";
1310 LOCATE 10, 1 : PRINT " ";
1320 LOCATE 10,80 : PRINT " ";
1330 LOCATE 11, 1 : PRINT " ASI QUE SE PODRAN OBTENER GRAFICAS Y TABLAS D
E EFICIENCIA Y";
1340 LOCATE 11,80 : PRINT " ";
1350 LOCATE 12, 1 : PRINT " PROBABILIDAD DE ACCESO AL CANAL.";
1360 LOCATE 12,80 : PRINT " ";
1370 LOCATE 13, 1 : PRINT " ";
1380 LOCATE 13,80 : PRINT " ";
1390 LOCATE 14, 1 : PRINT " ";
1400 LOCATE 14,80 : PRINT " ";
1410 LOCATE 15, 1 : PRINT " ";
1420 LOCATE 15,80 : PRINT " ";
1430 LOCATE 16, 1 : PRINT " ";
1440 LOCATE 16,80 : PRINT " ";
1450 LOCATE 17, 1 : PRINT " ";
1460 LOCATE 17,80 : PRINT " ";
1470 LOCATE 18, 1 : PRINT " ";
1480 LOCATE 18,80 : PRINT " ";

```

```

1490 LOCATE 19, 1 : PRINT "I";
1500 LOCATE 19,51 : PRINT "<CONTINUAR>";
1510 LOCATE 19,80 : PRINT "I";
1520 LOCATE 20, 1 : PRINT "I";
1530 LOCATE 20,80 : PRINT "I";
1540 LOCATE 21, 1 : PRINT "I";
1550 LOCATE 21,80 : PRINT "I";
1560 LOCATE 22, 1 : PRINT "I";
1570 LOCATE 22,80 : PRINT "I";
1580 LOCATE 23, 1 : PRINT "I";
1590 LOCATE 23,80 : PRINT "I";
1600 LOCATE 24, 1 : PRINT "
";
1610 LOCATE 19,51 : INPUT "<CONTINUAR>";A
1620 LOAD"EETHER",R
5 COLOR 7,1
6 CLS
10 PRINT:PRINT:PRINT:PRINT "PARAMETROS DE LA RED ETHERNET"
15 PRINT:PRINT
20 REM INPUT "longitud del paquete P=(bits)";P
30 INPUT "Velocidad del Canal C=(Mbps)";C
35 C=C*1000000!
40 INPUT "Tiempo de una Ranura T={μseg}";T
50 T=T*.000001
60 OPEN "0",#1,"ACCESO.DAT"
70 OPEN "0",#2,"E4096.DAT"
72 OPEN "0",#3,"E1024.DAT"
74 OPEN "0",#4,"E512.DAT"
76 OPEN "0",#5,"E256.DAT"
78 OPEN "0",#6,"E128.DAT"
80 FOR L=2 TO 6 STEP 1
84 READ P
85 READ I
90 A=(1-1/I)^(I-1)
100 W=(1-A)/A
110 E=(P/C)/(P/C+W*T)
130 PRINT #L, I;E
140 IF I<1024 THEN 85
150 NEXT L
400 READ I
410 A=(1-1/I)^(I-1)
420 PRINT #1, I;A
430 IF I<>1024 THEN 400
440 CLOSE
460 DATA 4096,1,2,3,4,5,10,32,64,128,256,512,1024,1024,1,2,3,4,5,10,32,64,128,25
6,512,1024,512,1,2,3,4,5,10,32,64,128,256,512,1024,256,1,2,3,4,5,10,32,64,128,25
6,512,1024,128,1,2,3,4,5,10,32,64,128,256,512,1024
470 DATA 1,2,3,4,5,10,32,64,128,256,512,1024
490 PRINT:PRINT
500 INPUT "QUIERES OBTENER EL LISTADO DE LA PROBABILIDAD DE ACCESO (SI/NO)";A#
510 IF A#<>"SI" THEN 720
520 OPEN "I",#1,"ACCESO.DAT"
530 CLS
540 PRINT
550 PRINT

```

```

560 PRINT "                PROBABILIDAD DE ACCESO"
570 PRINT
580 PRINT "                ESTACIONES                P acceso"
590 INPUT #1, X,Y
600 PRINT TAB(10);X;TAB(35);Y
700 IF X<>1024 THEN 590
710 CLOSE 1
720 PRINT:PRINT:PRINT
730 INPUT "QUIERES EL LISTADO DE LA EFICIENCIA EN ETHERNET (SI/NO)";A$
740 IF A$<>"SI" THEN 940
750 DIM H(12,6)
760 OPEN "I", #2,"E4096.DAT"
770 OPEN "I", #3,"E1024.DAT"
780 OPEN "I", #4,"E512.DAT"
790 OPEN "I", #5,"E256.DAT"
800 OPEN "I", #6,"E128.DAT"
805 CLS
810 PRINT:PRINT:PRINT
820 PRINT "                EFICIENCIA ETHERNET"
830 PRINT " ESTACIONES                TAMARO DEL PAQUETE "
840 PRINT "                P=4096      P=1024      P=512      P=256      P=12
8"
850 FOR L=1 TO 12
860 INPUT #2,H(L,1),H(L,2)
870 INPUT #3,H(L,1),H(L,3)
880 INPUT #4,H(L,1),H(L,4)
890 INPUT #5,H(L,1),H(L,5)
900 INPUT #6,H(L,1),H(L,6)
901 H(L,2)=INT(H(L,2)*10000)/10000
902 H(L,3)=INT(H(L,3)*10000)/10000
903 H(L,4)=INT(H(L,4)*10000)/10000
904 H(L,5)=INT(H(L,5)*10000)/10000
905 H(L,6)=INT(H(L,6)*10000)/10000
910 PRINT TAB(5);H(L,1);TAB(23);H(L,2);TAB(35);H(L,3);TAB(46);H(L,4);TAB(56);H(L,
5);TAB(68);H(L,6)
920 NEXT L
930 CLOSE
935 PRINT:PRINT:PRINT:INPUT "                <CON
TINUA>";A
940 LOAD"ETHER3",R
1000 REM  Screen Code (input subroutine)
1010 COLOR 15,1
1050 REM  Screen Code (print subroutine)
1060 COLOR 7,1
1065 CLS
1070 LOCATE 1, 1 : PRINT "
;
1080 LOCATE 2, 1 : PRINT " ";
1090 LOCATE 2,80 : PRINT " ";
1100 LOCATE 3, 1 : PRINT " ";
1110 LOCATE 3,80 : PRINT " ";
1120 LOCATE 4, 1 : PRINT " ";
1130 LOCATE 4,80 : PRINT " ";
1140 LOCATE 5, 1 : PRINT "                HAN SIDO GENERADOS 6 ARCHIVOS DE DATOS";
1150 LOCATE 5,80 : PRINT " ";
1160 LOCATE 6, 1 : PRINT " ";

```

```

1170 LOCATE 6,80 : PRINT " ";
1180 LOCATE 7, 1 : PRINT "1) ACCESO.DAT";
1190 LOCATE 7,80 : PRINT " ";
1200 LOCATE 8, 1 : PRINT "2) E4096.DAT";
1210 LOCATE 8,80 : PRINT " ";
1220 LOCATE 9, 1 : PRINT "3) E1024.DAT";
1230 LOCATE 9,80 : PRINT " ";
1240 LOCATE 10, 1 : PRINT "4) E512.DAT";
1250 LOCATE 10,80 : PRINT " ";
1260 LOCATE 11, 1 : PRINT "5) E256.DAT";
1270 LOCATE 11,80 : PRINT " ";
1280 LOCATE 12, 1 : PRINT "6) E128.DAT";
1290 LOCATE 12,80 : PRINT " ";
1300 LOCATE 13, 1 : PRINT " ";
1310 LOCATE 13,80 : PRINT " ";
1320 LOCATE 14, 1 : PRINT "QUE CON EL PAQUETE DE GRAFICADO GRAFIT NOS
MUESTRAN GRAFICAMENTE
1330 LOCATE 15, 1 : PRINT "EL COMPORTAMIENTO DE LA RED DEPENDIENDO DEL
NUMERO DE ESTACIONES
1340 LOCATE 16, 1 : PRINT "Y DEL TAMANO DEL PAQUETE DE DATOS.";
1350 LOCATE 16,80 : PRINT " ";
1360 LOCATE 17, 1 : PRINT " ";
1370 LOCATE 17,80 : PRINT " ";
1380 LOCATE 18, 1 : PRINT " ";
1390 LOCATE 18,80 : PRINT " ";
1400 LOCATE 19, 1 : PRINT " ";
1410 LOCATE 19,80 : PRINT " ";
1420 LOCATE 20, 1 : PRINT " ";
1430 LOCATE 20,80 : PRINT " ";
1440 LOCATE 21, 1 : PRINT " ";
1450 LOCATE 21,45 : PRINT "GRACIAS.";
1460 LOCATE 21,80 : PRINT " ";
1470 LOCATE 22, 1 : PRINT " ";
1480 LOCATE 22,80 : PRINT " ";
1490 LOCATE 23, 1 : PRINT " ";
1500 LOCATE 23,80 : PRINT " ";
1510 LOCATE 24, 1 : PRINT "
";
1520 LOCATE 21,45 : INPUT "GRACIAS. ";A
1530 SYSTEM

```

CENTRO DE INVESTIGACION CIENTIFICA Y DE EDUCACION SUPERIOR
DE ENSENADA, BAJA CALIFORNIA

DEPARTAMENTO DE ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES

DISEÑO DE ENLACES POR FIBRAS OPTICAS

POR: CARLOS GERARDO PEREZ PEREZ

MARZO DE 1989
<CONTINUA>?

CENTRO DE INVESTIGACION CIENTIFICA Y DE EDUCACION SUPERIOR
DE ENSENADA, BAJA CALIFORNIA

CICESE

DEPARTAMENTO DE ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES

PROGRAMA DE DISEÑO DE ENLACES PARA REDES LOCALES DE DATOS
SOBRE FIBRAS OPTICAS

¿Qué tipo de cálculo deseas?

- 1) Longitud de Enlace
- 2) Potencia Acoplada Requerida
- 3) Regresa a DOS

Opción (1..3):? 1

¿Potencia Acoplada a la fibra (dBm)? -19.1
 ¿Potencia mínima de recepción (dBm)? -29.76
 ¿Anchura espectral del LED (nm)? 60
 ¿Ancho de Banda de la Señal (MHz)? 17.5

Los cálculos pueden ser desarrollados para fibras de 50/125 μm ,
 62.5/125 μm y 100/140 μm de calidad media, las cuales tendrían
 una dispersión del material de 100 ps/Km-nm.

Las pérdidas por penalización se han considerado de 1 dB

Las fibras utilizadas tienen las siguientes características:

VALORES COMERCIALES DE LAS FIBRAS OPTICAS

Núcleo/Cubierta μm	Coeficiente de Atenuación (dB/Km) @ 850 nm			Apertura Numérica NA	Ancho de Banda mínimo @850 nm MHz-Km
	mínimo	típico	máximo		
50/125	3	4	5	0.2	500
62.5/125	4	5	7	0.21	250
100/140	3.5	6	8	0.29	50

¿Atenuación en la fibra (dB/Km)? 4

¿Cuál es el Ancho de Banda de la Fibra (MHz-Km)? 500

Los cálculos pueden ser desarrollados para fibras de 50/125 μm ,
 62.5/125 μm y 100/140 μm de calidad media, las cuales tendrían
 una dispersión del material de 100 ps/Km-nm.

Las pérdidas por penalización se han considerado de 1 dB

Las fibras utilizadas tienen las siguientes características:

VALORES COMERCIALES DE LAS FIBRAS OPTICAS

Núcleo/Cubierta μm	Coeficiente de Atenuación (dB/Km) @ 850 nm			Apertura Numérica NA	Ancho de Banda mínimo @850 nm MHz-Km
	mínimo	típico	máximo		
50/125	3	4	5	0.2	500
62.5/125	4	5	7	0.21	250
100/140	3.5	6	8	0.29	50

¿Atenuación en la fibra (dB/Km)? 4

¿Cuál es el Ancho de Banda de la Fibra (MHz-Km)? 500

El tiempo de subida del sistema es considerado como 25 nseg tal como establece
 la red Ethernet

¿Cuál es el tiempo de subida del LED (nseg)? 11

¿Cuál es el tiempo de subida del PIN (nseg)? 14

La longitud máxima permitida por Atenuación es: 2.415 Km

La longitud máxima por Dispersión es: 4.185238 Km

La longitud máxima por Ancho de Banda y Tiempos de Subida es: 20.17924 Km

La longitud máxima permitida por los dispositivos es: 2.415 Km

El enlace puede ser llevado a cabo con estos dispositivos

¿Quieres repetir el cálculo (S/N)? S

CENTRO DE INVESTIGACION CIENTIFICA Y DE EDUCACION SUPERIOR
DE ENSENADA, BAJA CALIFORNIA

CICESE

DEPARTAMENTO DE ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES

PROGRAMA DE DISEÑO DE ENLACES PARA REDES LOCALES DE DATOS
SOBRE FIBRAS OPTICAS

¿Qué tipo de cálculo deseas?

- 1) Longitud de Enlace
- 2) Potencia Acoplada Requerida
- 3) Regresa a DOS

Opción (1..3):? 2

Esta parte del programa calcula la potencia acoplada necesaria para no saturar al PIN receptor, también calcula los tiempos de subida del sistema, este cálculo puede ser desarrollado para - fibras de 50/125, 62.5/125 y 100/140 μm .

¿Potencia de recepción máxima (dBm)? -14
¿Potencia de recepción mínima (dBm)? -29.76

Las pérdidas por penalización se consideran del orden de 1 dB

VALORES COMERCIALES DE LAS FIBRAS OPTICAS

núcleo/cubierta μm	coeficiente de atenuación (dB/Km) @ 850 nm			apertura numérica	Ancho de Banda mínimo @850 nm
	mínimo	tipico	máximo	NA	MHz-Km
50/125	3	4	5	0.2	500
62.5/125	4	5	7	0.21	250
100/140	3.5	6	8	0.29	50

¿Cuál es la atenuación máxima en la fibra (dB/Km)? 5
¿Cuál es la atenuación mínima en la fibra (dB/Km)? 3
¿Cuál es la longitud del enlace (Km)? 1.5
¿De cuanto es el ancho de banda de la fibra (MHz-Km)? 500
¿Cuál es el tiempo de subida del LED (nseg)? 11
¿Cuál es el tiempo de subida del PIN (nseg)? 14

La potencia máxima acoplada debe ser: -8.5 dBm

La potencia mínima acoplada debe ser: -21.26 dBm

El tiempo de subida en la fibra es: 1.05 nseg

El tiempo total de subida del sistema es: 17.83543 nseg

¿Quieres realizar otro cálculo (S/N)? N

CENTRO DE INVESTIGACION CIENTIFICA Y DE EDUCACION SUPERIOR
DE ENSENADA, BAJA CALIFORNIA

DEPARTAMENTO DE ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES

DISEÑO DE ENLACES POR FIBRAS OPTICAS

POR: CARLOS GERARDO PEREZ PEREZ

MARZO DE 1989
<CONTINUA>?

CENTRO DE INVESTIGACION CIENTIFICA Y DE EDUCACION SUPERIOR
DE ENSENADA, BAJA CALIFORNIA

CICESE

DEPARTAMENTO DE ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES

PROGRAMA DE DISEÑO DE ENLACES PARA REDES LOCALES DE DATOS
SOBRE FIBRAS OPTICAS

¿Qué tipo de cálculo deseas?

- 1) Longitud de Enlace
- 2) Potencia Acoplada Requerida
- 3) Regresa a DOS

Opción (1..3):? 1

```

1000 REM  Screen Code (print subroutine)
1005 CLS
1006 KEY OFF
1010 COLOR 7,1
1015 CLS
1020 LOCATE 1, 1 : PRINT "
";
1030 LOCATE 2, 1 : PRINT "
";
1040 LOCATE 2,80 : PRINT "
";
1050 LOCATE 3, 1 : PRINT "
";
1060 LOCATE 3,80 : PRINT "
";
1070 LOCATE 4, 1 : PRINT "
";
1080 LOCATE 4,12 : PRINT "CENTRO DE INVESTIGACION CIENTIFICA Y DE EDUCACION SUP
ERIOR
";
1090 LOCATE 4,80 : PRINT "
";
1100 LOCATE 5, 1 : PRINT "
";
1110 LOCATE 5,23 : PRINT "DE ENSENADA, BAJA CALIFORNIA";
1120 LOCATE 5,80 : PRINT "
";
1130 LOCATE 6, 1 : PRINT "
";
1140 LOCATE 6,80 : PRINT "
";
1150 LOCATE 7, 1 : PRINT "
";
1160 LOCATE 7,80 : PRINT "
";
1170 LOCATE 8, 1 : PRINT "
";
1180 LOCATE 8,12 : PRINT "DEPARTAMENTO DE ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES";
1190 LOCATE 8,80 : PRINT "
";
1200 LOCATE 9, 1 : PRINT "
";
1210 LOCATE 9,80 : PRINT "
";
1220 LOCATE 10, 1 : PRINT "
";
1230 LOCATE 10,80 : PRINT "
";
1240 LOCATE 11, 1 : PRINT "
";
1250 LOCATE 11,80 : PRINT "
";
1260 LOCATE 12, 1 : PRINT "
";
1270 LOCATE 12,80 : PRINT "
";
1280 LOCATE 13, 1 : PRINT "
";
1290 LOCATE 13,12 : PRINT "DISEÑO DE ENLACES POR FIBRAS OPTICAS";
1300 LOCATE 13,80 : PRINT "
";
1310 LOCATE 14, 1 : PRINT "
";
1320 LOCATE 14,80 : PRINT "
";
1330 LOCATE 15, 1 : PRINT "
";
1340 LOCATE 15,80 : PRINT "
";
1350 LOCATE 16, 1 : PRINT "
";
1360 LOCATE 16,80 : PRINT "
";
1370 LOCATE 17, 1 : PRINT "
";
1380 LOCATE 17,12 : PRINT "POR: CARLOS GERARDO PEREZ PEREZ";
1390 LOCATE 17,80 : PRINT "
";
1400 LOCATE 18, 1 : PRINT "
";
1410 LOCATE 18,80 : PRINT "
";
1420 LOCATE 19, 1 : PRINT "
";
1430 LOCATE 19,80 : PRINT "
";
1440 LOCATE 20, 1 : PRINT "
";
1450 LOCATE 20,80 : PRINT "
";
1460 LOCATE 21, 1 : PRINT "
";
1470 LOCATE 21,80 : PRINT "
";
1480 LOCATE 22, 1 : PRINT "
";
1490 LOCATE 22,60 : PRINT "MARZO DE 1989
";

```

```

1500 LOCATE 23, 1 : PRINT " ";
1510 LOCATE 23,80 : PRINT " ";
1520 LOCATE 24, 1 : PRINT " ";
1530 LOCATE 23,60 : INPUT "<CONTINUA>";A$
1540 LOAD"FO5",R
4000 REM Screen Code (print subroutine)
4010 COLOR 7,1
4015 CLS
4020 LOCATE 1, 1 : PRINT " ";
4030 LOCATE 2, 1 : PRINT " ";
4040 LOCATE 2,80 : PRINT " ";
4050 LOCATE 3, 1 : PRINT " ";
4060 LOCATE 3,12 : PRINT "CENTRO DE INVESTIGACION CIENTIFICA Y DE EDUCACION SUP
ERIOR ";
4070 LOCATE 3,80 : PRINT " ";
4080 LOCATE 4, 1 : PRINT " ";
4090 LOCATE 4,27 : PRINT "DE ENSENADA, BAJA CALIFORNIA";
4100 LOCATE 4,80 : PRINT " ";
4110 LOCATE 5, 1 : PRINT " ";
4120 LOCATE 5,80 : PRINT " ";
4130 LOCATE 6, 1 : PRINT " ";
4140 LOCATE 6,35 : PRINT "CICESE";
4150 LOCATE 6,80 : PRINT " ";
4160 LOCATE 7, 1 : PRINT " ";
4170 LOCATE 7,80 : PRINT " ";
4180 LOCATE 8, 1 : PRINT " ";
4190 LOCATE 8,18 : PRINT "DEPARTAMENTO DE ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES";
4200 LOCATE 8,80 : PRINT " ";
4210 LOCATE 9, 1 : PRINT " ";
4220 LOCATE 9,80 : PRINT " ";
4230 LOCATE 10, 1 : PRINT " ";
4240 LOCATE 10,80 : PRINT " ";
4250 LOCATE 11, 1 : PRINT " ";
4260 LOCATE 11,80 : PRINT " ";
4270 LOCATE 12, 1 : PRINT " ";
4280 LOCATE 12,12 : PRINT "PROGRAMA DE DISEÑO DE ENLACES PARA REDES LOCALES DE D
ATOS";
4290 LOCATE 12,80 : PRINT " ";
4300 LOCATE 13, 1 : PRINT " ";
4310 LOCATE 13,29 : PRINT "SOBRE FIBRAS OPTICAS";
4320 LOCATE 13,80 : PRINT " ";
4330 LOCATE 14, 1 : PRINT " ";
4340 LOCATE 14,80 : PRINT " ";
4350 LOCATE 15, 1 : PRINT " ";
4360 LOCATE 15,80 : PRINT " ";
4370 LOCATE 16, 1 : PRINT " ";
4380 LOCATE 16,12 : PRINT "¿Qué tipo de cálculo deseas?";
4390 LOCATE 16,80 : PRINT " ";
4400 LOCATE 17, 1 : PRINT " ";
4410 LOCATE 17,80 : PRINT " ";
4420 LOCATE 18, 1 : PRINT " ";
4430 LOCATE 18,12 : PRINT "1) Longitud de Enlace";
4440 LOCATE 18,80 : PRINT " ";

```

```

4450 LOCATE 19, 1 : PRINT " ";
4460 LOCATE 19,12 : PRINT "2) Potencia Acoplada Requerida";
4470 LOCATE 19,80 : PRINT " ";
4480 LOCATE 20, 1 : PRINT " ";
4490 LOCATE 20,12 : PRINT "3) Regresa a DOS";
4500 LOCATE 20,80 : PRINT " ";
4510 LOCATE 21, 1 : PRINT " ";
4520 LOCATE 21,80 : PRINT " ";
4530 LOCATE 22, 1 : PRINT " ";
4540 LOCATE 22,48 : PRINT "Opción (1..3):";
4550 LOCATE 22,80 : PRINT " ";
4560 LOCATE 23, 1 : PRINT " ";
4570 LOCATE 23,80 : PRINT " ";
4580 LOCATE 24, 1 : PRINT " ";
4590 LOCATE 22,48 : INPUT "Opción (1..3):";A
4600 IF A=1 THEN LOAD"FO3",R
4610 IF A=2 THEN LOAD"FO4",R
4615 IF A=3 THEN SYSTEM
4620 GOTO 4000
5 CLS
10 PRINT
20 INPUT " ¿Potencia Acoplada a la fibra (dBm)";PA
40 INPUT " ¿Potencia mínima de recepción (dBm)";PP
60 INPUT " ¿Anchura espectral del LED (nm)";DL
80 INPUT " ¿Ancho de Banda de la Señal (MHz)";AB
90 PRINT
100 PRINT " Los cálculos pueden ser desarrollados para fibras de 50/125 um,"
110 PRINT " 62.5/125 um y 100/140 um de calidad media, las cuales tendrían"
120 PRINT " una dispersión del material de 100 ps/Km-nm."
130 PRINT
135 PRINT " Las pérdidas por penalización se han considerado de 1 dB"
136 I=1
140 PRINT
150 PRINT " Las fibras utilizadas tienen las siguientes características:"
160 PRINT
170 PRINT " VALORES COMERCIALES DE LAS FIBRAS OPTICAS"
171 PRINT " Núcleo/Cubierta Coeficiente de Atenuación Apertura Ancho de Ba
nda"
173 PRINT " um (dB/Km) @ 850 nm Numérica mínimo @850
nm"
174 PRINT " mínimo típico máximo NA MHz-Km"
180 PRINT " 50/125 3 4 5 0.2 500"
190 PRINT " 62.5/125 4 5 7 0.21 250"
200 PRINT " 100/140 3.5 6 8 0.29 50"
210 PRINT
220 INPUT " ¿Atenuación en la fibra (dB/Km)";A
221 PRINT
222 INPUT " ¿Cuál es el Ancho de Banda de la Fibra (MHz-Km)";ABF
223 SR=25
230 PRINT
231 PRINT " El tiempo de subida del sistema es considerado como 25 nseg tal como
establece la red Ethernet"
232 INPUT " ¿Cuál es el tiempo de subida del LED (nseg)";LR
233 INPUT " ¿Cuál es el tiempo de subida del PIN (nseg)";PR

```

```

234 PRINT
236 SR=25
240 CLS
250 LA=(PA-PP-I)/(A)
260 LD= 439.45/(AB#DL#.1)
265 LBW=ABF#SDR(SR^2-1.21#LR^2-1.21#PR^2)#(1000000!)*(1E-09)/.385
270 PRINT
271 PRINT "
"
280 PRINT " La longitud máxima permitida por Atenuación es:";LA;"Km"
290 PRINT " "
300 PRINT " La longitud máxima por Dispersión es:";LD;"Km "
310 IF LA<LD THEN LM=LA ELSE LM=LD
315 IF LM>LBW THEN LM=LBW
316 PRINT " "
317 PRINT " La longitud máxima por Ancho de Banda y Tiempos de Subida es:";LBW;
"Km"
320 PRINT " "
330 PRINT " La longitud máxima permitida por los dispositivos es:";LM;"Km "
335 PRINT "
"
340 PRINT:PRINT
341 PRINT "
342 IF LM > 0 THEN PRINT " El enlace puede ser llevado a cabo con estos disposit
ivos " ELSE PRINT " El enlace no puede ser llevado a cabo con estos disposi
tivos "
343 PRINT "
"
344 PRINT:PRINT
350 INPUT "¿Quieres repetir el cálculo (S/N)";A$
355 PRINT:PRINT:PRINT
360 IF A$="S" THEN 5
370 LOAD"fo5",R
10 CLS
20 PRINT
30 PRINT " Esta parte del programa calcula la potencia acoplada necesaria "
40 PRINT " para no saturar al PIN receptor, también calcula los tiempos de "
50 PRINT " subida del sistema, este cálculo puede ser desarrollado para - "
60 PRINT " fibras de 50/125, 62.5/125 y 100/140 um."
70 PRINT
80 INPUT "¿Potencia de recepción máxima (dBm)";PX
100 INPUT "¿Potencia de recepción mínima (dBm)";PM
110 PRINT
120 PRINT " Las pérdidas por penalización se consideran del orden de 1 dB"
130 I=1
140 PRINT
150 PRINT " VALORES COMERCIALES DE LAS FIBRAS OPTICAS"
170 PRINT " núcleo/cubierta coeficiente de atenuación apertura Ancho de Ba
nda"
180 PRINT " um (dB/Km) @ 850 nm numérica mínimo @850
nm"
190 PRINT "
mínimo típico máximo NA MHz-Km"
200 PRINT " 50/125 3 4 5 0.2 500"
210 PRINT " 62.5/125 4 5 7 0.21 250"
220 PRINT " 100/140 3.5 6 8 0.29 50"
230 PRINT
240 INPUT "¿Cuál es la atenuación máxima en la fibra (dB/Km)";AX

```

```

260 INPUT "¿Cuál es la atenuación mínima en la fibra (dB/Km)";AM
280 INPUT "¿Cuál es la longitud del enlace (Km)";L
300 INPUT "¿De cuanto es el ancho de banda de la fibra (MHz-Km)";AB
310 TX=PX+L*AM+I
320 TM=PM+L*AX+I
340 INPUT "¿Cuál es el tiempo de subida del LED (nseg)";LR
360 INPUT "¿Cuál es el tiempo de subida del PIN (nseg)";PR
370 PRINT
380 FR=350/(AB/L)
390 TR=SQR(LR^2+PR^2+FR^2)
400 CLS
410 PRINT "
"
420 PRINT " La potencia máxima acoplada debe ser:";TX;"dBm"
430 PRINT " "
440 PRINT " La potencia mínima acoplada debe ser:";TM;"dBm"
450 PRINT " "
452 PRINT " El tiempo de subida en la fibra es:";FR;"nseg"
453 PRINT " "
460 PRINT " El tiempo total de subida del sistema es:";TR;"nseg"
461 PRINT "
"
470 PRINT :PRINT:PRINT:PRINT
480 INPUT "¿Quieres realizar otro cálculo (S/N)";A$
490 IF A$="S" THEN 10
500 LOAD"fo5",R

```

REM+NU

```
1000 OPTION BASE 1
1030 COM W(512),INTEGER N
1060 DIM P$(200),W$(4100)
1090 REMOTE 710
1120 OUTPUT 710 ;"WBYTE@42,1,63:
"
1150 OUTPUT 710 ;"P/W SENDX"
1180 ENTER 710 ; H@ Z1=0
1240 OUTPUT 710 ;"HSCL SENDX"
1270 ENTER 710 ; H@ X=10*H/N
1300 OUTPUT 710 ;"VSCL SENDX"
1330 ENTER 710 ; Y
1360 OUTPUT 710 ;"VZR SENDX"
1390 ENTER 710 ; Z@ Z2=-(Y*Z)
1420 P$="WFMPRE ENCDG:ASC,NR,PT"
1450 T$=VAL$(N) @ P$=P$&T$
1480 P$=P$&",PT.FMT:Y,XZERO:"
1510 T$=VAL$(Z1) @ P$=P$&T$
1540 P$=P$&",XINCR:"
1570 T$=VAL$(X) @ P$=P$&T$
1600 P$=P$&",XUNIT:S,YZERO:"
1630 T$=VAL$(Z2) @ P$=P$&T$
1660 P$=P$&",YMULT:"
1690 T$=VAL$(Y) @ P$=P$&T$
1720 P$=P$&",YUNIT:V;CURVE"
1750 OUTPUT 710 ;"@ WFM SENDX"
1780 ENTER 710 ; P#@ PRINT P$
1810 ENTER 710 ; W$
1840 GOSUB 2320
1870 MOVE N/20,.9
1900 LABEL VAL$(Y)&"V/"
1930 MOVE .55*N,.9
1960 LABEL VAL$(H)&"S/"
1990 MOVE 1,0
2020 L1=LEN("CURVE") @ J=L1+1
2050 FOR I=1 TO N-1 @ V$=""
2080 IF W$(J,J)=", " THEN 2170
2110 V$=V$&W$(J,J)
2140 J=J+1 @ GOTO 2080
2170 J=J+1 @ W(I)=VAL(V$)/4
2200 DRAW I,W(I) @ NEXT I
2230 V$=W$(J,J) @ W(N)=VAL(V$)/4
2260 DRAW N,W(N) @ BEEP 300,100
2270 PAUSE
2290 GOTO 2920
2320 PEN 1 @ GCLEAR
2350 SCALE 1,N,-1,1
2380 FOR I=1 TO 9
2410 XAXIS (I-5)/4
2440 NEXT I
2470 YAXIS 1
2500 FOR I=1 TO 10
2530 YAXIS N*I/10
2560 NEXT I
2620 RETURN
2920 REM CHAIN "CREATE"
2950 END
```

A.II DATOS DE FABRICANTES



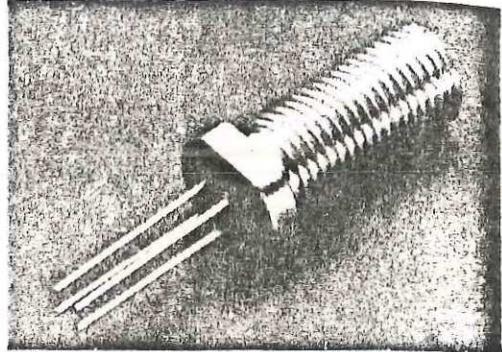
**HEWLETT
PACKARD**

40 MBd MINIATURE FIBER OPTIC RECEIVER

HFBR-2204

Features

- DATA RATES UP TO 40 MBd
- HIGH OPTICAL COUPLING EFFICIENCY
- RUGGED, MINIATURE METAL PACKAGE
- COMPATIBLE WITH SMA STYLE CONNECTORS
- VERSATILE ANALOG RECEIVER OUTPUT
- 25 MHz ANALOG BANDWIDTH



Applications

- DATA ACQUISITION AND PROCESS CONTROL
- SECURE DATA COMMUNICATION
- EMC REGULATED SYSTEMS (FCC/VDE)
- EXPLOSION PROOF SYSTEMS
- WEIGHT SENSITIVE SYSTEMS (e.g., AVIONICS, MOBILE STATIONS)
- VIDEO TRANSMISSION

Description

The HFBR-2204 Receiver is capable of data rates up to 40 MBd at distances greater than 1 km when used with cable and HFBR-1202/4 Transmitters. The HFBR-2204 Receivers contains a discrete PIN photodiode and preamplifier IC.

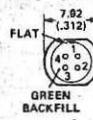
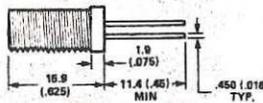
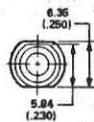
The signal from this simple analog receiver can be optimized for a variety of transmission requirements. For example, the circuits in Application Bulletin 73 add low-cost external components to achieve logic compatible signal levels optimized for various data formats and data rates.

Each of these fiber optic components uses the same rugged, lensed, miniature package. This package assures a consistent, efficient optical coupling between the active devices and the optical fiber.

The HFBR-2204 Receiver is compatible with SMA style connectors, types A and B (see Figure 11 and HP's 100/140 μm SMA connected cable assemblies. HP's 100/140 μm fiber optic cable can be ordered with or without connectors.

Mechanical Dimensions

HFBR-2204 RECEIVER



PIN	FUNCTION
1	CASE
2	SIGNAL
3	COMMON
4	Vcc

DIMENSIONS IN MILLIMETRES (INCHES)
UNLESS OTHERWISE SPECIFIED, THE TOLERANCES ARE:
X \pm .51 mm (.02 IN)
XX \pm .13 mm (.005 IN)

Electrical Description

The HFBR-2204 Fiber Optic Receiver contains a PIN photodiode and low noise transimpedance pre-amplifier hybrid circuit with an inverting output (see note 10). The HFBR-2204 receives an optical signal and converts it to an analog voltage. The output is a buffered emitter-follower. Because the signal amplitude from the HFBR-2204 Receiver is much larger than from a simple PIN photodiode, it is less susceptible to EMI, especially at high signal rates.

The frequency response is typically dc to 25 MHz. Although the HFBR-2204 is an analog receiver, it is easily made compatible with digital systems (see Application Bulletin 73). Separate case and signal ground leads are provided for maximum design flexibility.

It is essential that a bypass capacitor (0.01 μ F to 0.1 μ F ceramic) be connected from Pin 4 (Vcc) to Pin 3 (circuit common) of the receiver. Total lead length between both ends of the capacitor and the pins should be less than 20 mm.

Mechanical Description

The HFBR-2204 Fiber Optic Receiver is housed in a miniature package intended for use with HP's 100/140 μ m SMA connected cable assemblies. This package has important performance advantages:

1. Precision mechanical design and assembly procedures assure the user of consistent high efficiency optical coupling.
2. The lens is suspended to avoid contact with the active devices, thereby assuring improved reliability.

3. The versatile miniature package is easy to mount. This low profile package is designed for direct mounting on printed circuit boards or through panels without additional heat sinking.

A complete mounting hardware package is available for horizontal PCB applications, including a snap-on metal shield for harsh EMI/ESD environments.

Good system performance requires clean port optics and cable ferrules to avoid obstructing the optical path. Clean compressed air often is sufficient to remove particles of dirt; Methanol or Freon on a cotton swab also works well.

Note:

When installing connected cable on the optical port, do not use excessive force to tighten the nut. Finger tightening is sufficient to ensure connecting integrity, while use of a wrench may cause damage to the connector or the optics.

System Design Considerations

For additional information, see Application Bulletin 73.

OPTICAL POWER BUDGETING

The HFBR-2204 Fiber Optic Receivers when used with the HFBR-1202 Fiber Optic Transmitter can be operated at a signalling rate of more than 40 MBd over a distance greater than 1000 metres (assuming 8 dB/km cable attenuation). For shorter transmission distances, power consumption can be reduced by decreasing Transmitter drive current. At a lower data rate, the transmission distance may be increased by applying bandwidth-filtering at the output of the HFBR-

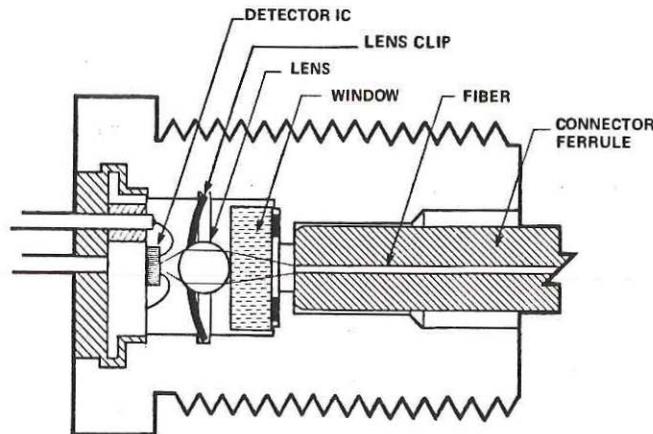


Figure 1. Cross Sectional View



2204 Receiver; since noise is reduced as the square root of the bandwidth, the sensitivity of the circuit is proportionately improved provided these two conditions are met:

- input-referred noise of the follow on circuit is well below the filtered noise of the Receiver
- logic comparator threshold is reduced in the same proportion as the noise reduction

As an example, consider a link with a maximum data rate of 10 MBd (e.g., 5 Mb/s Manchester); this requires a 3 dB bandwidth of only 5 MHz. For this example, the input-referred rms noise voltage of the follow-on circuit is 0.03 mV. The equivalent optical noise power of the complete receiver (P_{NO}) is given by:

$$P_{NO} = [(V_{NO})^2 (B/B_0) + (V_{NI})^2]^{0.5} / R_P$$

- V_{NO} = rms output noise voltage of the HFBR-2203/04 with no bandwidth filtering
- V_{NI} = input-referred rms noise voltage of the follow-on circuit
- B = filtered 3 dB bandwidth
- B_0 = Unfiltered 3dB bandwidth of the HFBR-2203/04 (25 MHz)
- R_P = optical-to-electrical responsivity ($mV/\mu W$) of the HFBR-2240

Note that noise adds in an rms fashion, and that the square of the rms noise voltage of the HFBR-2204 is reduced by the bandwidth ratio, B/B_0 .

From the receiver data (Electrical/Optical Characteristics) taking worst-case values, and applying NO bandwidth filtering ($B/B_0 = 1$):

$$P_{NO} = \frac{[(0.43)^2 + (0.03)^2]^{0.5} mV}{4.6 mV/\mu W} = 0.094 \mu W \text{ or } -40.3 \text{ dBm}$$

To ensure a bit error rate less than 10^{-9} requires the signal power to be 12 times larger (+11 dB) than the rms noise as referred to the Receiver input. The minimum Receiver input power is then:

$$P_{RMIN} = P_{NO} + 11 \text{ dB} = -29.3 \text{ dBm}$$

With the application of a 5 MHz low-pass filter, the bandwidth ratio becomes:

$$B/B_0 = 5 \text{ MHz}/25 \text{ MHz} = 0.2$$

Note that 25 MHz should be used for the total noise bandwidth of the HFBR-2204. Inserting this value of the bandwidth ratio in the expressions for P_{NO} and P_{RMIN} above yields the results:

$$P_{NO} = 0.042 \mu W \text{ or } -43.8 \text{ dBm} \text{ and } P_{RMIN} = -32.8 \text{ dBm}$$

Given the HFBR-1202 Transmitter optical power $P_T = -18 \text{ dBm}$ at $I_F = 40 \text{ mA}$, and allowing a 3 dB margin, a

minimum optical power budget of 11.8 dB is obtained:

$$[-18 \text{ dBm} - 3 \text{ dB} - (-32.8 \text{ dBm})] = 11.8 \text{ dB}$$

Using 8 dB/km optical fiber, this translates into a minimum link length of 1475 metres (typical link power budget for this configuration is approximately 17.2 dB or 3130 metres with 5.5 dB/km fiber).

BANDWIDTH

The bandwidth of the HFBR-2204 is typically 25 MHz. Over the entire temperature range of -40°C to $+85^\circ \text{C}$, the rise and fall times vary in an approximately linear fashion with temperature. Under worst case conditions, t_r and t_{fa} , reach a maximum of 26 ns, which translates to a 3 dB bandwidth of:

$$f_{3dB} = \frac{350}{t_r} = \frac{350}{26 \text{ ns}} = 13.5 \text{ MHz}$$

The receiver response is essentially that of a single-pole system, rolling off at 6 dB/octave. In order for the receiver to operate up to 40 MBd even though its worst case 3 dB bandwidth is 13.5 MHz, the received optical power must be increased by 3 dB to compensate for the restricted receiver transmission bandwidth.

PRINTED CIRCUIT BOARD LAYOUT

When operating at data rates above 10 MBd, standard PC board precautions should be taken. Lead lengths greater than 20 mm should be avoided whenever possible and a ground plane should be used. Although transmission line techniques are not required, wire wrap and plug boards are not recommended.

OPERATION WITH HEWLETT-PACKARD TRANSMITTERS

Hewlett-Packard offers two transmitters compatible with the HFBR-2204 Link performance with each transmitter is shown below for 25°C operation with HP's 100/140 μm glass fiber cable. See product data sheets for further information.

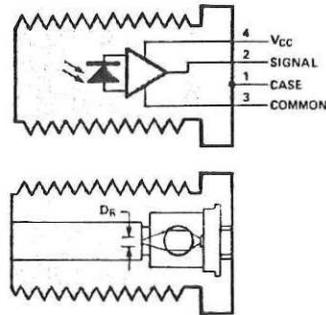
	HFBR-1202 -17 dBm Coupled Optical Power	HFBR-1204 -9.8 dBm Coupled Optical Power
HFBR-2204 -27 dBm Sensitivity	1200 m 40 MBd	2100 m 40 MBd
HFBR-2204 -32 dBm Sensitivity	1800 M 10 MBd	2800 M 10 MBd

HFBR-2204 RECEIVER

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Min.	Max.	Unit	Reference
Storage Temperature	T _S	-55	85	°C	
Operating Temperature	T _A	-40	85	°C	Note 9
Lead Soldering Cycle	Temp.		260	°C	Note 1
	Time		10	sec	
Case Voltage	V _{CASE}		25	V	
Signal Pin Voltage	V _{SIGNAL}	-0.5	1	V	
Supply Voltage	V _{CC}	-0.5	7.0	V	

HFBR-2204 RECEIVER



Electrical/Optical Characteristics

-40°C to +85°C; 4.75 ≤ V_{CC} ≤ 5.25; R_{LOAD} = 511Ω unless otherwise specified

Parameter	Symbol	Min.	Typ. ^[4]	Max.	Unit	Conditions	Reference
Responsivity	R _P	5.1	7	10.9	mV/μW	T _A = 25°C at 820 nm	Note 10 Figure 3
		4.6		12.3	mV/μW	-40 ≤ T _A ≤ +85°C	
RMS Output Noise Voltage	V _{NO}		.30	.36	mV	T _A = 25°C, P _{IN} = 0 μW	Figures 4, 7
				.43	mV	-40 ≤ T _A ≤ 85°C, P _{IN} = 0 μW	
Peak Input Power	P _R			-12.6	dBm	T _A = 25°C	Note 2
				55	μW		
				-14	dBm	-40 ≤ T _A ≤ 85°C	
				40	μW		
Output Impedance	Z _O		20		Ω	Test Frequency = 20 MHz	
DC Output Voltage	V _{ODC}		.7		V	P _{IN} = 0 μW	
Power Supply Current	I _{CC}		3.4	6.0	mA	R _{LOAD} = ∞	
Equivalent N.A.	NA		.35				
Equivalent Diameter	D _R		250		μm		Note 3
Equivalent Optical Noise Input Power	P _N		-43.7	-40.3	dBm		
			.042	.094	μW		

Dynamic Characteristics

-40°C to +85°C; 4.75 ≤ V_{CC} ≤ 5.25; R_{LOAD} = 511Ω, C_{LOAD} = 13 pF unless otherwise specified

Parameter	Symbol	Min.	Typ. ^[7]	Max.	Units	Conditions	Reference
Rise/Fall Time, 10% to 90%	t _r , t _f		14	19.5	ns	T _A = 25°C P _{IN} = 10 μW Peak	Note 5
				26	ns	-40 ≤ T _A ≤ 85°C	Figures 8, 9
Pulse Width Distortion	t _{phl} - t _{plh}			2	ns	P _{IN} = 40 μW Peak	Figure 9
Overshoot			4		%	T _A = 25°C	Note 6 Figures 8, 9
Bandwidth			25		MHz		
Power Supply Rejection Ratio (Referred to Output)	PSRR		50		dB	at 2 MHz	Note 7 Figures 5, 6

Notes:

- 2.0 mm from where leads enter case.
- If P_{IN} < 40 μW, then pulse width distortion may increase. At P_{IN} = 80 μW and T_A = 80°C, some units have exhibited as much as 100 ns pulse width distortion.

FIBER OPTICS

Notes (cont.):

3. D_R is the effective diameter of the detector image on the plane of the fiber face. The numerical value is the product of the actual detector diameter and the lens magnification.
4. Typical specifications are for operation at $T_A = 25^\circ\text{C}$ and $V_{CC} = 5.0\text{V}$.
5. Input optical signal is assumed to have 10% - 90% rise and fall times of less than 6 ns.
6. Percent overshoot is defined as:

$$\frac{V_{PK} - V_{100\%}}{V_{100\%}} \times 100\% \quad \text{See Figure 16.}$$

7. Output referred P.S.R.R. is defined as

$$20 \log \left(\frac{V_{\text{POWER SUPPLY RIPPLE}}}{V_{\text{OUT RIPPLE}}} \right)$$

8. It is essential that a bypass capacitor (0.01 μF to 0.1 μF ceramic) be connected from pin 4 (V_{CC}) to pin 3 (circuit common) of the receiver. Total lead length between both ends of the capacitor and the pins should be less than 20 mm.
9. HP's 100/140 μm fiber cable is specified at a narrower temperature range, -20°C to 85°C .
10. $V_{OUT} = V_{ODC} - (R_P \times P_{IN})$.

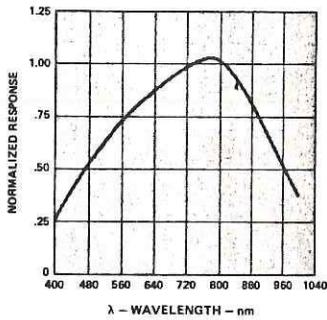


Figure 3. Receiver Spectral Response Normalized to 820 nm

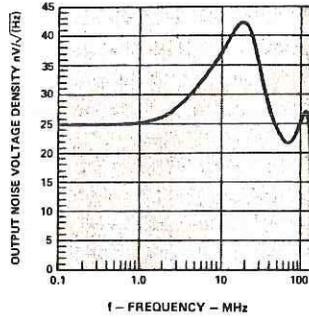


Figure 4. Receiver Noise Spectral Density

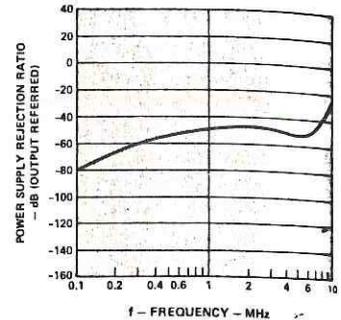


Figure 5. Receiver Power Supply Rejection vs. Freq.

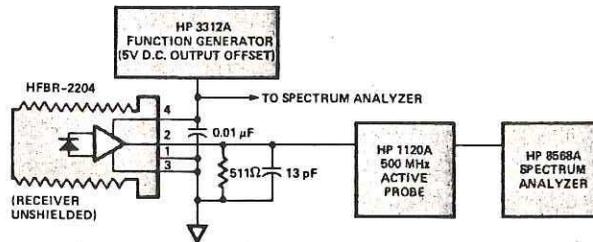


Figure 6. Power Supply Rejection Test Circuit

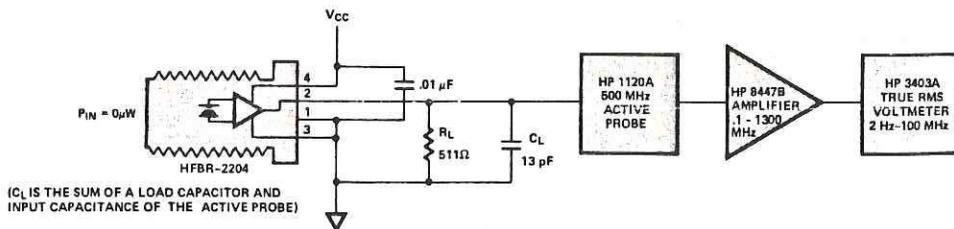


Figure 7. RMS Output Noise Voltage Test Circuit

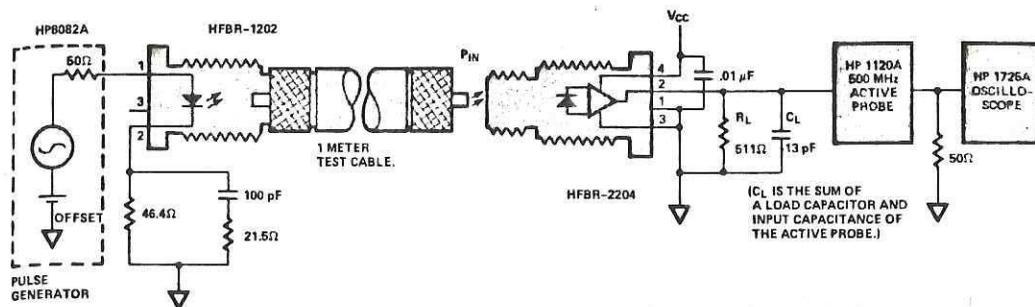


Figure 8. Rise and Fall Time Test Circuit

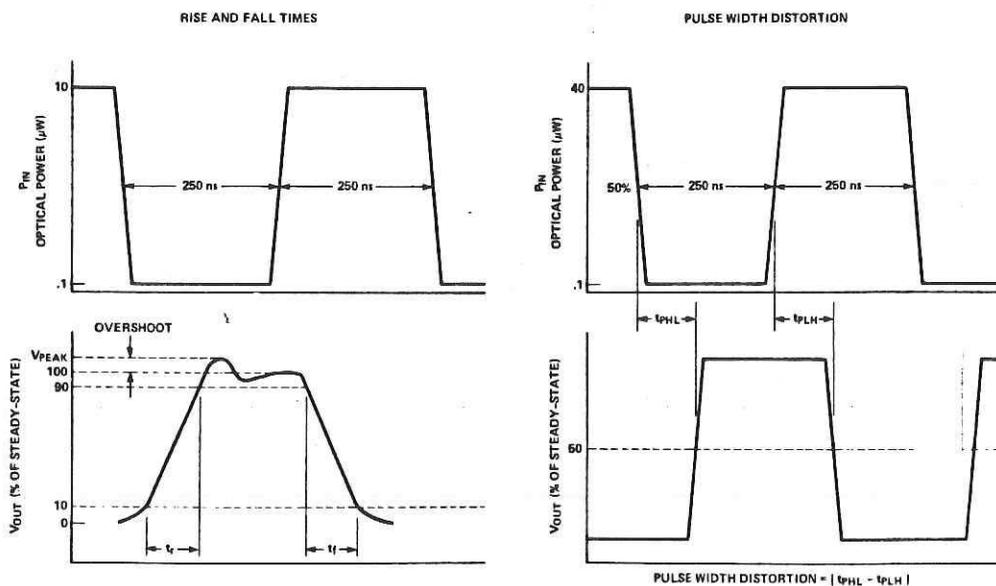
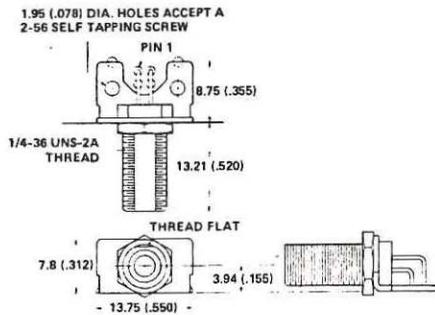


Figure 9. Waveform Timing Definitions

FIBER OPTICS

HFBR-2204 RECEIVER



RECEIVER PCB LAYOUT DIMENSIONS

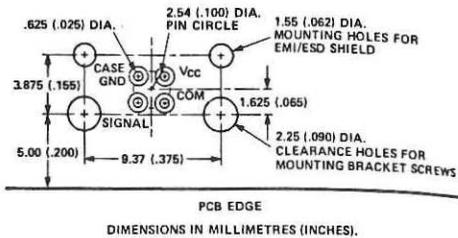


Figure 10. Mounting Dimensions

SMA STYLE CONNECTORS

TYPE A

(Used in HP's SMA Connected Cable Assemblies).

TYPE B

(Not Available from Hewlett-Packard)

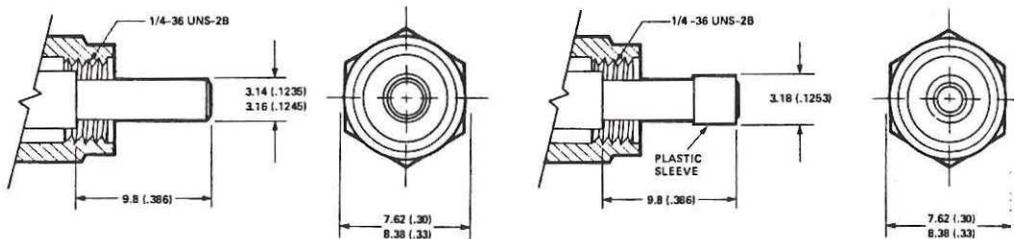


Figure 11. Fiber Optic Connector Styles

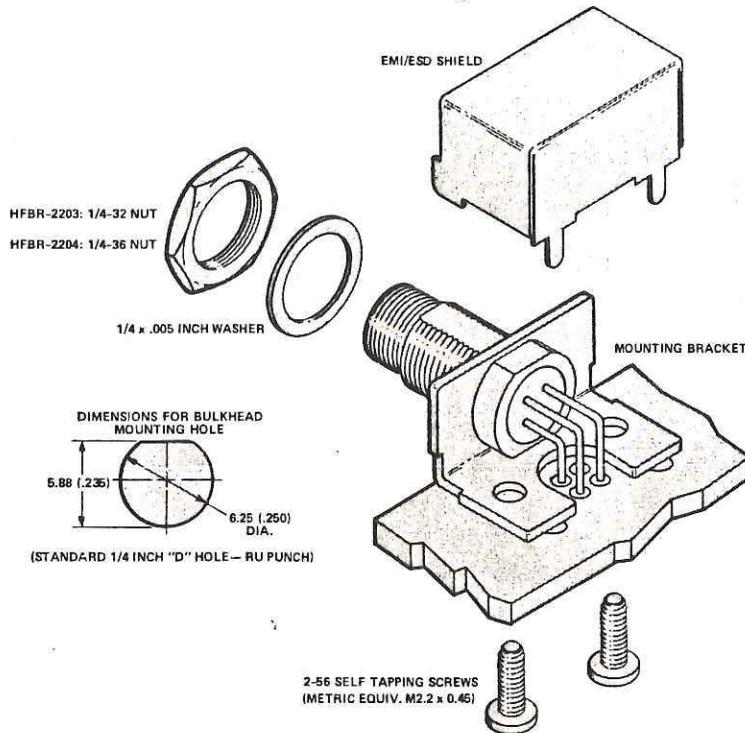
Horizontal PCB Mounting

Mounting at the edge of a printed circuit board with the lock nut overhanging the edge is recommended.

When bending the leads, avoid sharp bends right where the lead enters the backfill. Use needle nose pliers to support

the leads at the base of the package and bend the leads as desired.

When soldering, it is advisable to leave the protective cap on the unit to keep the optics clean.



MOUNTING HARDWARE: HFBR-4202 (HFBR-2204)

- 1 EMI/ESD SHIELD
- 1 1/4-36 NUT
- 1 1/4 x .005 INCH WASHER
- 2 2-56 SELF TAPPING SCREWS
- 1 MOUNTING BRACKET

Ordering Guide

Transmitter: HFBR-1202 (SMA Connector Compatible)
HFBR-1204 (SMA Connector Compatible)

Receiver: HFBR-2204 (SMA Connector Compatible)

Mounting Hardware: HFBR-4202 (SMA Connector Compatible)

CENTRONIC

TECHNICAL DATA SHEET

BPX-65

HIGH SPEED PHOTODIODE

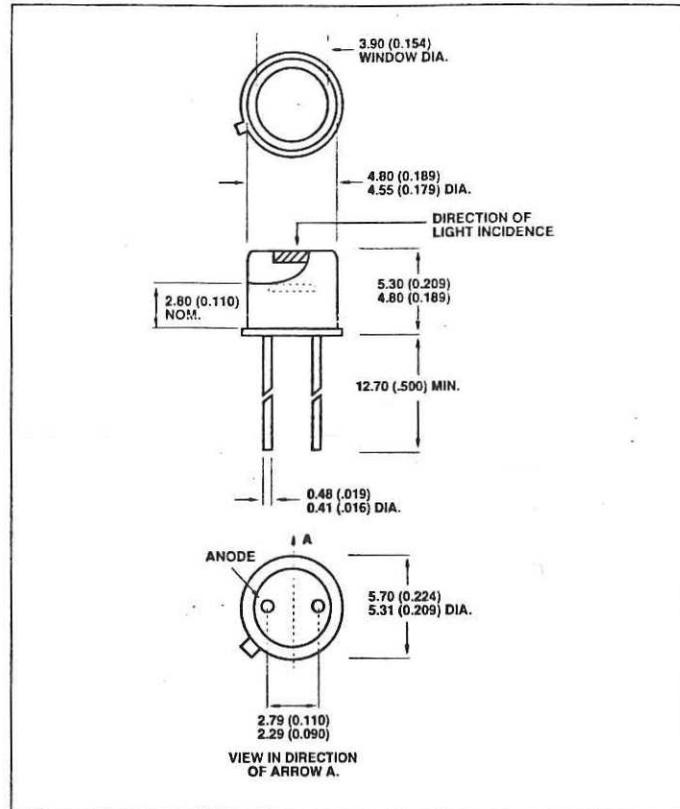
The BPX65 is a high speed, high quality silicon photodetector which is manufactured in large quantity and offers an excellent price-to-performance ratio. Its high frequency response, sensitivity and low cost make the BPX65 suitable for applications including fiber optic communications, shaft encoders, computer light pens, and laser instrumentation.

The photodetector consists of a 1mm² active element mounted in a hermetically sealed TO-18 equivalent package. The cathode is connected to the case, although a special isolated version, the BPX65R, is available upon request. This device however utilizes a three-lead TO-18 package, unlike the two-lead version shown in the diagram.

This device is available in a special package for fiber optic applications (the AX65-R2F), with an epoxy covering (the X65-EB), or even in chip form. Centronic can also supply the chip in a special custom-designed package and manufacture the device to MIL SPEC.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Storage Temperature	-55°C to +125°C
Operating Temperature	-50°C to +120°C
Temperature Coefficient	0.2% per °C
Active Element Dimensions	1mm x 1mm
Recommended Wavelength Range	400nm to 1000nm
High Frequency Response	up to 100 MHz
Field of View	74°C



ELECTRO-OPTICAL SPECIFICATIONS*	MIN.	TYPICAL	MAX.	UNITS
Peak Sensitivity			850	nm
Operating Voltage			50	V
Power Dissipation (at 25°C)			250	mW
Illumination Level for Saturation			5	W/cm ²
Peak DC Current			10	mA
Peak Pulse Current (us, 1% duty cycle)			200	mA
Response Linearity (to better than 1%)		up to 7.5		mW/cm ²
Responsivity at 450nm		0.20		A/W
at 900nm	0.52	0.55		A/W
at 1064nm		0.15		A/W
Risetime (measured at 900nm) (Vr=20V)		3 to 4		ns
Capacitance (Vr = 0V)		15		pF
Capacitance (Vr = 20V)		3.5	4.0	pF
Dark Current (Vr = 20V)		1.0	5.0	nA
NEP at 900nm (Vr = 20V)		3.3 x 10 ⁻¹⁴		WHz ^{-1/2}
Photosensitivity (at color temp of 2856°K) (Vr = 20V)		6		nA/LUX

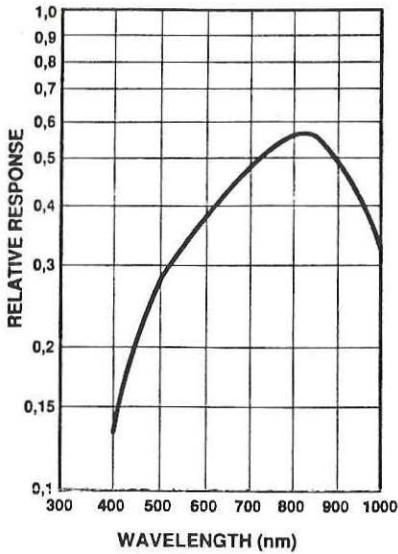
* All the parameters are characteristic of a photodiode operating at 23°C, and connected to a load resistance of 50ohms (where appropriate).

CENTRONIC INC.
E-O Division

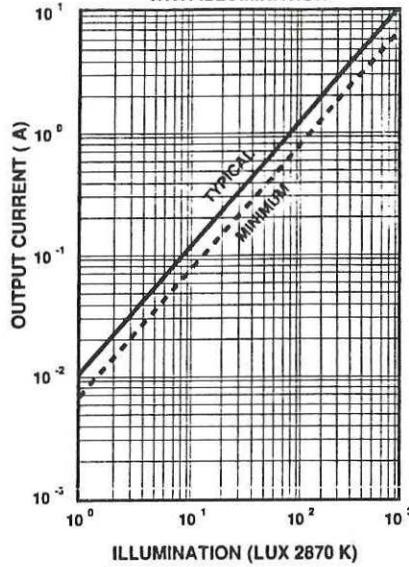
Morgan
ELECTRONICS DIVISION

1829-B DeHavilland Dr. • Newbury Park, California 91320-1702 • (805) 499-5902 • FAX: (805) 499-7770

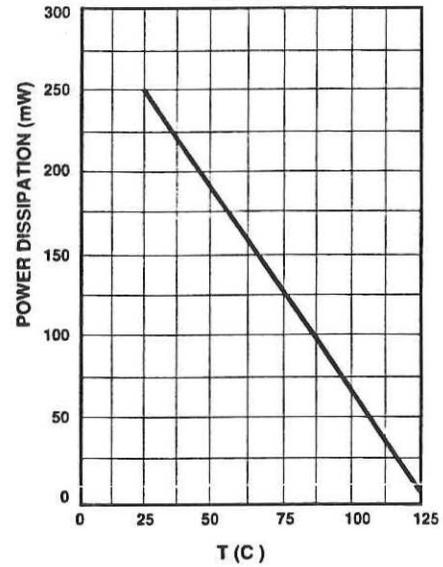
TYPICAL SPECTRAL RESPONSE CURVE



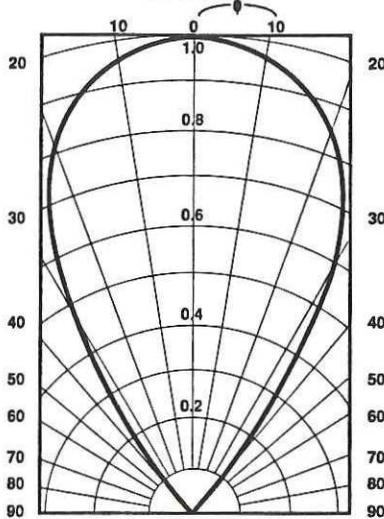
VARIATION OF OUTPUT CURRENT WITH ILLUMINATION



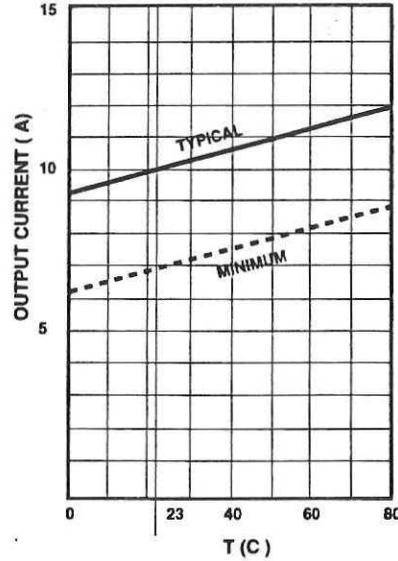
PERMISSIBLE POWER DISSIPATION CURVE



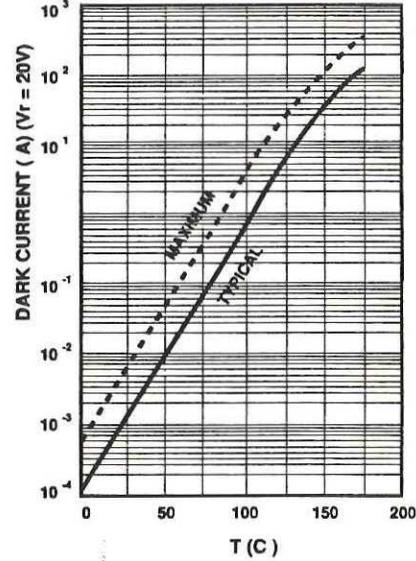
POLAR SENSITIVITY CURVE OF DIODE



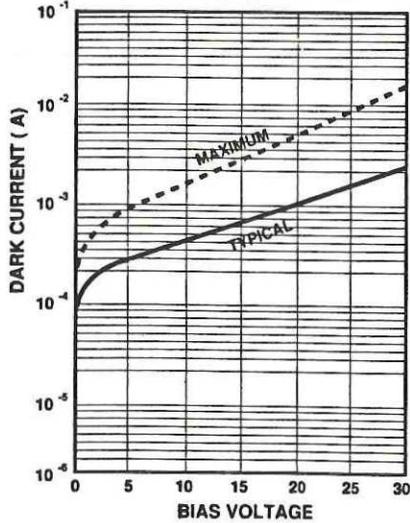
VARIATION OF OUTPUT CURRENT WITH TEMPERATURE



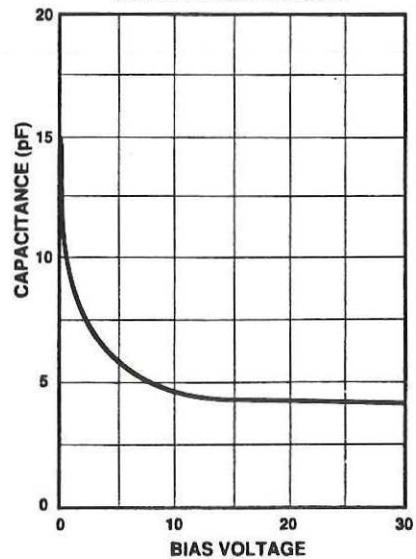
VARIATION OF DARK CURRENT WITH DIODE TEMPERATURE



VARIATION OF DIODE DARK CURRENT WITH REVERSE VOLTAGE



VARIATION OF DIODE CAPACITANCE WITH REVERSE VOLTAGE





**HEWLETT
PACKARD**

HIGH EFFICIENCY FIBER OPTIC TRANSMITTER

HFBR-1204

Features

- OPTICAL POWER COUPLED INTO 100/140 μm FIBER CABLE
 - 9.8 dBm Guaranteed at 25° C
 - 7.4 dBm Typical
- FACTORY ALIGNED OPTICS
- RUGGED MINIATURE PACKAGE
- COMPATIBLE WITH SMA CONNECTORS

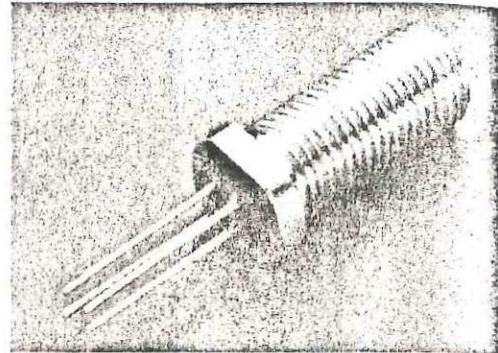
Description

The HFBR-1204 Fiber Optic Transmitter contains an etched-well 820 nm GaAlAs emitter capable of coupling greater than -10 dBm of optical power into HP's 100/140 μm SMA connected cable assemblies. This high power level is useful for fiber lengths greater than 1 km, or systems where star couplers, taps, or in-line connectors create large fixed losses.

Consistent coupling efficiency is assured by factory alignment of the LED with the mechanical axis of the package connector port. Power coupled into the fiber varies less than 5 dB from part to part at a given drive current and temperature. The benefit of this is reduced dynamic range requirements on the receiver.

High coupling efficiency allows the emitters to be driven at low current levels resulting in low power consumption and increased reliability of the transmitter. Another advantage of the high coupling efficiency is that a significant amount of power can still be launched into smaller fiber such as 50/125 μm (-19.1 dBm typ.).

The HFBR-1204 transmitter is housed in a rugged miniature package. The lens is suspended to avoid mechanical contact with the active devices. This assures improved reliability by eliminating mechanical stress on the die due to the lens. For increased ESD protection and design flexibility, both the anode and cathode are insulated from the case.



HFBR-1204 is compatible with SMA style connectors. The low profile package is designed for direct mounting on printed circuit boards or through panels without additional heat sinking. A complete mounting hardware package (HFBR-4202) is available for horizontal mounting on PCBs, including a snap-on metal shield for harsh EMI/ESD environments.

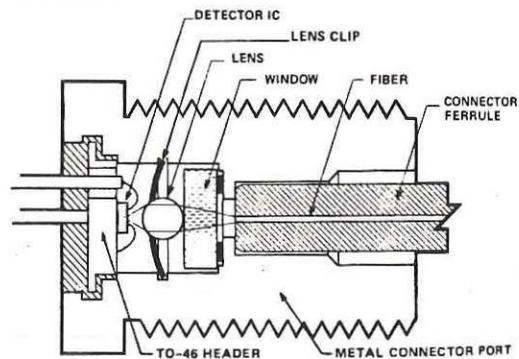
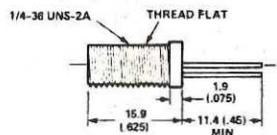
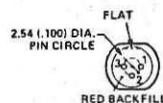


Figure 1. Cross Sectional View

Mechanical Dimensions



HFBR-1204



DIMENSIONS IN MILLIMETRES (INCHES)

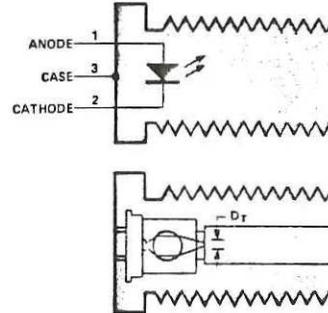
PIN	FUNCTION
1	ANODE
2	CATHODE
3	CASE

HFBR-1204 TRANSMITTER

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Min.	Max.	Unit	Reference
Storage Temperature	T_S	-55	+85	°C	
Operating Temperature	T_A	-40	+85	°C	Note 4
Lead Soldering Cycle	Temp.		+260	°C	Note 1
	Time		10	sec	
Forward Input Current	Peak	I_F, PK	100	mA	
	Average	I_F, AV	100	mA	
Reverse Input Voltage	V_R		1.0	V	
Voltage, Case-to-Junction	V_C		25	V	

HFBR-1204 TRANSMITTER



Electrical/Optical Characteristics -40°C to +85°C unless otherwise specified

Parameter	Symbol	Min.	Typ. ⁽²⁾	Max.	Units	Conditions	Reference
Forward Voltage	V_F	1.44	1.72	1.94	V	$I_F = 100$ mA	Figure 2
Forward Voltage Temperature Coefficient	$\Delta V_F / \Delta T$		-0.54		mV/°C	$I_F = 100$ mA	Figure 2
Reverse Breakdown Voltage	V_{BR}	1.0	3.1		V	$I_R = 100$ μ A	
Numerical Aperture	NA		0.38				
Optical Port Diameter	D_T		250		μ m		Note 3
Peak Emission Wavelength	λ_P		820		nm		Figure 5
Peak Output Optical Power Coupled into HP's 100/140 μ m SMA Connected Cable	P_T	-9.8	-7.4	-5.0	dBm	$I_F = 100$ mA	Figure 3, 4 Notes 4, 5, 6, 8
		105	182	316	μ W	$T_A = 25^\circ$ C	
		-11.2		-4.2	dBm	$I_F = 100$ mA	
		76		380	μ W	-40° C < T_A < 85° C	
Output Optical Power Coupled into 50/125 μ m Fiber	P_T	-19.1	-10.7		dBm	$I_F = 100$ mA	Figure 3, 4 Notes 5, 7
		12			μ W	$T_A = 25^\circ$ C	
Output Optical Power Coupled into Siacor 100/140 μ m Fiber Cable or Equivalent	P_T		-9.4		dBm	$I_F = 100$ mA $T_A = 25^\circ$ C	Figure 3, 4 Notes 5, 11
Optical Power Temperature Coefficient	$\Delta P_T / \Delta T$		-0.014		dB/°C	$I_F = 100$ mA	Figure 3
Case Isolation Resistance (Case to Pins 1 or 2)	R_{CASE}	1			M Ω	$V_{CASE} = 25$ V	
Thermal Resistance	θ_{JC}		90		°C/W		Note 9
Rise Time, Fall Time (10 to 90%)	t_r, t_f		11		nsec		Figure 6 Note 10

WARNING: OBSERVING THE TRANSMITTER OUTPUT POWER UNDER MAGNIFICATION MAY CAUSE INJURY TO THE EYE. When viewed with the unaided eye, the

infrared output is radiologically safe; however, when viewed under magnification, precaution should be taken to avoid exceeding the limits recommended in ANSI Z136.1-1981.

Notes:

- 2.0 mm from where leads enter case.
- Typical data at $T_A = 25^\circ$ C.
- D_T is measured at the plane of the fiber face and defines a diameter where the optical power density is within 10 dB of the maximum.
- HP's 100/140 μ m fiber cable specified at a narrower temperature range, -20° C to 85° C.
- Output Optical Power into connected fiber cable other than HP's Cable/Connector Assemblies may be different than specified

- because of mechanical tolerances of the connector, quality of the fiber surface and other variables.
- Measured at the end of 1.0 metre of HP's 100/140 μ m Fiber Optic Cable with large area detector and cladding modes stripped, terminated with the appropriate type of connector. This assembly approximates a Standard Test Fiber. The fiber NA is 0.28, measured at the end of greater than 300 metres length of fiber, the NA being defined as the sine of the half angle determined by the 5% intensity points.

7. Measured at the end of 1.0 metre 50/125 μm fiber with large area detector and cladding modes stripped, approximating a Standard Test Fiber. The fiber NA is 0.21, measured at the end of a 2.0 metre length, the NA being defined as the sine of the half angle determined by the 5% of peak intensity points.
8. When changing microwatts to dBm, the optical power is referenced to 1 milliwatt (1000 μW).
Optical Power, P (dBm) = $10 \log P (\mu\text{W})/1000 \mu\text{W}$
9. Thermal resistance is measured with the transmitter coupled to a connector assembly and mounted on a printed circuit board with the HFBR-4202 mounting hardware.
10. Measured with a 1 mA pre-bias current and terminated into a 50 ohm load.
11. Measured at the end of 1.0 metre Siecor 100/140 μm fiber cable or equivalent, with large area detector and cladding modes stripped, terminated with the appropriate type of connector. This assembly approximates a Standard Test Fiber. The fiber NA is 0.275, measured at the end of a 2.0 metre length, the NA being defined as the sine of the half angle determined by the 5% of peak intensity points.

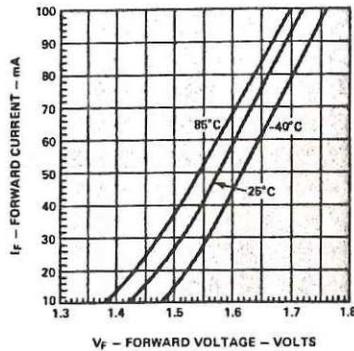


Figure 2. Forward Voltage and Current Characteristics

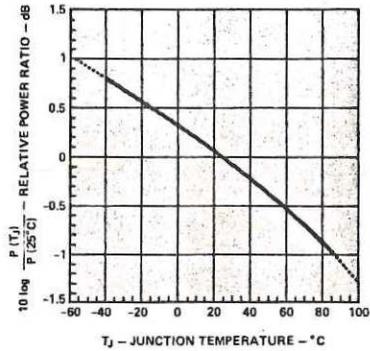


Figure 3. Normalized Thermal Effects in Transmitter Output

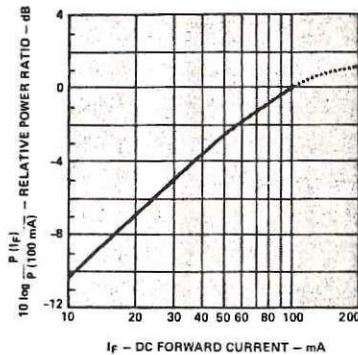


Figure 4. Normalized Transmitter Output vs. DC Forward Current

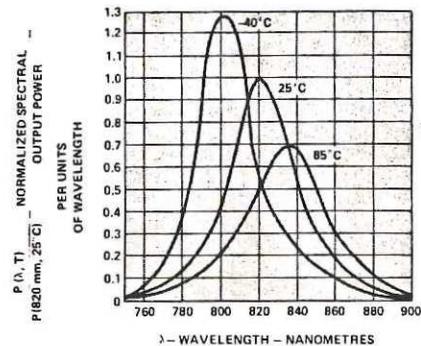


Figure 5. Transmitter Spectrum Normalized to the Peak at 25°C

Ordering Guide

Transmitter: HFBR-1204 (SMA Connector Compatible)

Mounting

Hardware: HFBR-4202 (SMA Connector Compatible)

Receiver: HFBR-2202 (5 MBaud, SMA Connector)
HFBR-2204 (40 MBaud, SMA Connector Compatible)

Fiber Optic Cable — see data sheets

High Speed Operation

Rise and fall times can be improved by using a pre-bias current and "speed-up" capacitor. A 1 mA pre-bias current will significantly reduce the junction capacitance and will couple less than -34 dBm of optical power into the fiber cable. The TTL compatible circuit in Figure 7 using a speed-up capacitor will provide typical rise and fall times of 10 ns.

$$I_{PEAK} = 100 \text{ mA} = \frac{V_{CC} - V_F}{34.9 \Omega}$$

$$I_{AVG} = 78 \text{ mA} = \frac{V_{CC} - V_F}{34.9 + 10 \Omega}$$

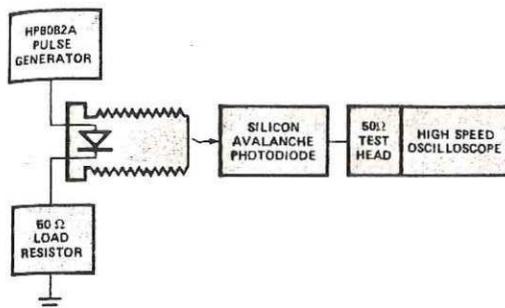


Figure 6. Test Circuit for Measuring t_r , t_f

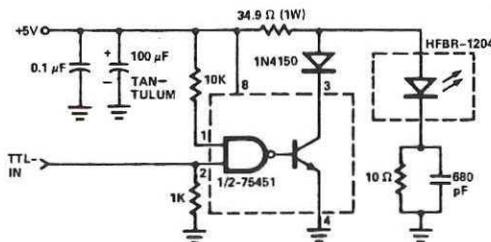


Figure 7. High Speed TTL Circuit

Link Design

With transmitter performance specified as power in dBm into a fiber of particular properties (core size, NA, and index profile), and receiver performance given in terms of the power in dBm radiated from the same kind of fiber, then the link design equation is simply:

$$(1) P_T - \ell \cdot \alpha_o = P_R$$

where

- P_T = transmitter power into fiber (dBm)
- ℓ = fiber (cable) length (km)
- α_o = fiber attenuation (dB/km)
- P_R = receiver power, from fiber, (dBm)

For transmitter input current in the range from 10 to 100 mA, the power varies approximately linearly:

$$(2) P_T = F_o + 10 \log (I/I_o)$$

where

- P_o = transmitter power specification (dBm) at I_o
- I_o = specified transmitter current (100 mA)
- I = selected transmitter current (mA)

To allow for the dynamic range limits of proper receiver performance, it is necessary that a link with maximum transmitter power and minimum attenuation does not OVERDRIVE the receiver and that minimum transmitter power with maximum attenuation does not UNDERDRIVE it. These limits can be expressed in a combination of the two equations above:

$$(3) P_o \text{ MAX} + 10 \log (I_{\text{MAX}}/I_o) - \ell \cdot \alpha_o \text{ MIN} < P_R \text{ MAX}$$

$$(4) P_o \text{ MIN} + 10 \log (I_{\text{MIN}}/I_o) - \ell \cdot \alpha_o \text{ MAX} > P_R \text{ MIN}$$

where

- $P_o \text{ MAX}, P_o \text{ MIN}$ = max., min. specified power from transmitter (dBm) at $I = I_o$
- $I_{\text{MAX}}, I_{\text{MIN}}$ = max., min. selected transmitter operating current (mA)
- $P_R \text{ MAX}, P_R \text{ MIN}$ = max., min. specified power at receiver (dBm)
- $\alpha_o \text{ MAX}, \alpha_o \text{ MIN}$ = max., min. attenuation (dB/km)

A more useful form of these equations comes from solving them for the current ratio, expressed in dB:

$$(5) 10 \log (I_{\text{MAX}}/I_o) < P_R \text{ MAX} - P_o \text{ MAX} + \ell \cdot \alpha_o \text{ MIN}$$

$$(6) 10 \log (I_{\text{MIN}}/I_o) > P_R \text{ MIN} - P_o \text{ MIN} + \ell \cdot \alpha_o \text{ MAX}$$

These are plotted in Figure 8 as the OVERDRIVE LINE, and UNDERDRIVE LINE, respectively for the following components:

- HFBR-1204 Transmitter $-11.2 < P_T < -4$ dBm
- HFBR-2204 Receiver (25 MHz) $-28.5 < P_R < 12.6$ dBm
- HFBR-2204 Receiver (2.5 MHz) $-35.5 < P_R < -12.6$ dBm
- HP's 100/140 μm Fiber Cable $4 < \alpha_o < 8$ dB/km

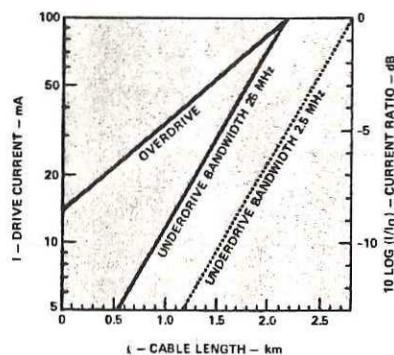
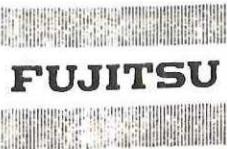


Figure 8. Link Design Limits.

These design equations take account only of the power loss due to attenuation. The specifications for the receiver and transmitter include loss effects in end connectors. If the system has other fixed losses, such as from directional couplers or additional in-line connectors, the effect is to shift both OVERDRIVE and UNDERDRIVE lines upward by the amount of the additional loss ratio.





AlGaAs HIGH DIRECTIVITY LIGHT EMITTING DIODES

FED073K1WA
FED086K1WA

FED073K1WA and FED086K1WA are high-directivity light-emitting diodes newly developed by Fujitsu's technology of high-reliability AlGaAs light-emitting diodes. Each diode is composed of AlGaAs double heterojunction chip and 500 μm -diameter sapphire ball attached to it. Small emitting region is located at focal plane of the sapphire lens, so that a high emission directivity is realized.

They can be used in various applications; measurement, process control, optical instrument, and wireless transmission. For a few kilometer fiber transmission, they can be also used with an optical connector.

FEATURES

- High directivity
- High power
- Wide bandwidth for direct modulation
- Linear light-current characteristics
- Wavelengths suited to Si photodiodes
- Stable operation over a wide temperature range
- Long life and high reliability
- Small package

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Parameters	Symbols	FED073K1WA	FED086K1WA	Unit
Storage temperature	T_{stg}	-50 to +90	-50 to +90	°C
Operating case temperature	T_{op}	-40 to +90	-40 to +90	°C
Forward current	I_F	150	150	mA
Reverse voltage	V_R	2	2	V

ELECTRICAL AND OPTICAL CHARACTERISTICS ($T_c = 25^\circ\text{C}$)

Parameters	Symbols	Test conditions	FED073K1WA			FED086K1WA			Unit	
			Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.		
Peak wavelength	λ_p	$I_F = 100\text{ mA}$	715	730	745	845	865	890	nm	
Spectral half-width	$\Delta\lambda$	$I_F = 100\text{ mA}$	—	25	—	—	45	—	nm	
Optical output power	P	$I_F = 100\text{ mA}$	5	10	—	6	10	—	mW	
Half angle at half maximum	$\theta_{\frac{1}{2}}$	$I_F = 100\text{ mA}$	—	± 5	—	—	± 5	—	degree	
Cutoff frequency	f_c	$I_F = 100\text{ mA}$ $+20\text{ mA}_{p-p}$	-1.5 dB from 1 MHz	5	20	—	15	35	—	MHz
			-3.0 dB from 1 MHz	—	40	—	—	70	—	
Forward voltage	V_F	$I_F = 100\text{ mA}$	—	—	2.8	—	—	2.3	V	
Capacitance	C_t	$f = 1\text{ MHz}, V_R = 0\text{ V}$	—	—	400	—	—	400	pF	

PACKAGE

Drawing No.	FED073K1WA	FED086K1WA
	(3)	(3)



AlGaAs HIGH DIRECTIVITY LIGHT EMITTING DIODES

TYPICAL CHARACTERISTICS

Fig. 1 Emission Spectra

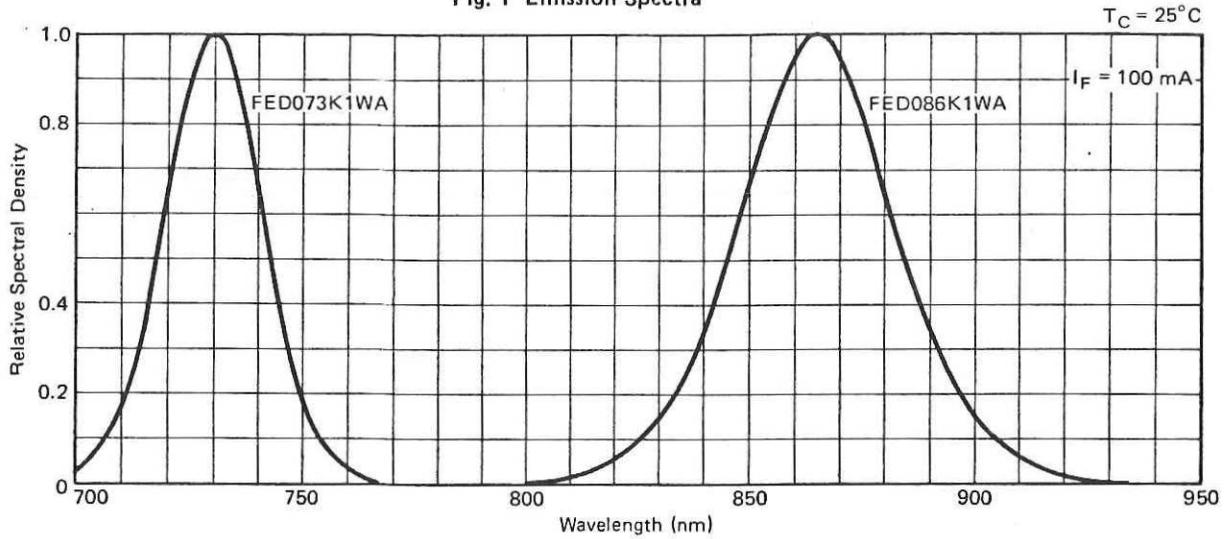


Fig. 2 Temperature Dependence of Peak Wavelength

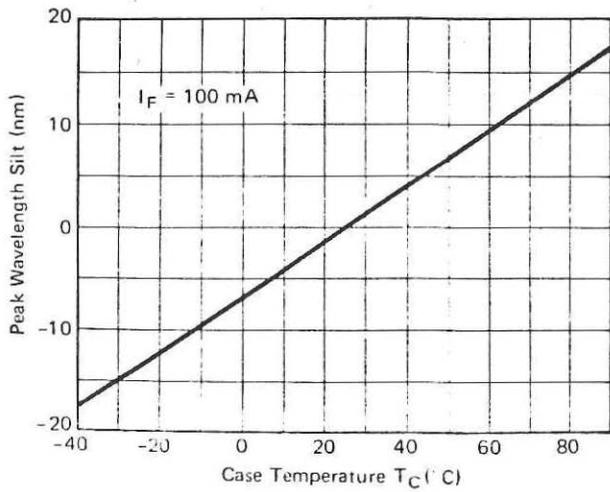
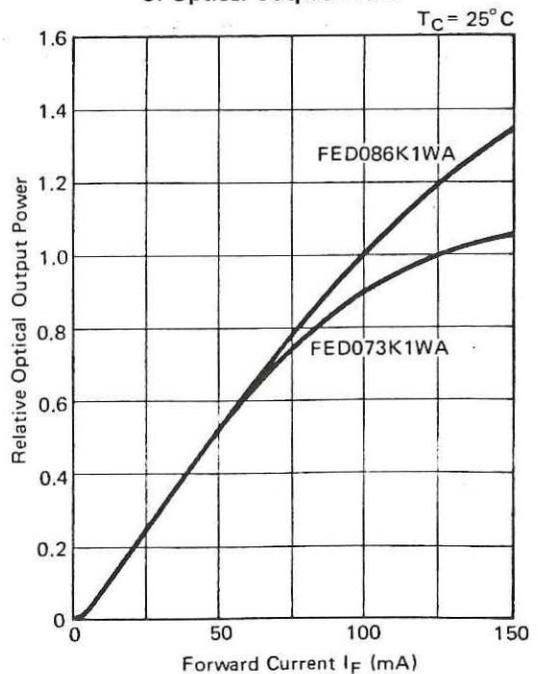


Fig. 3 Current Dependence of Optical Output Power



TYPICAL CHARACTERISTICS

Fig. 4 Directivity Characteristics

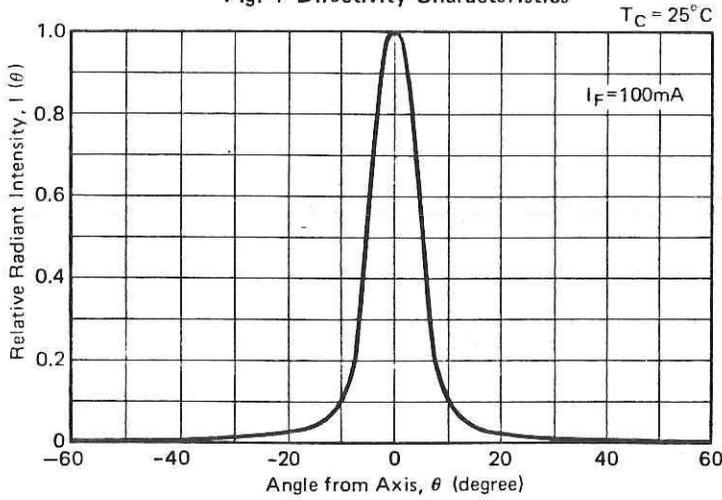


Fig. 5 Integral Radiant Flux*1 to Angle θ

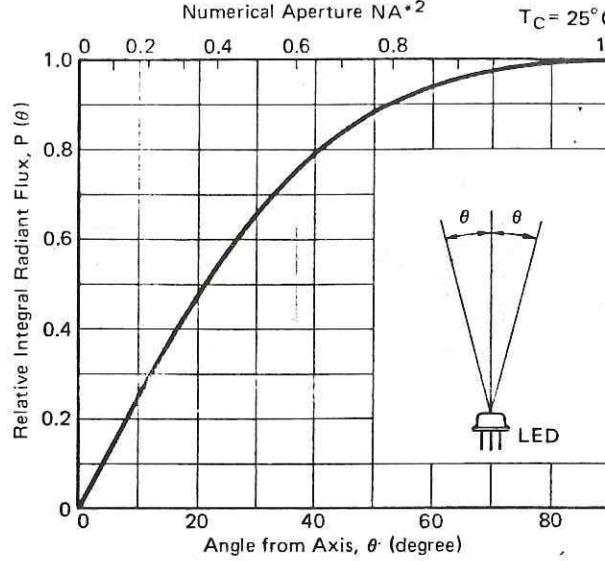


Fig. 6 Temperature Dependence of Optical Output Power

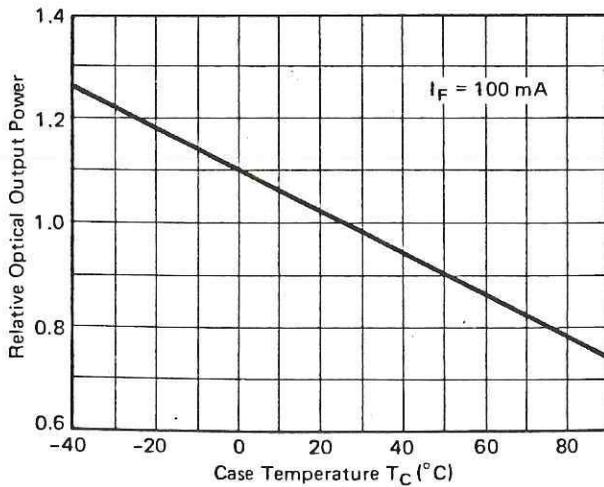
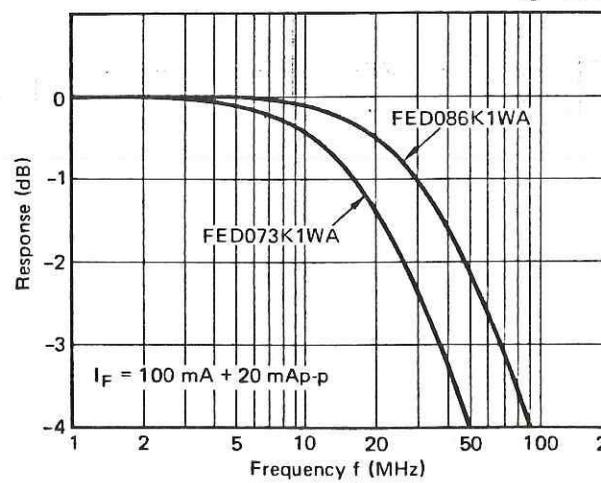


Fig. 7 Frequency Response



*1 The relationship between integral radiant flux $P(\theta)$ and radiative intensity $I(\theta)$ is given by $P(\theta) = 2\pi \int_0^\theta I(\theta) \sin\theta d\theta$.
 *2 The relationship between F number and numerical aperture NA is $F = \frac{1}{2} NA$



DP8392A/NS32492A Coaxial Transceiver Interface

General Description

The DP8392A Coaxial Transceiver Interface (CTI) is a coaxial cable line driver/receiver for Ethernet/Thin Ethernet (Cheapernet) type local area networks. The CTI is connected between the coaxial cable and the Data Terminal Equipment (DTE). In Ethernet applications the transceiver is usually mounted within a dedicated enclosure and is connected to the DTE via a transceiver cable. In Cheapernet applications, the CTI is typically located within the DTE and connects to the DTE through isolation transformers only. The CTI consists of a Receiver, Transmitter, Collision Detector, and a Jabber Timer. The Transmitter connects directly to a 50 ohm coaxial cable where it is used to drive the coax when transmitting. During transmission, a jabber timer is initiated to disable the CTI transmitter in the event of a longer than legal length data packet. Collision Detection circuitry monitors the signals on the coax to determine the presence of colliding packets and signals the DTE in the event of a collision.

The CTI is part of a three chip set that implements the complete IEEE 802.3 compatible network node electronics as shown below. The other two chips are the DP8391 Serial Network Interface (SNI) and the DP8390 Network Interface Controller (NIC).

The SNI provides the Manchester encoding and decoding functions; whereas the NIC handles the Media Access Protocol and the buffer management tasks. Isolation between the CTI and the SNI is an IEEE 802.3 requirement that can be easily satisfied on signal lines using a set of pulse transformers that come in a standard DIP. However, the power isolation for the CTI is done by DC-to-DC conversion through a power transformer.

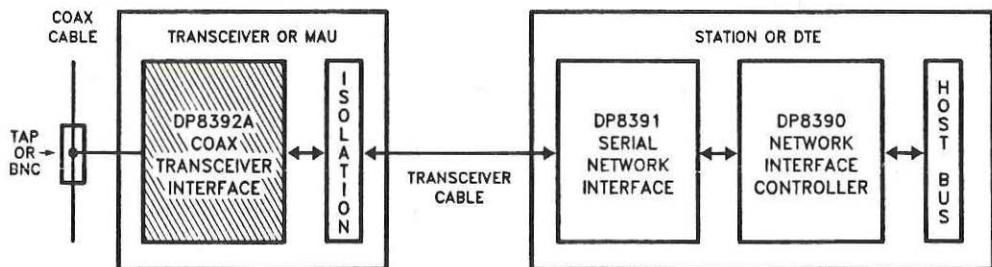
Features

- Compatible with Ethernet II, IEEE 802.3 10Base5 and 10Base2 (Cheapernet)
- Integrates all transceiver electronics except signal & power isolation
- Innovative design minimizes external component count
- Jabber timer function integrated on chip
- Externally selectable CD Heartbeat allows operation with IEEE 802.3 compatible repeaters
- Precision circuitry implements receive mode collision detection
- Squelch circuitry at all inputs rejects noise
- Designed for rigorous reliability requirements of IEEE 802.3
- Standard Outline 16-pin DIP uses a special leadframe that significantly reduces the operating die temperature

Table of Contents

- 1.0 System Diagram
- 2.0 Block Diagram
- 3.0 Functional Description
 - 3.1 Receiver and Squelch
 - 3.2 Transmitter and Squelch
 - 3.3 Collision and Heartbeat
 - 3.4 Jabber Timer
- 4.0 Connection Diagram
- 5.0 Pin Descriptions
- 6.0 Absolute Maximum Ratings
- 7.0 Electrical Characteristics
- 8.0 Switching Characteristics
- 9.0 Timing and Load Diagram
- 10.0 Physical Dimensions

1.0 System Diagram



IEEE 802.3 Compatible Ethernet/Cheapernet Local Area Network Chip Set

TL/F/7405-1

2.0 Block Diagram

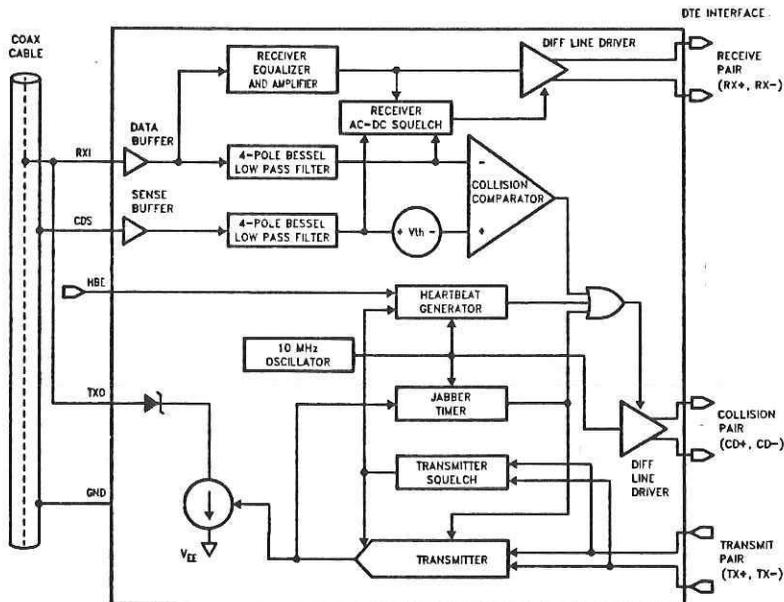


FIGURE 1. DP8392A Block Diagram

TL/F/7405-2

3.0 Functional Description

The CTI consists of four main logical blocks:

- the Receiver - receives data from the coax and sends it to the DTE
- the Transmitter - accepts data from the DTE and transmits it onto the coax
- the Collision Detect circuitry - indicates to the DTE any collision on the coax
- the Jabber Timer - disables the Transmitter in case of longer than legal length packets

3.1 RECEIVER FUNCTIONS

The Receiver includes an input buffer, a cable equalizer, a 4-pole Bessel low pass filter, a squelch circuit, and a differential line driver.

The buffer provides high input impedance and low input capacitance to minimize loading and reflections on the coax.

The equalizer is a high pass filter which compensates for the low pass effect of the cable. The composite result of the maximum length cable and the equalizer is a flatband response at the signal frequencies to minimize jitter.

The 4-pole Bessel low pass filter extracts the average DC level on the coax, which is used by both the Receiver squelch and the collision detection circuits.

The Receiver squelch circuit prevents noise on the coax from falsely triggering the Receiver in the absence of the signal. At the beginning of the packet, the Receiver turns on when the DC level from the low pass filter is lower than the DC squelch threshold. However, at the end of the packet, a quick Receiver turn off is needed to reject dribble bits. This is accomplished by an AC timing circuit that reacts to high level signals of greater than typically 200 ns in duration. The

Receiver then stays off only if within about 1 μ s, the DC level from the low pass filter rises above the DC squelch threshold. Figure 2 illustrates the Receiver timing.

The differential line driver provides ECL compatible signals to the DTE with typically 3 ns rise and fall times. In its idle state, its outputs go to differential zero to prevent DC standing current in the isolation transformer.

3.2 TRANSMITTER FUNCTIONS

The Transmitter has a differential input and an open collector output current driver. The differential input common mode voltage is established by the CTI and should not be altered by external circuitry. The transformer coupling of TX \pm will satisfy this condition. The driver meets all IEEE 802.3/Ethernet Specifications for signal levels. Controlled rise and fall times (25 ns V \pm 5 ns) minimize the higher harmonic components. The rise and fall times are matched to minimize jitter. The drive current levels of the DP8392A meet the tighter recommended limits of IEEE 802.3 and are set by a built-in bandgap reference and an external 1% resistor. An on chip isolation diode is provided to reduce the Transmitter's coax load capacitance. For Ethernet compatible applications, an external isolation diode (see Figure 4) may be added to further reduce coax load capacitance. In Cheapernet compatible applications the external diode is not required as the coax capacitive loading specifications are relaxed.

The Transmitter squelch circuit rejects signals with pulse widths less than typically 20 ns (negative going), or with levels less than -175 mV. The Transmitter turns off at the end of the packet if the signal stays higher than -175 mV for more than approximately 300 ns. Figure 3 illustrates the Transmitter timing.

3.0 Functional Description (Continued)

3.3 COLLISION FUNCTIONS

The collision circuitry consists of two buffers, two 4-pole Bessel low pass filters (section 3.1), a comparator, a heartbeat generator, a 10 MHz oscillator, and a differential line driver.

Two identical buffers and 4-pole Bessel low pass filters extract the DC level on the center conductor (data) and the shield (sense) of the coax. These levels are monitored by the comparator. If the data level is more negative than the sense level by at least the collision threshold (V_{th}), the collision output is enabled.

At the end of every transmission, the heartbeat generator, creates a pseudo collision for a short time to ensure that the collision circuitry is properly functioning. This burst on collision output occurs typically $1.1 \mu s$ after the transmission, and has a duration of about $1 \mu s$. This function can be disabled externally with the HBE (Heartbeat Enable) pin to allow operation with repeaters.

The 10 MHz oscillator generates the signal for the collision and heartbeat functions. It is also used as the timebase for all the jabber functions. It does not require any external components.

The collision differential line driver transfers the 10 MHz signal to the $CD \pm$ pair in the event of collision, jabber, or heartbeat conditions. This line driver also features zero differential idle state.

3.4 JABBER FUNCTIONS

The Jabber Timer monitors the Transmitter and inhibits transmission if the Transmitter is active for longer than 20 ms (fault). It also enables the collision output for the fault duration. After the fault is removed, The Jabber Timer waits for about 500 ms (unjab time) before re-enabling the Transmitter. The transmit input must stay inactive during the unjab time.

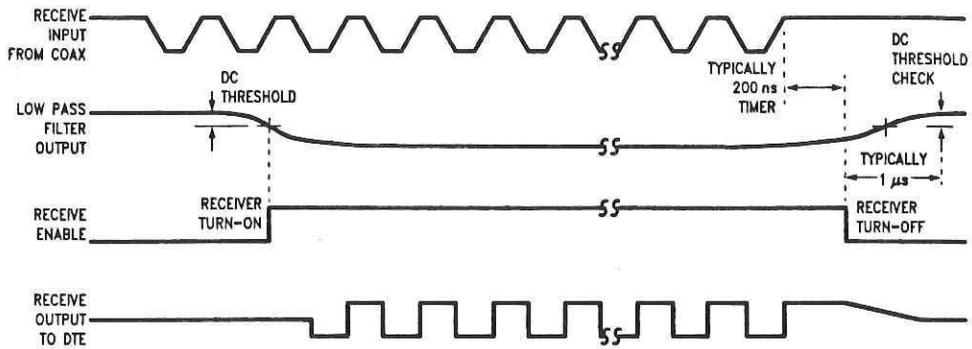


FIGURE 2. Receiver Timing

TL/F/7405-3

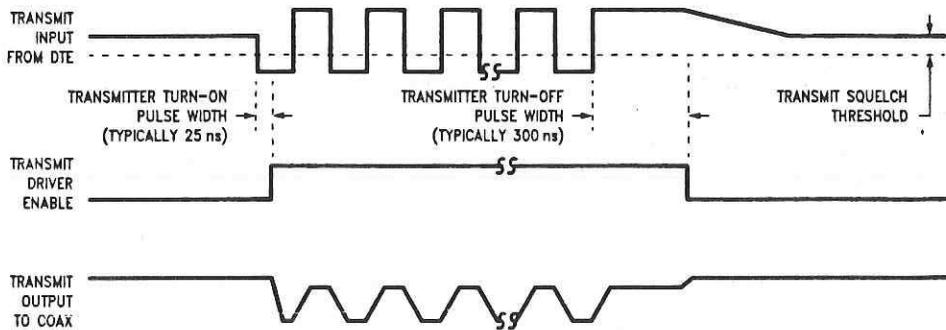
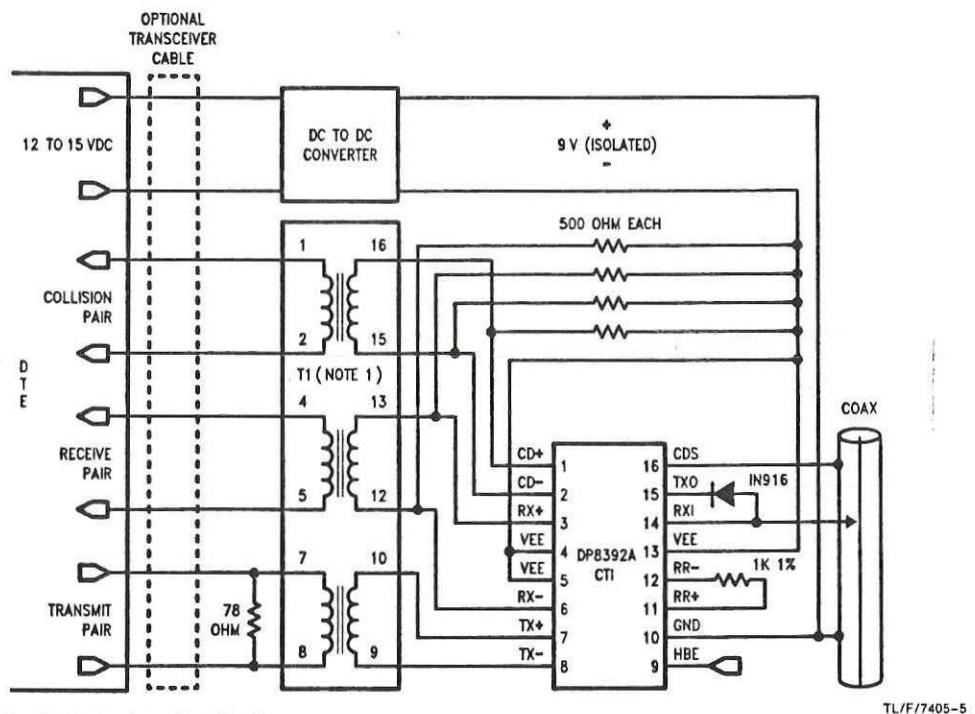


FIGURE 3. Transmitter Timing

TL/F/7405-4

4.0 Connection Diagram



Note 1: T1 is a 1:1 pulse transformer, L = 100 μ H
 Pulse Engineering (San Diego) Part No. 64103
 Valor Electronics (San Diego)
 Part No. 1101 or equivalent

Top View
Order Number DP8392AN
See NS Package Number N16A

TL/F/7405-5

FIGURE 4



5.0 Pin Descriptions

Pin No.	Name	I/O	Description
1 2	CD+* CD-	O	Collision Output. Balanced differential line driver outputs from the collision detect circuitry. The 10 MHz signal from the internal oscillator is transferred to these outputs in the event of collision, excessive transmission (jabber), or during CD Heartbeat condition. These outputs are open emitters; pulldown resistors to VEE are required. When operating into a 78Ω transmission line, these resistors should be 500Ω. In Cheapernet applications, where the 78Ω drop cable is not used, higher resistor values (up to 1.5k) may be used to save power.
3 6	RX+* RX-	O	Receive Output. Balanced differential line driver outputs from the Receiver. These outputs also require 500Ω pulldown resistors.
7 8	TX+* TX-	I	Transmit Input. Balanced differential line receiver inputs to the Transmitter. The common mode voltage for these inputs is determined internally and must not be externally established. Signals meeting Transmitter squelch requirements are waveshaped and output at TXO.
9	HBE	I	Heartbeat Enable. This input enables CD Heartbeat when grounded, disables it when connected to VEE.
11 12	RR+ RR-	I	External Resistor. A fixed 1k 1% resistor connected between these pins establishes internal operating currents.
14	RXI	I	Receive Input. Connects directly to the coaxial cable. Signals meeting Receiver squelch requirements are equalized for inter-symbol distortion, amplified, and outputted at RX±.
15	TXO	O	Transmit Output. Connects either directly (Cheapernet) or via an isolation diode (Ethernet) to the coaxial cable.
16	CDS	I	Collision Detect Sense. Ground sense connection for the collision detect circuit. This pin should be connected separately to the shield to avoid ground drops from altering the receive mode collision threshold.
10	GND		Positive Supply Pin. A 0.1 μF ceramic decoupling capacitor must be connected across GND and VEE as close to the device as possible.
4 5 13	VEE		Negative Supply Pins. In order to make full use of the 3.5W power dissipation capability of this package, these pins should be connected to a large metal frame area on the PC board. Doing this will reduce the operating die temperature of the device thereby increasing the long term reliability.

* IEEE names for CD± = CI±, RX± = DI±, TX± = DO±

5.1 P.C. BOARD LAYOUT

The DP8392A package is uniquely designed to ensure that the device meets the 1 million hour Mean Time Between Failure (MTBF) requirement of the IEEE 802.3 standard. In order to fully utilize this heat dissipation design, the three

VEE pins are to be connected to a copper plane which should be included in the printed circuit board layout. Refer to National Semiconductor application note AN-442 (Ethernet/Cheapernet Physical Layer Made Easy) for complete board layout instructions.

6.0 Absolute Maximum Ratings (Note 1)

Supply Voltage (V_{EE})	-12V
Package Power Rating at 25°C (PC Board Mounted)	3.5 Watts* See Section 5
Derate linearly at the rate of 28.6 mW/°C	
Input Voltage	0 to -12V
Storage Temperature	-65° to 150°C
Lead Temp. (Soldering, 10 seconds)	260°C

*For actual power dissipation of the device please refer to section 7.0.

Recommended Operating Conditions

Supply Voltage (V_{EE})	-9V ± 5%
Ambient Temperature	0° to 70°C

If Military/Aerospace specified devices are required, contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

7.0 Electrical Characteristics $V_{EE} = -9V \pm 5\%$, $T_A = 0^\circ$ to 70°C (Notes 2 & 3)

Symbol	Parameter	Min	Typ	Max	Units
I_{EE1}	Supply current out of V_{EE} pin—non transmitting		-85	-130	mA
I_{EE2}	Supply current out of V_{EE} pin—transmitting		-125	-180	mA
I_{RXI}	Receive input bias current (RXI)	-2		+25	μA
I_{TDC}	Transmit output dc current level (TXO)	37	41	45	mA
I_{TAC}	Transmit output ac current level (TXO)	±28		I_{TDC}	mA
V_{CD}	Collision threshold (Receive mode)	-1.45	-1.53	-1.58	V
V_{OD}	Differential output voltage (RX±, CD±)	±550		±1200	mV
V_{OC}	Common mode output voltage (RX±, CD±)	-1.5	-2.0	-2.5	V
V_{OB}	Diff. output voltage imbalance (RX±, CD±)			±40	mV
V_{TS}	Transmitter squelch threshold (TX±)	-175	-225	-300	mV
C_X	Input capacitance (RXI)		1.2		pF
R_{RXI}	Shunt resistance—non transmitting (RXI)	100			K Ω
R_{TXO}	Shunt resistance—transmitting (TXO)		10		K Ω

8.0 Switching Characteristics $V_{EE} = -9V \pm 5\%$, $T_A = 0^\circ$ to 70°C (Note 3)

Symbol	Parameter	Fig	Min	Typ	Max	Units
t_{RON}	Receiver startup delay (RXI to RX±)	5 & 11		4		bits
t_{Pd}	Receiver propagation delay (RXI to RX±)	5 & 11		15	50	ns
t_{Rr}	Differential outputs rise time (RX±, CD±)	5 & 11		4		ns
t_{Rf}	Differential outputs fall time (RX±, CD±)	5 & 11		4		ns
t_{RJ}	Receiver & cable total jitter	10		±2		ns
t_{TST}	Transmitter startup delay (TX± to TXO)	6 & 11		1		bits
t_{Td}	Transmitter propagation delay (TX± to TXO)	6 & 11		25	50	ns
t_{Tr}	Transmitter rise time—10% to 90% (TXO)	6 & 11		25		ns
t_{Tf}	Transmitter fall time—90% to 10% (TXO)	6 & 11		25		ns
t_{TM}	t_{Tr} and t_{Tf} mismatch			0.5		ns
t_{TS}	Transmitter skew (TXO)			±0.5		ns
t_{TON}	Transmit turn-on pulse width at V_{TS} (TX±)	6 & 11		20		ns
t_{TOFF}	Transmit turn-off pulse width at V_{TS} (TX±)	6 & 11		250		ns
t_{CON}	Collision turn-on delay	7 & 11		7		bits
t_{COFF}	Collision turn-off delay	7 & 11			20	bits
f_{CD}	Collision frequency (CD±)	7 & 11	8.0		12.5	MHz
t_{CP}	Collision pulse width (CD±)	7 & 11	35		70	ns
t_{HON}	CD Heartbeat delay (TX± to CD±)	8 & 11	0.6		1.6	μs
t_{HW}	CD Heartbeat duration (CD±)	8 & 11	0.5	1.0	1.5	μs
t_{JA}	Jabber activation delay (TX± to TXO and CD±)	9 & 11	20	29	60	ms
t_{JR}	Jabber reset unjab time (TX± to TXO and CD±)	9 & 11	250	500	750	ms

Note 1: Absolute maximum ratings are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. They are not meant to imply that the device should be operated at these limits.

Note 2: All currents into device pins are positive, all currents out of device pins are negative. All voltages referenced to ground unless otherwise specified.

Note 3: All typicals are given for $V_{EE} = -9V$ and $T_A = 25^\circ\text{C}$.

9.0 Timing and Load Diagrams

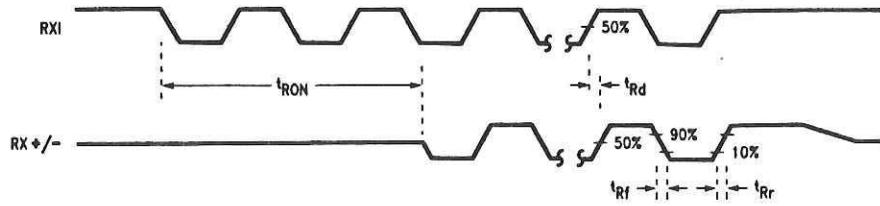


FIGURE 5. Receiver Timing

TL/F/7405-6

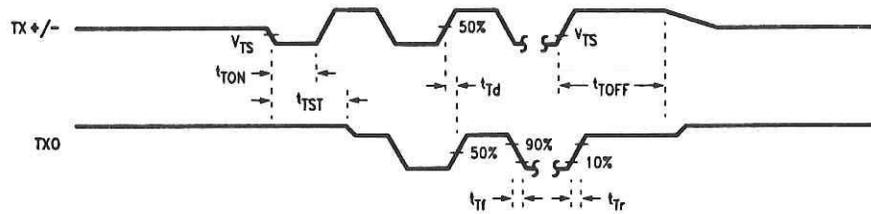


FIGURE 6. Transmitter Timing

TL/F/7405-7

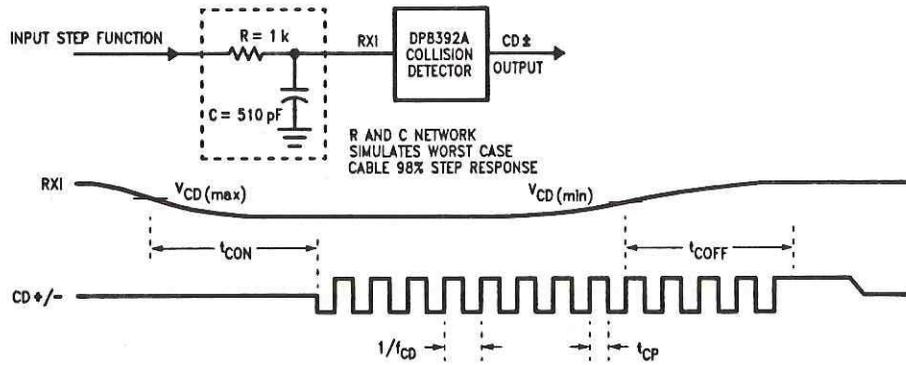


FIGURE 7. Collision Timing

TL/F/7405-8

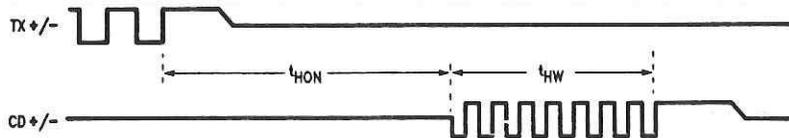


FIGURE 8. Heartbeat Timing

TL/F/7405-9

9.0 Timing and Load Diagrams (Continued)

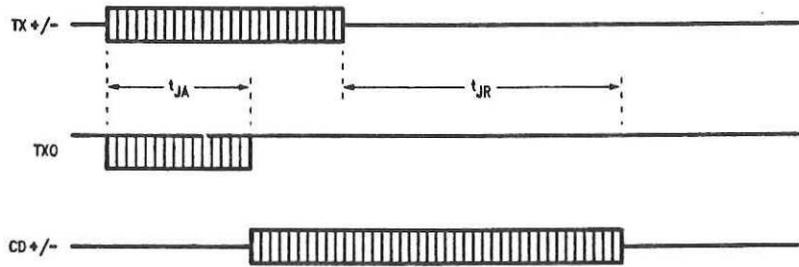
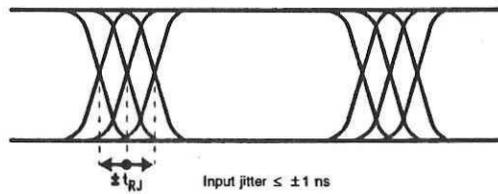
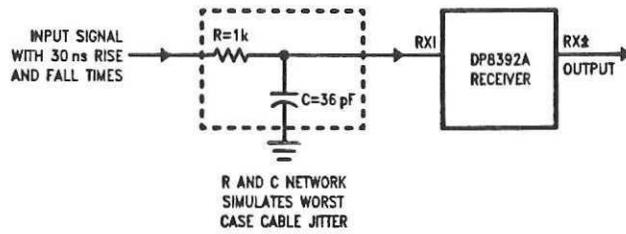


FIGURE 9. Jabber Timing

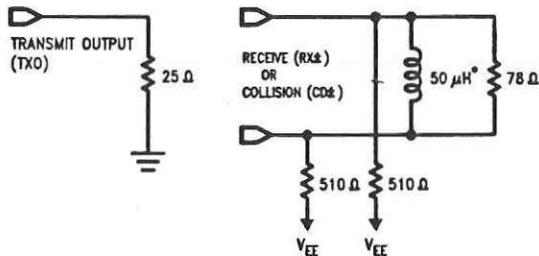
TL/F/7405-10



Input jitter $\leq \pm 1$ ns
 RX \pm Output jitter $\leq \pm 7$ ns
 Difference $\leq \pm 6$ ns

TL/F/7405-11

FIGURE 10. Receive Jitter Timing



TL/F/7405-12

*The 50 μ H inductance is for testing purposes. Pulse transformers with higher inductances are recommended (see Figure 4)

FIGURE 11. Test Loads

LH0032/LH0032C Ultra Fast FET Operational Amplifier

General Description

The LH0032/LH0032C is a high slew rate, high input impedance differential operational amplifier suitable for a wide range of applications in fast signal handling. The high allowable differential input voltage, ease of output clamping, and high output drive capability particularly suit it for comparator applications. It may be used in applications normally reserved for video amplifiers allowing the use of operational gain setting and frequency response extending into the megahertz region.

- 5mV max. input offset voltage
- FET input
- Offset null with single pot
- No compensation for gains above 50
- Peak output current to 100mA

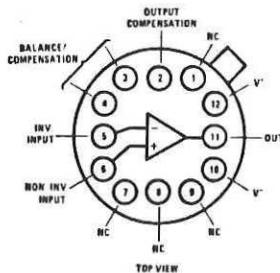
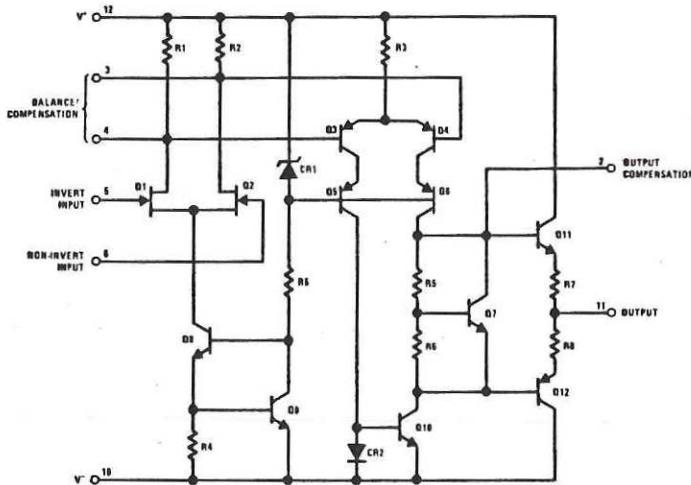
The LH0032's wide bandwidth, high input impedance and high output capacity make it an ideal choice for applications such as summing amplifiers in high speed D to A's, buffers in data acquisition systems, and sample and hold circuits. Additional applications include high speed integrators and video amplifiers. The LH0032 is guaranteed over the temperature range -55°C to +125°C and the LH0032C is guaranteed from -25°C to +85°C.

Features

- 500 V/μs slew rate
- 70MHz bandwidth
- 10¹²Ω input impedance

3

Schematic and Connection Diagrams



Order Number LH0032G or LH0032CG
See NS Package H12B

Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage, V_S	$\pm 18V$
Input Voltage, V_{IN}	$\pm V_S$
Differential Input Voltage	$\pm 30V$ or $\pm 2V_S$
Power Dissipation, P_D	
$T_A = 25^\circ C$	1.5W, derate 100°C/W to 125°C (Note 1)
$T_C = 25^\circ C$	2.2W, derate 70°C/W to 125°C (Note 1)
Operating Temperature Range, T_A	
LH0032G	$-55^\circ C$ to $+125^\circ C$
LH0032CG	$-25^\circ C$ to $+85^\circ C$
Operating Junction Temperature, T_J	$175^\circ C$
Storage Temperature Range	$-65^\circ C$ to $+150^\circ C$
Lead Temperature (soldering, 10 seconds)	$300^\circ C$

DC Electrical Characteristics $V_S = \pm 15V, T_{MIN} < T_A < T_{MAX}$ unless otherwise noted

Parameter	Test Conditions	LH0032G			LH0032CG			Units
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
V_{OS} Input Offset Voltage	$T_A = T_J = 25^\circ C$ (Note 2)		2	5 10		2	15 20	mV
$\Delta V_{OS}/\Delta T$ Average Offset Voltage Drift				25		25		$\mu V/^\circ C$
I_{OS} Input Offset Current	$V_{IN} = 0$			$T_J = 25^\circ C$ (Note 2)			50	pA
I_B Input Bias Current				$T_A = 25^\circ C$ (Note 3)			250	500
		$T_J = T_A = T_{MAX}$		25		5	5	nA
	$T_J = 25^\circ C$ (Note 2)			100			500	pA
	$T_A = 25^\circ C$ (Note 3)			1			5	nA
	$T_J = T_A = T_{MAX}$			50			15	nA
V_{INCM} Input Voltage Range		± 10	± 12		± 10	± 12		V
CMRR Common Mode Rejection Ratio	$\Delta V_{IN} = 10V$	50	60		50	60		dB
A_{VOL} Open-Loop Voltage Gain	$V_O = \pm 10V, f = 1 kHz, T_J = 25^\circ C$	60	70		60	70		dB
	$R_L = 1 k\Omega$	57			57			
V_O Output Voltage Swing	$R_L = 1 k\Omega$	± 10	± 13.5		± 10	± 13		V
I_S Power Supply Current	$T_J = 25^\circ C, I_O = 0$		18	20		20	22	mA
PSRR Power Supply Rejection Ratio	$\Delta V_S = 10V$	50	60		50	60		dB

AC Electrical Characteristics $V_S = \pm 15V, R_L = 1 k\Omega, T_J = 25^\circ C$

Parameter	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
S_R Slew Rate	$A_V = +1$	350	500		V/ μs
t_S Settling Time to 1% of Final Value	$A_V = -1, \Delta V_{IN} = 20V$		100		
t_S Settling Time to 0.1% of Final Value			300		ns
t_R Small Signal Rise Time	$A_V = +1, \Delta V_{IN} = 1V$		8	20	
t_D Small Signal Delay time			10	25	

Note 1: In order to limit maximum junction temperature to $+175^\circ C$, it may be necessary to operate with $V_S < \pm 15V$ when T_A or T_J exceeds specific values depending on the P_D within the device package. Total P_D is the sum of quiescent and load-related dissipation. See Applications Notes AN277, "Applications of Wide-Band Buffer Amplifiers" and AN253, "High-Speed Operational-Amplifier Applications" for a discussion of load-related power dissipation.

Note 2: Specification is at $25^\circ C$ junction temperature due to requirements of high-speed automatic testing. Actual values at operating temperature will exceed the value at $T_J = 25^\circ C$. When supply voltages are $\pm 15V$, no-load operating junction temperature may rise 40-60°C above ambient and more under load conditions. Accordingly, V_{OS} may change one to several mV, and I_B and I_{OS} will change significantly during warm-up. Refer to I_B and I_{OS} vs. temperature graph for expected values.

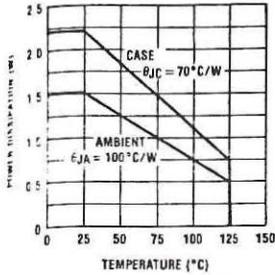
Note 3: Measured in still air 7 minutes after application of power.

Typical Performance Characteristics

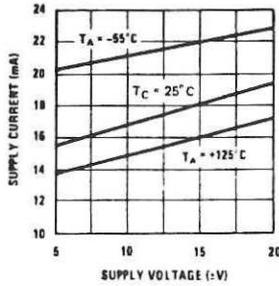
LH0032/LH0032C

3

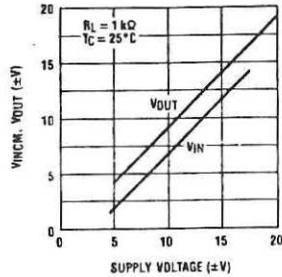
Maximum Power Dissipation



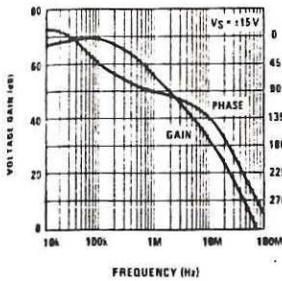
Supply Current vs. Supply Voltage



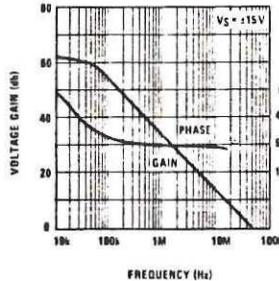
Input Voltage Range and Output Voltage vs. Supply Voltage



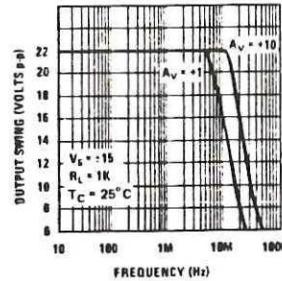
Bode Plot (Uncompensated)



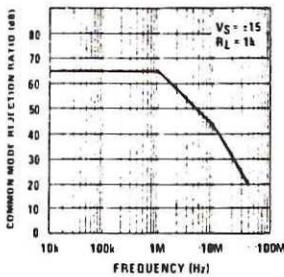
Bode Plot (Unity Gain Compensation)



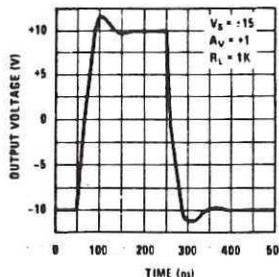
Large Signal Frequency Response



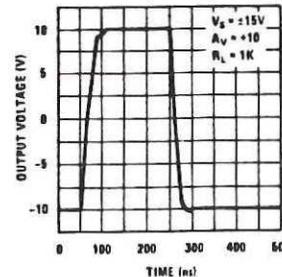
Common Mode Rejection Ratio vs. Frequency



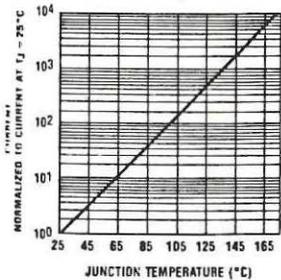
Large Signal Pulse Response



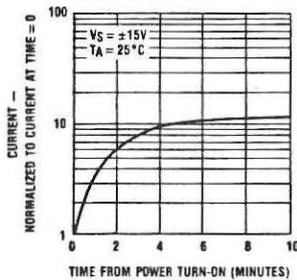
Large Signal Pulse Response



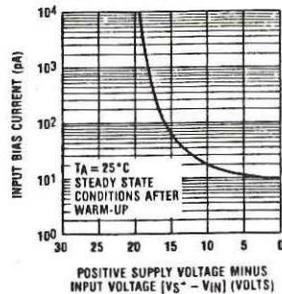
Normalized Input Bias and Offset Current vs. Junction Temperature



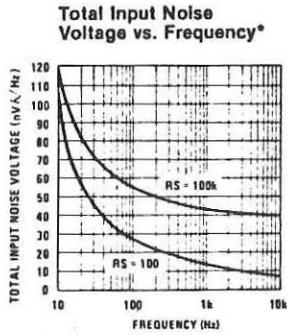
Normalized Input Bias Current During Warm-Up



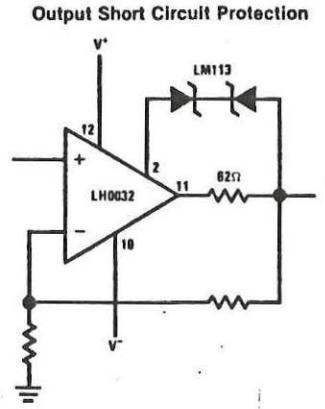
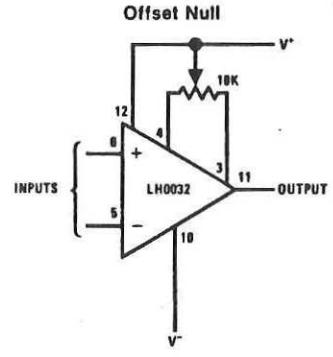
Input Bias Current vs. Input Voltage



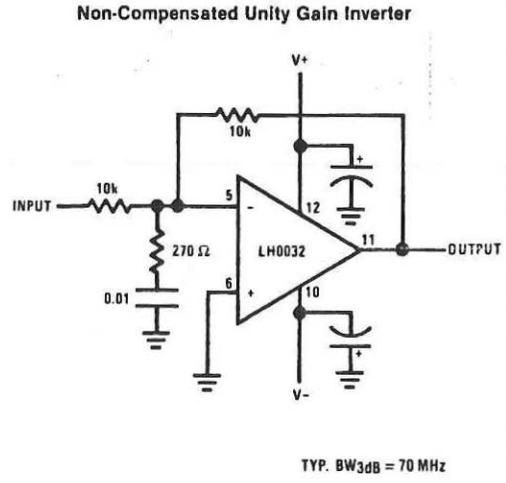
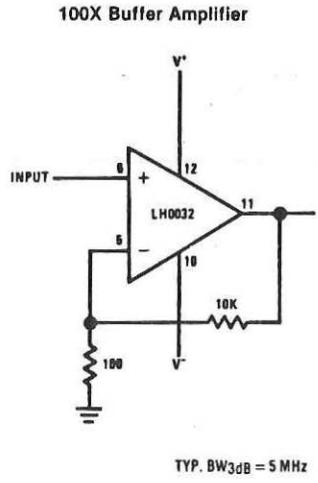
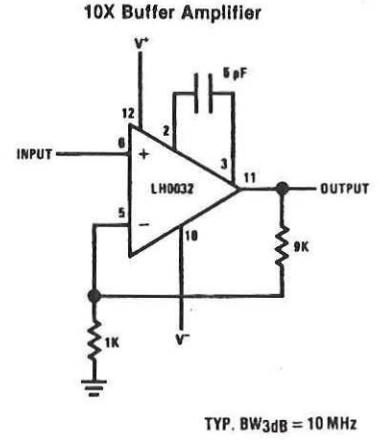
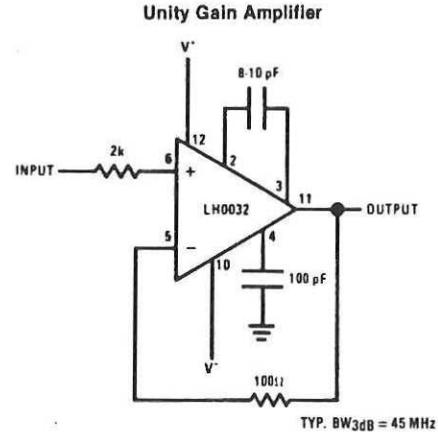
Auxiliary Circuits



* Noise voltage includes contribution from source resistance.



Typical Applications



Applications Information

Power Supply Decoupling

The LH0032/LH0032C, like most high speed circuits, is sensitive to layout and stray capacitance. Power supplies should be by-passed as near to pins 10 and 12 as practicable with low inductance capacitors such as 0.01 μ F disc ceramics. Compensation components should also be located close to the appropriate pins to minimize stray reactances.

Input Current

Because the input devices are FETs, the input bias current may be expected to double for each 11°C junction temperature rise. This characteristic is plotted in the typical performance characteristics graphs. The device will self-heat due to internal power dissipation after application of power thus raising the FET junction temperature 40-60°C above free-air ambient temperature when supplies are ± 15 V. The device temperature will stabilize within 5-10 minutes after application of power, and the input bias currents measured at that time will be indicative of normal operating currents. An additional rise would occur as power is delivered to a load due to additional internal power dissipation.

There is an additional effect on input bias current as the input voltage is changed. The effect, common to all FETs, is an avalanche-like increase in gate current as the FET gate-to-drain voltage is increased above a critical value depending on FET geometry and doping levels. This effect will be noted as the input voltage of the LH0032 is taken below ground potential when the supplies are ± 15 V. All of the effects described here may be minimized by operating the device with $V_S \leq \pm 15$ V.

These effects are indicated in the typical performance curves.

Input Capacitance

The input capacitance to the LH0032/LH0032C is typically 5 pF and thus may form a significant time constant with high value resistors. For optimum performance, the input capacitance to the inverting input should be compensated by a small capacitor across the feedback resistor. The value is strongly dependent on layout and closed loop gain, but will typically be in the neighborhood of several picofarads.

In the non-inverting configuration, it may be advantageous to bootstrap the case and/or a guard conductor to the inverting input. This serves both to divert leakage currents away from the non-inverting input and to reduce the effective input capacitance. A unity gain follower so treated will have an input capacitance under a picofarad.

Heat Sinking

While the LH0032/LH0032C is specified for operation without any explicit heat sink, internal power dissipation does cause a significant temperature rise. Improved bias current performance can thus be obtained by limiting this temperature rise with a small heat sink such as the Thermalloy No. 2241 or equivalent. The case of the device has no internal connection, so it may be electrically connected to the sink if this is advantageous. Be aware, however, that this will affect the stray capacitances to all pins and may thus require adjustment of circuit compensation values.

For additional applications information see Application Note AN-253.



LM733/LM733C Differential Video Amp

General Description

The LM733/LM733C is a two-stage, differential input, differential output, wide-band video amplifier. The use of internal series-shunt feedback gives wide bandwidth with low phase distortion and high gain stability. Emitter-follower outputs provide a high current drive, low impedance capability. It's 120 MHz bandwidth and selectable gains of 10, 100, 400, and 4000, without need for frequency compensation, make it a very useful circuit for memory element drivers, pulse amplifiers, and wide band linear gain stages.

The LM733 is specified for operation over the -55°C to $+125^{\circ}\text{C}$ military temperature range. The LM733C is specified for operation over the 0°C to $+70^{\circ}\text{C}$ temperature range.

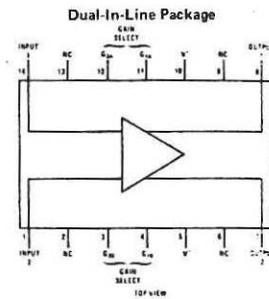
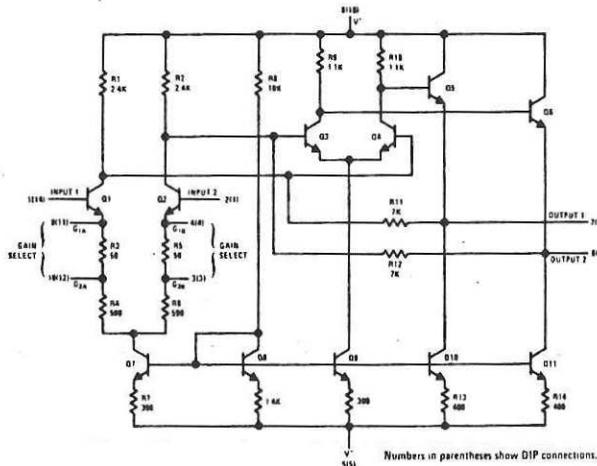
Features

- 120 MHz bandwidth
- 250 $\text{k}\Omega$ input resistance
- Selectable gains of 10, 100, 400
- No frequency compensation
- High common mode rejection ratio at high frequencies.

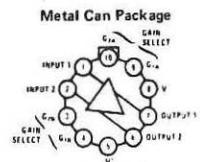
Applications

- Magnetic tape systems
- Disk file memories
- Thin and thick film memories
- Woven and plated wire memories
- Wide band video amplifiers.

Schematic and Connection Diagrams

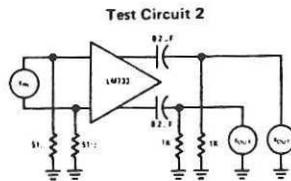
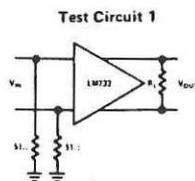


Order Number LM733CN
See NS Package N14A

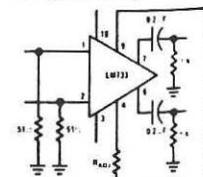


Note: Pin 5 connected to case.
Order Number LM733H or LM733CH
See NS Package H10D

Test Circuits



Voltage Gain Adjust Circuit



$V_S = 6\text{V}$, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$
(Pin numbers apply to TO 5 package)

Absolute Maximum Ratings

Differential Input Voltage	±5V
Common Mode Input Voltage	±6V
V _{CC}	±8V
Output Current	10 mA
Power Dissipation (Note 1)	500 mW
Junction Temperature	+150°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Operating Temperature Range LM733	-55°C to +125°C
LM733C	0°C to +70°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	300°C

Electrical Characteristics (T_A = 25°C, unless otherwise specified, see test circuits, V_S = ±6.0V)

CHARACTERISTICS	TEST CIRCUIT	TEST CONDITIONS	LM733			LM733C			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Differential Voltage Gain									
Gain 1 (Note 2)	1	R _L = 2 kΩ V _{OUT} = 3 V _{PP}	300	400	500	250	400	600	
Gain 2 (Note 3)			90	100	110	80	100	120	
Gain 3 (Note 4)			9.0	10	11	8.0	10	12	
Bandwidth									
Gain 1	2			40			40		MHz
Gain 2				90			90		MHz
Gain 3				120			120		MHz
Rise Time									
Gain 1	2	V _{OUT} = 1 V _{PP}		10.5			10.5		ns
Gain 2				4.5	10		4.5	12	ns
Gain 3				2.5			2.5		ns
Propagation Delay									
Gain 1	2	V _{OUT} = 1 V _{PP}		7.5			7.5		ns
Gain 2				6.0	10		6.0	10	ns
Gain 3				3.6			3.6		ns
Input Resistance									
Gain 1				4.0			4.0		kΩ
Gain 2				20	30	10	30		kΩ
Gain 3					250		250		kΩ
Input Capacitance		Gain 2		2.0			2.0		pF
Input Offset Current				0.4	3.0		0.4	5.0	μA
Input Bias Current				9.0	20		9.0	30	μA
Input Noise Voltage		BW = 1 kHz to 10 MHz		12			12		μVrms
Input Voltage Range	1		±1.0			±1.0			V
Common Mode Rejection Ratio									
Gain 2	1	V _{CM} = ±1V f ≤ 100 kHz	60	86		60	86		dB
Gain 2		V _{CM} = ±1V f = 5 MHz	60			60			dB
Supply Voltage Rejection Ratio									
Gain 2	1	ΔV _S = ±0.5V	50	70		50	70		dB
Output Offset Voltage									
Gain 1	1	R _L = ∞		0.6	1.5		0.6	1.5	V
Gain 2 and 3				0.35	1.0		0.35	1.5	V
Output Common Mode Voltage	1	R _L = ∞	2.4	2.9	3.4	2.4	2.9	3.4	V
Output Voltage Swing	1	R _L = 2k	3.0	4.0		3.0	4.0		V
Output Sink Current			2.5	3.6		2.5	3.6		mA
Output Resistance				20			20		Ω
Power Supply Current	1	R _L = ∞		18	24		18	24	mA



Electrical Characteristics (Continued)

(The following specifications apply for $-55^{\circ}\text{C} < T_A < 125^{\circ}\text{C}$ for the LM733 and $0^{\circ}\text{C} < T_A < 70^{\circ}\text{C}$ for the LM733C. $V_S = \pm 6.0\text{V}$)

CHARACTERISTICS	TEST CIRCUIT	TEST CONDITIONS	LM733			LM733C			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Differential Voltage Gain									
Gain 1			200		600	250		600	
Gain 2	1	$R_L = 2\text{ k}\Omega, V_{OUT} = 3 V_{PP}$	80		120	80		120	
Gain 3			8.0		12.0	8.0		12.0	
Input Resistance Gain 2			8			8		$\text{k}\Omega$	
Input Offset Current					5			μA	
Input Bias Current					40			μA	
Input Voltage Range	1		± 1			± 1		V	
Common Mode Rejection Ratio								dB	
Gain 2	1	$V_{CM} = \pm 1\text{V}, f \leq 100\text{ kHz}$	50			50			
Supply Voltage Rejection Ratio								dB	
Gain 2	1	$\Delta V_S = \pm 0.5\text{V}$	50			50			
Output Offset Voltage								V	
Gain 1	1	$R_L = \infty$			1.5			1.5	
Gain 2 and 3					1.2			1.5	
Output Voltage Swing	1	$R_L = 2\text{k}$	2.5			2.8		V_{PP}	
Output Sink Current			2.2			2.5		mA	
Power Supply Current	1	$R_L = \infty$			27			27	

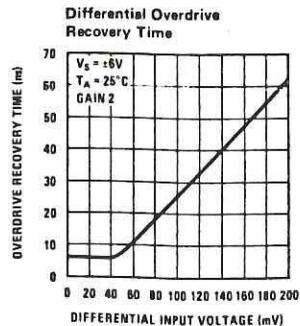
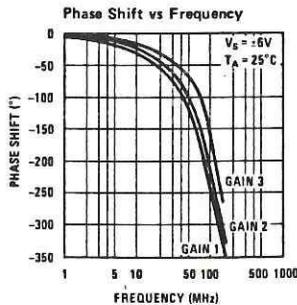
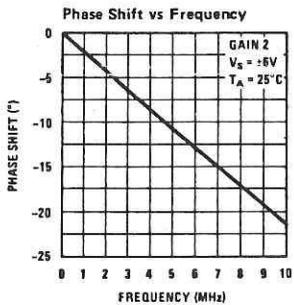
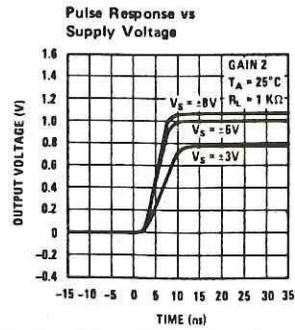
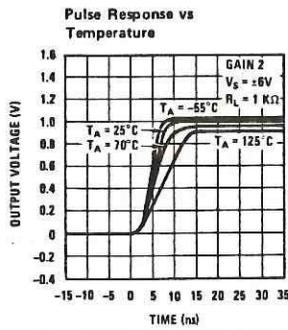
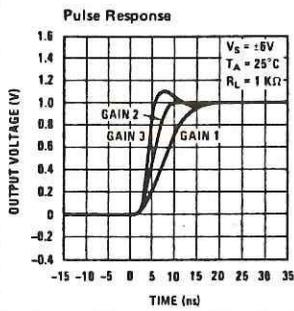
Note 1: The maximum junction temperature of the LM733 is 150°C , while that of the LM733C is 100°C . For operation at elevated temperatures devices in the TO-100 package must be derated based on a thermal resistance of $150^{\circ}\text{C}/\text{W}$ junction to ambient or $45^{\circ}\text{C}/\text{W}$ junction to case. Thermal resistance of the dual-in-line package is $100^{\circ}\text{C}/\text{W}$.

Note 2: Pins G1A and G1B connected together.

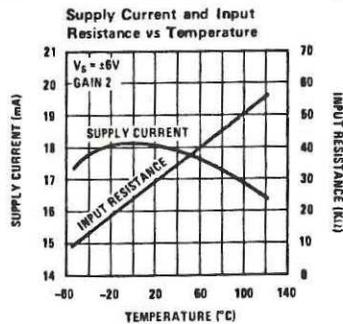
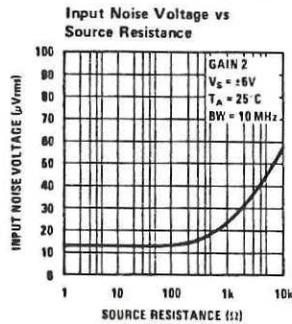
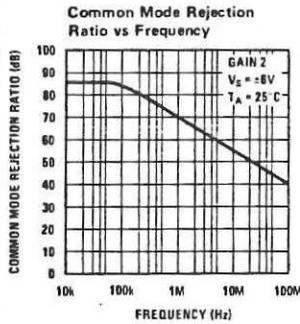
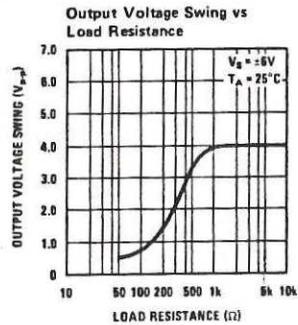
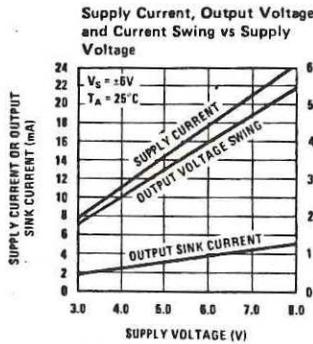
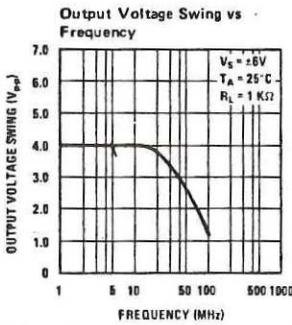
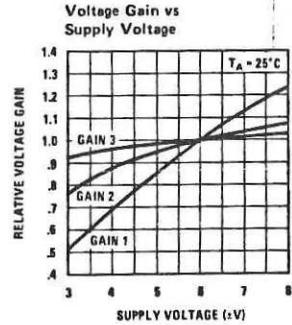
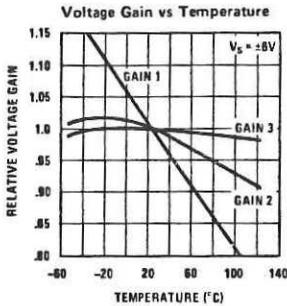
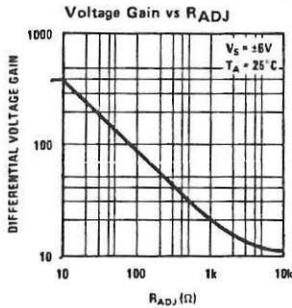
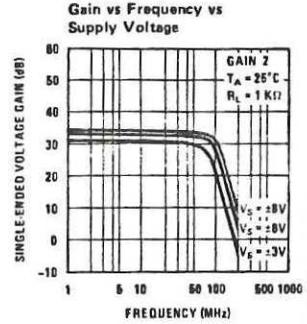
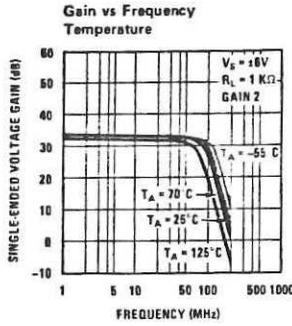
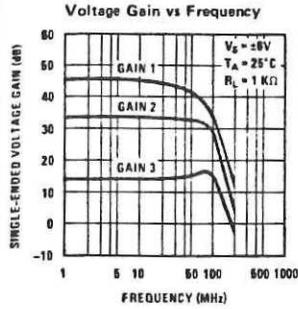
Note 3: Pins G2A and G2B connected together.

Note 4: Gain select pins open.

Typical Performance Characteristics

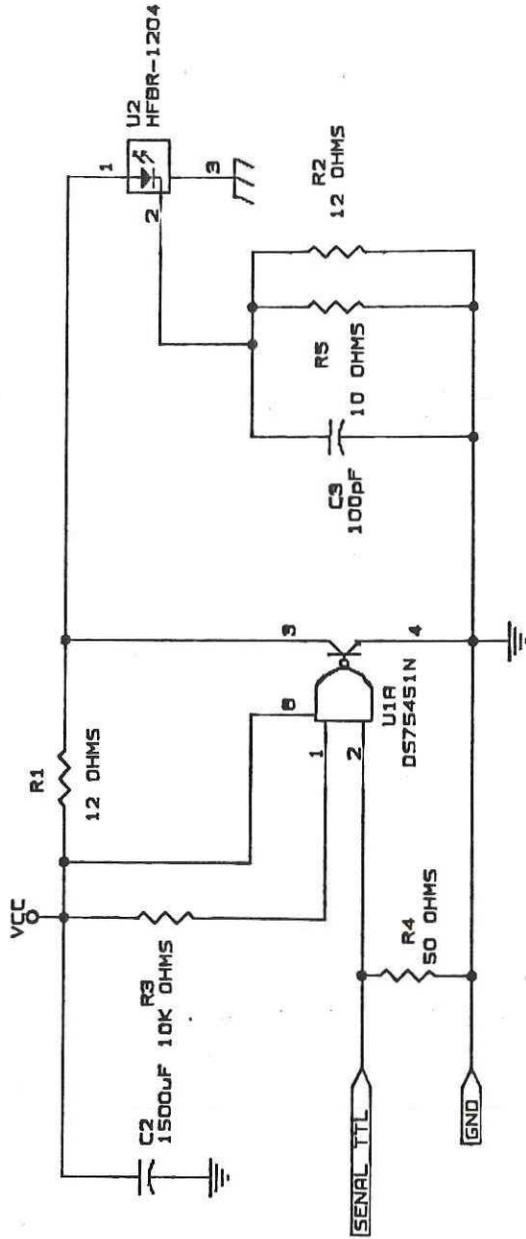


Typical Performance Characteristics (Continued)

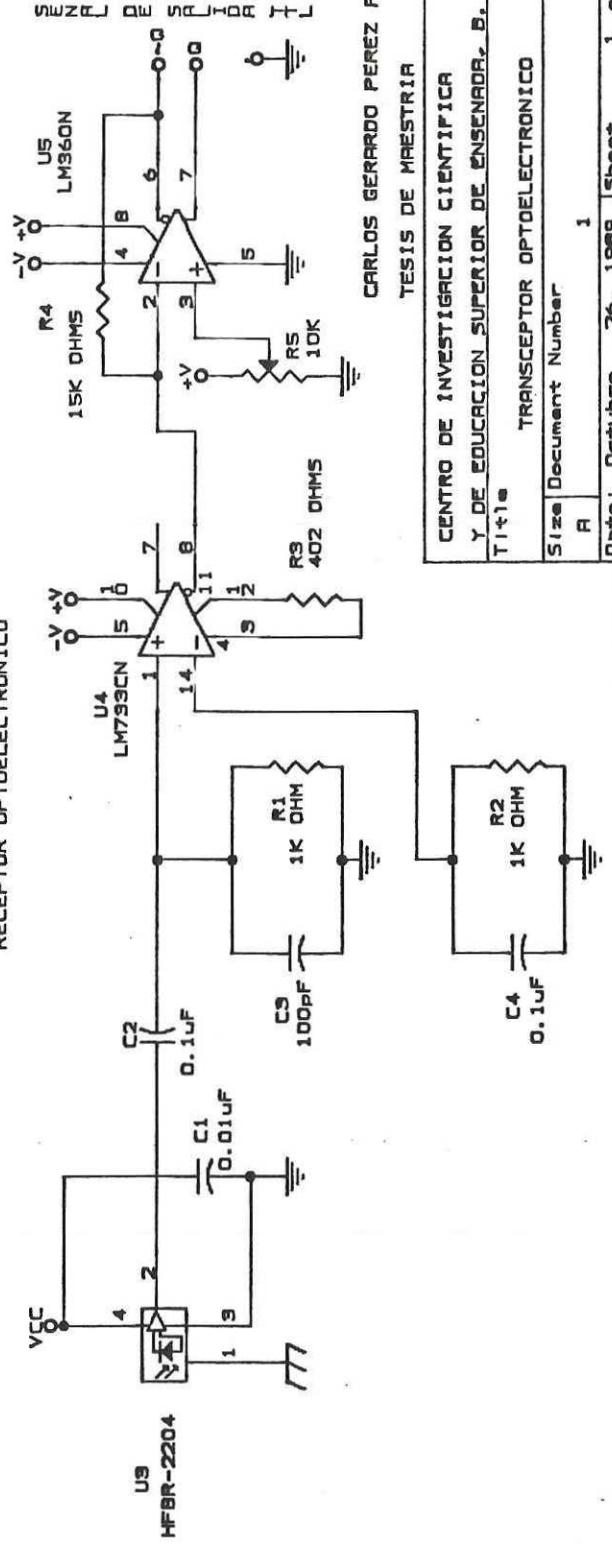


A.III DIAGRAMAS DE LOS PROTOTIPOS

TRANSMISOR ELECTROOPTICO



RECEPTOR OPTOELECTRONICO

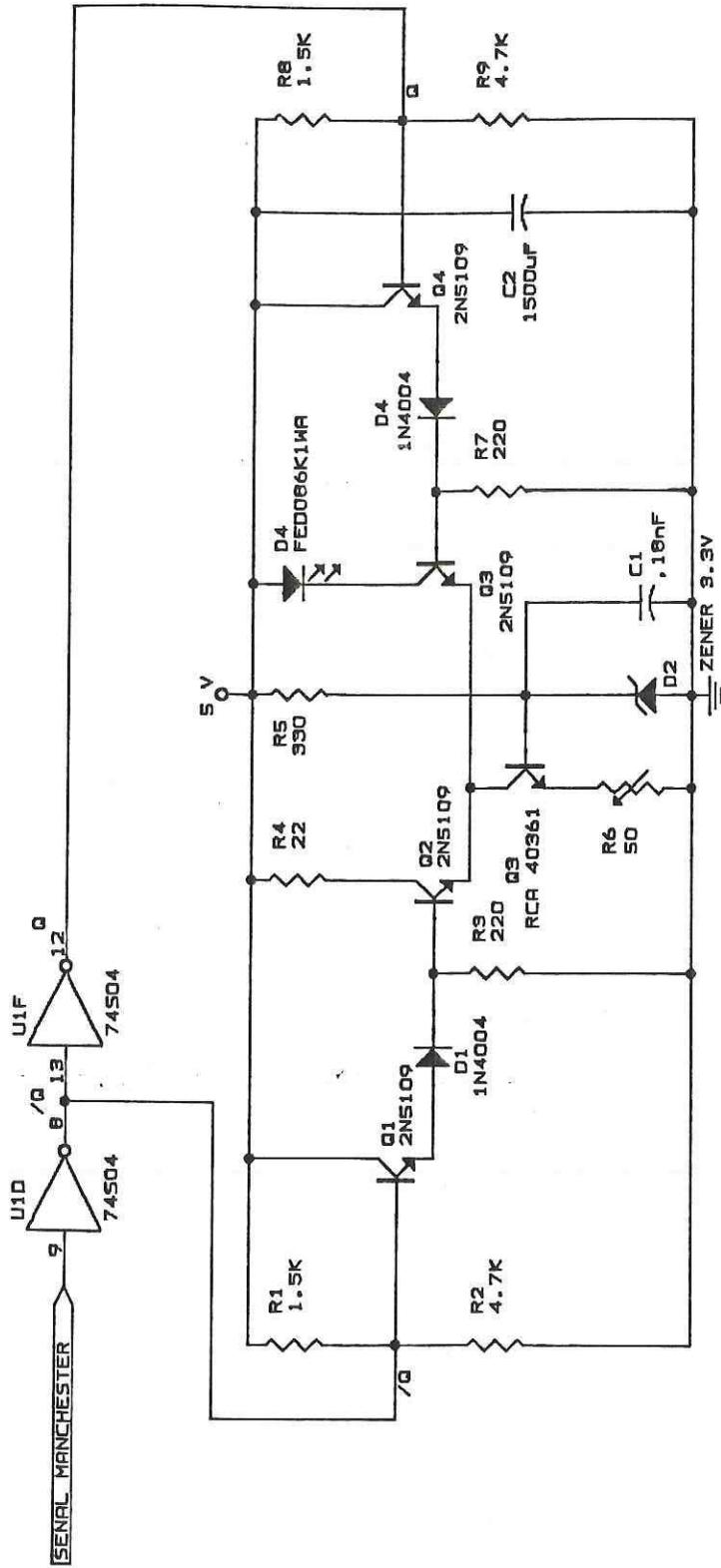


CARLOS GERARDO PEREZ PEREZ
 TESIS DE MAESTRIA

CENTRO DE INVESTIGACION CIENTIFICA Y DE EDUCACION SUPERIOR DE ENSENADA, B. C.	
Title TRANSECTOR OPTOELECTRONICO	
Size A	Document Number 1
Date: Octubre 26, 1989	Sheet 1 of 1

REV
OK

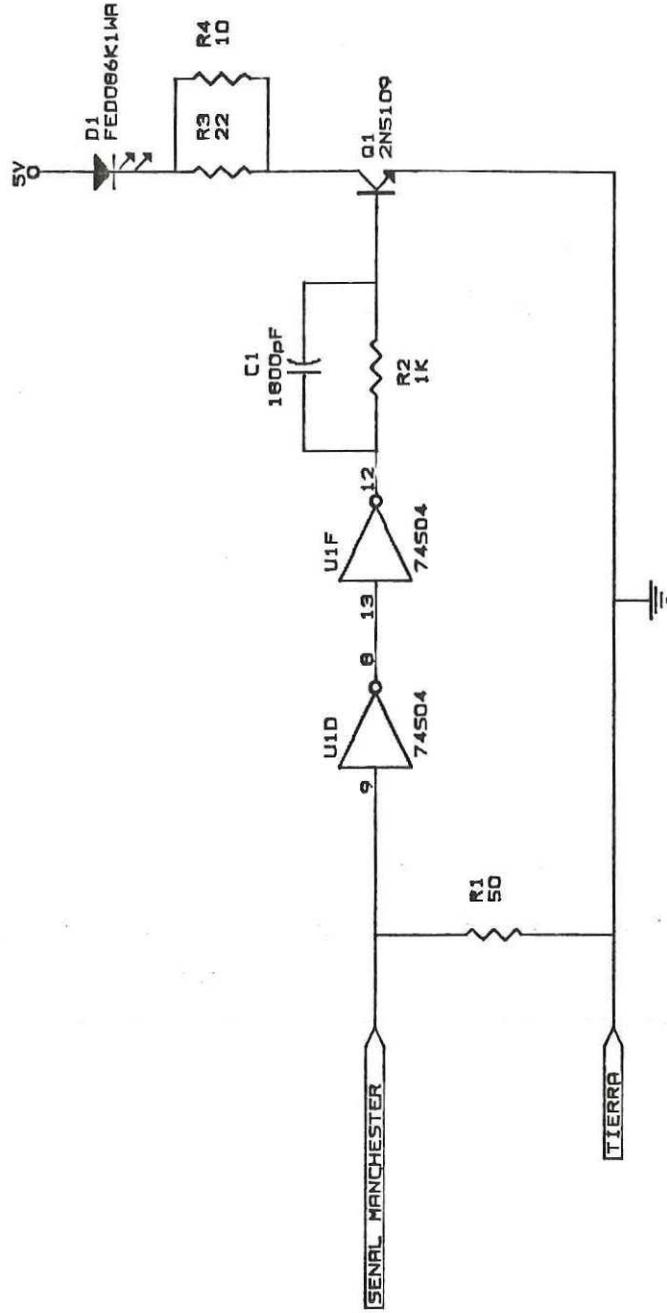
TRANSMISOR OPTICO DIFERENCIAL A 10 Mbps



CARLOS GERARDO PEREZ PEREZ
TESIS DE MAESTRIA

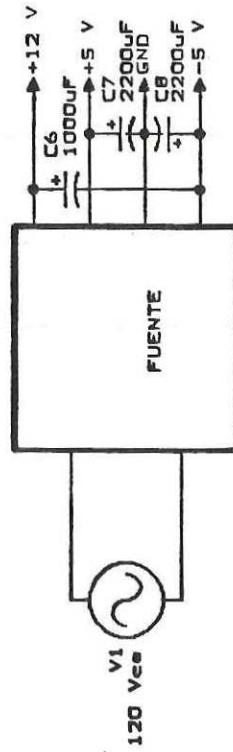
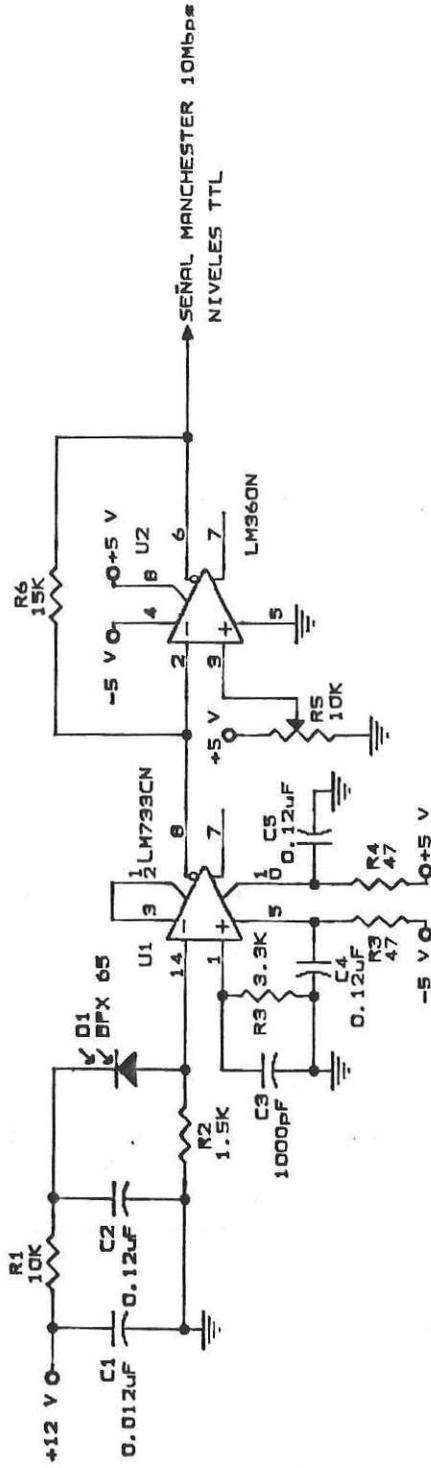
CENTRO DE INVESTIGACION CIENTIFICA Y DE EDUCACION SUPERIOR DE ENSENADA, B. C.	
Title TRANSMISOR ELECTRO-OPTICO DIFERENCIAL	
Size A	Document Number 2
Date 1 October 20, 1989	Sheet 1 of 1
REV	ok

TRANSMISOR OPTICO A 10Mbps



CARLOS GERARDO PEREZ PEREZ
TESIS DE MAESTRIA

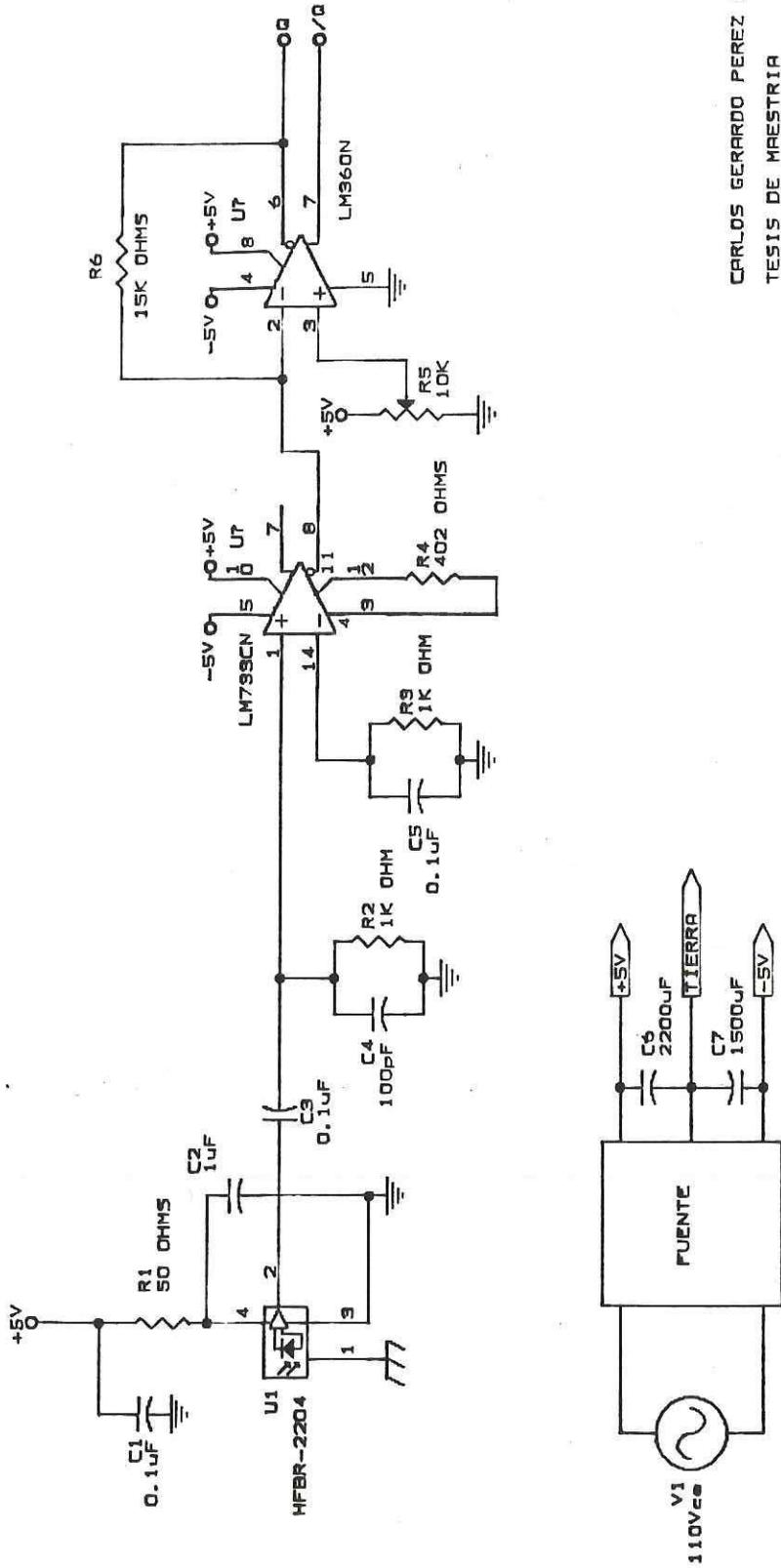
CENTRO DE INVESTIGACION CIENTIFICA Y DE EDUCACION SUPERIOR DE ENSENADA, B. C.	
Title TRANSMISOR ELECTRO-OPTICO A 10 Mbps	
Size A	Document Number 3
Date: Octubre 26, 1989	Sheet 1 of 1
REV OK	



CARLOS GERARDO PEREZ PEREZ
 TESIS DE MAESTRIA

CENTRO DE INVESTIGACION CIENTIFICA Y DE EDUCACION CIENTIFICA DE ENSENADA, B. C.	
Title RECEPTOR OPTOELECTRONICO 10Mbps	
Size R	Document Number 4
REV OK	Date: Octubre 26, 1989 Sheet 1 of 1

RECEPTOR OPTOELECTRONICO DE 10 Mbps



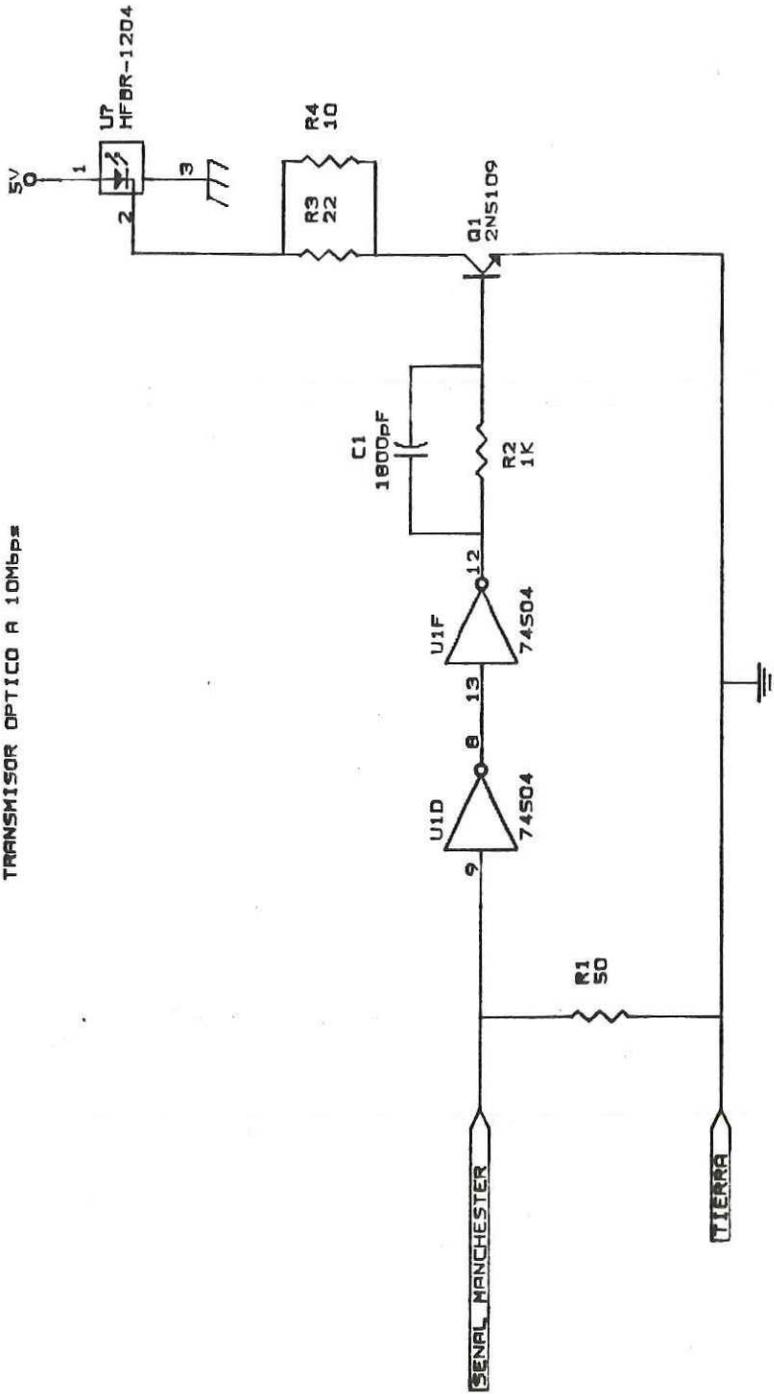
CARLOS GERARDO PEREZ PEREZ
 TESIS DE MAESTRIA

CENTRO DE INVESTIGACION CIENTIFICA Y DE
 EDUCACION SUPERIOR DE ENSENADA, B. C.

Title: RECEPTOR OPTOELECTRONICO DE 10 Mbps

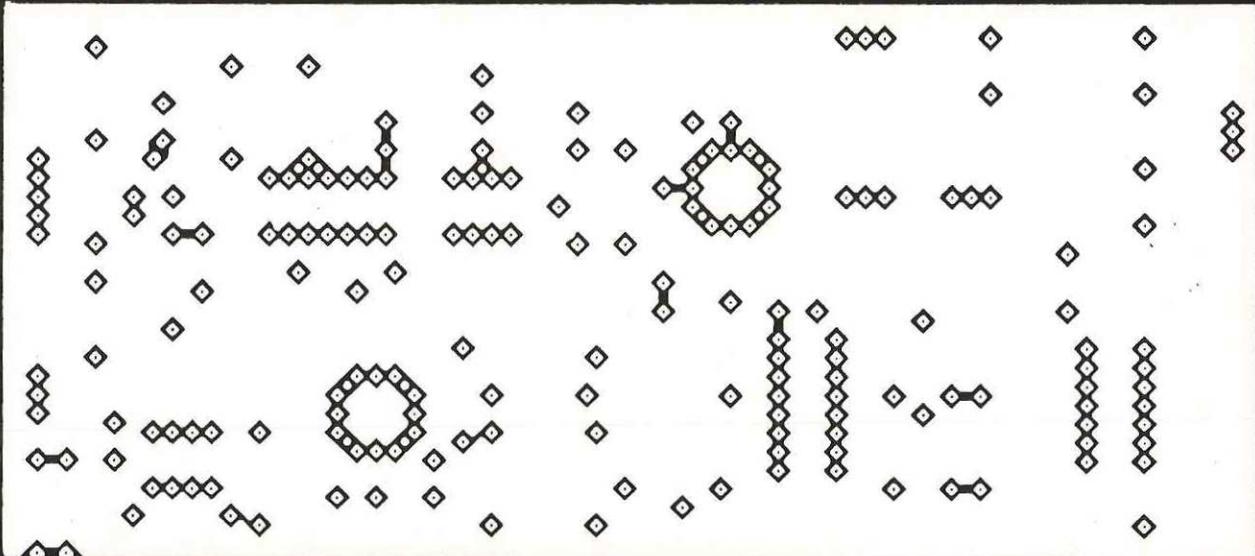
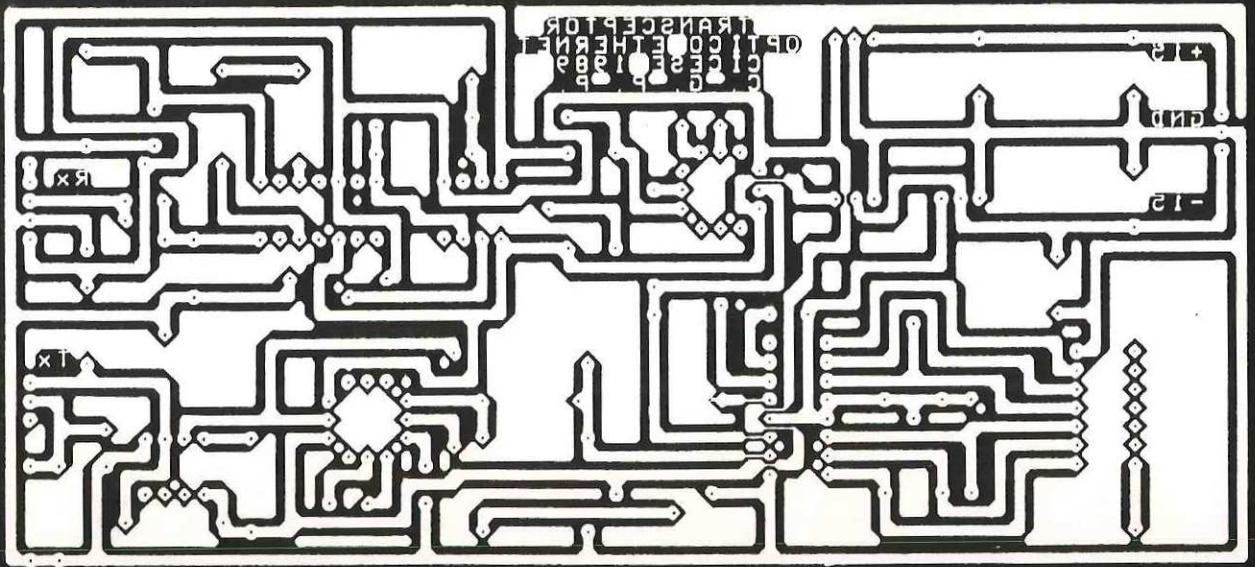
Size	Document Number	5
REV		OK

TRANSMISOR OPTICO A 10Mbps



CARLOS GERARDO PEREZ PEREZ
TESIS DE MAESTRIA

CENTRO DE INVESTIGACION CIENTIFICA Y DE EDUCACION SUPERIOR DE ENSENADA, B. C.	
Title TRANSMISOR ELECTRO-OPTICO A 10 Mbps	
Size A	Document Number 7
REV OK	Date: Octubre 26, 1989 Sheet 1 of 1



PLANTILLA DE CIRCUITO IMPRESO DEL
"TROCE"