



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MÉXICO**

**ESCUELA NACIONAL DE ESTUDIOS PROFESIONALES  
CAMPUS ARAGON**

**"FUNDAMENTOS DE ELECTRONICA DIGITAL Y OPTO ELECTRONICA , APLICADOS EN  
FIBRA OPTICA UTILIZADA EN UNA RED DE TRANSMISION DE DATOS"**

**T E S I S**  
QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:  
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA  
AREA: ELECTRICA-ELECTRONICA  
**P R E S E N T A :**  
**ARTURO SERRANO TAVERA**

ASESOR: ING. JESÚS NÚÑEZ VALADEZ

MÉXICO

2005

m.340192



Universidad Nacional  
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

**Biblioteca Central**



**UNAM – Dirección General de Bibliotecas**  
**Tesis Digitales**  
**Restricciones de uso**

**DERECHOS RESERVADOS ©**  
**PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL**

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

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

Auto: \_\_\_\_\_

UNA \_\_\_\_\_

Cont: \_\_\_\_\_

NO: \_\_\_\_\_

de la \_\_\_\_\_

to el \_\_\_\_\_

tal. \_\_\_\_\_

*Antonio Serrano Zúñiga.*

FECH: *6-11-04*

FIRMA: 

*ri*

*SPIONE. m*



ESCUELA NACIONAL DE ESTUDIOS PROFESIONALES  
ARAGÓN  
DIRECCIÓN

UNIVERSIDAD NACIONAL  
AUTÓNOMA DE  
MÉXICO

ARTURO SERRANO TAVERA  
Presente

Con fundamento en el punto 6 y siguientes, del Reglamento para Exámenes Profesionales en esta Escuela, y toda vez que la documentación presentada por usted reúne los requisitos que establece el precitado Reglamento; me permito comunicarle que ha sido aprobado su tema de tesis y asesor.

TÍTULO:  
"FUNDAMENTOS DE ELECTRONICA DIGITAL Y OPTO ELECTRONICA, APLICADOS EN FIBRA OPTICA UTILIZADA EN UNA RED DE TRANSMISIÓN DE DATOS".

ASESOR: Ing. JESUS NUÑEZ VALADEZ

Aprovecho la ocasión para reiterarle mi distinguida consideración.

Atentamente  
"POR MI RAZA HABLARÁ EL ESPÍRITU"  
San Juan de Aragón, México, 11 de junio de 2004.

LA DIRECTORA

  
ARQ. LILIA TURCOTT GONZÁLEZ



  
C p Secretaría Académica  
C p Jefatura de Carrera de Ingeniería Mecánica Eléctrica  
C p Asesor de Tesis

LTG/AIR/agp



UNIVERSIDAD NACIONAL  
AUTÓNOMA DE  
MEXICO

ESCUELA NACIONAL DE ESTUDIOS  
PROFESIONALES ARAGÓN - UNAM

JEFATURA DE CARRERA DE  
INGENIERÍA MECÁNICA ELÉCTRICA

OFICIO: ENAR/JAME/0857/2004.

ASUNTO: Sinodo

LIC. ALBERTO IBARRA ROSAS  
SECRETARIO ACADÉMICO  
P R E S E N T E

Por este conducto me permito relacionar los nombres de los Profesores que sugiero integren el Sinodo del Examen Profesional del alumno: ARTURO SERRANO TAVERA, con Número de Cuenta: 07805284-4, con el tema de tesis: "FUNDAMENTOS DE ELECTRÓNICA DIGITAL Y OPTO ELECTRÓNICA, APLICADOS EN FIBRA ÓPTICA UTILIZADA EN UNA RED DE TRANSMISIÓN DE DATOS".

PRESIDENTE:	ING. JESÚS NUÑEZ VALADÉZ	ABRIL	77
VOCAL:	ING. JUAN GASTALDI PÉREZ	OCTUBRE	79
SECRETARIO:	ING. SERGIO GALICIA RANGEL	NOVIEMBRE	84
SUPLENTE:	ING. ADRIÁN PAREDES ROMERO	MAYO	90
SUPLENTE:	ING. ESTEBAN ARELLANO RIVERA	FEBRERO	97

Quiero subrayar que el Director de Tesis es el Ing. Jesús Núñez Valadéz, quien está incluido basándose en lo que reza el Reglamento de Exámenes Profesionales de ésta Escuela.

Atentamente

"POR MI RAZA HABLARÁ EL ESPÍRITU"

Bosques de Aragón, Estado de México, 22 de octubre de 2004.

EL JEFE DE CARRERA

M. en I. ULISES MERCADO VALENZUELA

C.c.p.- Lic. Ma. Teresa Luna Sánchez.- Jefa del Depto. de Servicios Escolares.  
C.c.p.- Ing. Jesús Núñez Valadéz.- Asesor de Tesis.  
C.c.p.- Alumno.  
UMV/amce.

## **Agradecimientos.**

Doy gracias a mis Padres que en estos años han dado su esfuerzo y han sacrificado parte de su vida para que yo sea feliz y mejor persona.

Gracias por sembrar en mi el valor del esfuerzo , por darme su confianza , apoyo y consejos , en la cual quiero agradecerles con este pequeño triunfo , que por mucho es parte de ustedes.

Doy gracias a mi familia por el apoyo y comprensión para la realización de la tesis , que con esfuerzo e insistencia se logro terminar con un compromiso de varios años . Los quiero mucho.

Gracias a mis hermanos , Francisca , Adolfo , Monica , que me impulsaron para que continuara y cumpliera con una de mis metas .

Gracias al Ing. Jesús Núñez Valadez por confiar en mi , y brindarme su tiempo y compartir sus conocimientos.

Gracias al Ing. Noe Gonzalez que a pesar del tiempo comparto su amistad y apoyo.

## **OBJETIVO GENERAL.**

**ESTABLECER LOS FUNDAMENTOS DE LA ELECTRÓNICA DIGITAL Y LA OPTOELECTRÓNICA, APLICADOS EN FIBRA ÓPTICA UTILIZADA EN UNA RED DE TRANSMISIÓN DE DATOS.**

## **OBJETIVOS PARTICULARES.**

- 1.- Especificar los Fundamentos de la Transmisión de Datos.
- 2.- Establecer los Elementos de la Electrónica Digital Aplicada a los Microprocesador y los Microcontroladores.
- 3.- Explicar los Fundamentos de la Optoelectrónica.
- 4.- Desarrollar los Fundamentos y Aplicaciones de la Fibra Óptica en una Red de Transmisión de Datos.

## INTRODUCCIÓN.

Desde mediados de los años 70, los Sistemas de Comunicación que emplean las fibras ópticas como medio de transmisión, se han desarrollado considerablemente. Las atenuaciones introducidas por las fibras ópticas para sistemas de comunicación, están dentro del intervalo de 0.2 dB/Km a 5 dB/Km, y las fuentes ópticas desde varios microwatts a varios miliwatts, y sensibilidades típicas de los receptores ópticos están en el intervalo de -20 dBm a -60 dBm. Los enlaces por fibra óptica hoy en día se encuentran en aplicaciones de corta distancia y de larga distancia, tanto para rutas punto a punto como a multipunto y multipunto a multipunto.

Un entendimiento amplio del funcionamiento de cada uno de los elementos que entran a formar parte de los enlaces por fibra óptica es una condición indispensable para realizar eficientemente el diseño, dimensionamiento y mantenimiento de estos enlaces. Uno de los objetivos del presente trabajo es tender un puente entre aquellas personas que les interese el tema y los sistemas de telecomunicaciones por fibra óptica. El trabajo fue escrito también, pensando que pudiese servir como una introducción que pudiese servir como una introducción al estudio de tópicos más profundos de diferentes aspectos y aplicaciones de los sistemas de comunicaciones que emplean como medio de transmisión a las fibras ópticas.

Los sistemas de comunicaciones por fibra óptica emplean también un medio físico dieléctrico como canal de transmisión. En este tipo de sistemas de información viaja en forma de rayos de luz, o sea en ondas electromagnéticas guiadas; la única diferencia con ondas electromagnéticas de radio es la frecuencia de operación. Como en los sistemas de radiocomunicación, estos sistemas requieren de transductores para el acondicionamiento de la señal útil a transmitirse y recibirse. En el transmisor se requiere de un transductor de ondas de voltaje y corriente en ondas luminosas, en el receptor se requiere de un transductor de ondas luminosas en ondas de voltaje y corriente.

## CAPÍTULO I.

### **RED DE TRANSMISIÓN DE DATOS.**

#### 1.1.- INTRODUCCIÓN.

Las Redes de ordenadores (locales o remotas) surgieron para hacer posible compartir de forma eficiente los recursos informáticos (Arquitectura de Sistemas, Paquetes y Programas, y finalmente los Datos), de los usuarios. En general, esos recursos son sistemas heterogéneos: los equipos de fabricantes tienen características diferentes, utilizan y ejecutan Programas con características específicas y distintas para las aplicaciones deseadas por los usuarios, y manipulan y producen datos con formatos incompatibles. Así mismo, equipos idénticos de un único fabricante, que se integran en aplicaciones distintas, pueden presentar características heterogéneas.

Esa heterogeneidad de los sistemas beneficia al usuario, que no está así limitado a un único tipo de sistemas para sus distintas aplicaciones. Así, se puede seleccionar el sistema que mejor se adapte a las condiciones de aplicación que interesen y el presupuesto disponible. Por otro lado, tal heterogeneidad dificulta considerablemente la interconexión de equipos de fabricantes diferentes, según Menascé, (1994).

La interconexión de "redes", a su vez, contribuye a hacer más difícil el problema, ya que puede haber redes diferentes con servicios de transmisión diferentes, que requieran interfaces diferentes. En necesario, pues, una manera por la cual, el problema de las heterogeneidades no haga inviable la interconexión de sistemas distintos. En otras palabras, ¿cómo diseñar e implantar una red para la interconexión de sistemas heterogéneos? La incompatibilidad de equipos y/o redes fue inicialmente resuelta a través del uso de convertidores.

El almacenamiento y análisis de Información ha sido uno de los grandes problemas a que se ha enfrentado el Hombre desde que inventó la Escritura. No fue sino hasta la segunda mitad del Siglo XX que el Hombre ha podido resolver en parte este problema gracias a la invención de el Ordenador.

En la Década de los años cincuenta, el Hombre dio un gran salto en este problema al inventar el Ordenador Personal. Ahora, la Información podía ser enviada en grandes cantidades a una localidad central donde se realizaba el procesamiento de la misma.

El problema era que esta información (que se encontraba en grandes cajas repletas de tarjetas) tenía que ser "acarreada" a el Departamento de Proceso de Datos).

Con la aparición de las terminales en la década de los sesenta se logró la comunicación directa entre los Usuarios y la Unidad Central de Proceso, logrando con esto una comunicación más rápida y eficiente, pero se encontró con un problema, entre más terminales y periféricos se agregaban a los Ordenadores, la velocidad de respuesta de las mismas comenzó a decaer.

Hacia la mitad de la década de los setenta la refinada tecnología del silicón e integración en miniatura permitió a los fabricantes de Ordenadores construir más inteligencia en máquinas más pequeñas.

Estas máquinas llamadas Microordenadores, descongestionaron a las viejas máquinas centrales y ahora cada Usuario tenía su propio Microordenador en su escritorio.

Al principio de la década de los ochenta los microordenadores habían evolucionado por completo el concepto de la Computación Electrónica así como sus aplicaciones y mercados. los Gerentes de los Departamentos de Informática fueron perdiendo el control de la Información ya que ahora el proceso de la Información no estaba centralizada.

Esta época se podría denominar como la era del *"Disco Flexible"* (Floppy Disk). Los Vendedores de microordenadores proclamaban *"en estos 30 discos el Usuario puede almacenar la información de todos sus archivos"*.

Sin embargo, de alguna manera se había retrocedido en la forma de procesar la Información, ya que ahora había que *"acarrear"* la Información almacenada de los discos de un microordenador hacia el otro, y también la relativa poca capacidad de los discos hacía difícil el manejo de grandes cantidades de Información.

Con la llegada de la *"Tecnología Winchester"* (almacenamiento de Información en Disco Duro) se lograron dispositivos que podían almacenar grandes de Información que iban desde 5 hasta 100 Megabytes. Una desventaja de esta tecnología era el alto costo que significaría la adquisición de un disco duro de tipo Winchester.

En este entonces fue cuando nació la idea que permitiría a múltiples Usuarios compartir los costos y beneficios de un disco de tipo Winchester. Las primeras Redes Locales estaban basadas en *"Disk Server's"*. Estos permitían a cada Usuario el mismo acceso a todas las partes del disco. Esto causaba obvios problemas de la seguridad y de integridad en los datos.

La Compañía *Novel Inc.* fue la primera en introducir un *"File Server"* en el cual todos los Usuarios pueden tener acceso a la misma Información, compartiendo archivos pero con niveles de seguridad, lo cual permitía que la seguridad e integridad de la Información no se violara.

Novel basó su investigación y desarrollo en la idea de que son los "Programas y Paquetes" de la Red y no de la "Arquitectura" que hacia la diferencia en la operación de la Red. Esto se ha podido constatar y en la actualidad Novel soporta más de 20 tipos diferentes de Redes en base a la variedad de sus Sistemas Operativos, (Novel, 1995).

El mundo de las Redes de Área Local (LAN) nació de la necesidad de compartir recursos entre los Ordenadores y los usuarios para hacer más eficiente, económico y administrable un Sistema de Ordenadores.

La expansión de la Industria de las Redes Locales durante los últimos seis años ha sido explosiva. Se estima que sólo en los Estados Unidos de América existen sobre de 100 Fabricantes de Sistemas Completos, otras Empresas ofrecen componentes de Red individuales. Son más de 250 las Empresas dedicadas al negocio de Redes Locales y sus componentes.

La idea básica de una Red de Área Local (LAN) es facilitar el acceso a todos y desde todos los Equipos Terminales de Datos (ETD) de la Oficina, entre los que se encuentran no sólo los Ordenadores, sino también otros dispositivos presentes en casi todas las Oficinas: Impresoras, Trazadores Gráficos, Archivos Electrónicos, Bases de Datos, así como compartir recursos disponibles dentro de la Red.

La Red de Área Local (LAN) se configura de modo que proporcione los Canales y Protocolos de Comunicación necesarios para el intercambio de datos entre Ordenadores y Terminales.

Una Red Local de Microordenadores según Green (1992), es la interconexión de Estaciones de Trabajo que permite la comunicación entre ellas y compartir recursos en forma coordinada e integral, aprovechando la base instalada de Ordenadores. Las ventajas que ofrece este tipo de Red de Ordenadores son las siguientes:

- 1.- Compartir recursos ("Hardware y Software"). Se tiene información y dispositivos a los cuales se puede acceder.
- 2.- Intercambiar información.
- 3.- Respalidar datos.
- 4.- Tener flexibilidad en el manejo de la información.
- 5.- Crecimiento modular (se puede empezar con una Red pequeña).
- 6.- Facilidad de adquisición (principalmente por el Sector Público, ya que los Ordenadores se arman en México).

7.- Son sistemas que permiten cambiar de recursos sin muchas dificultades.

8.- Servicios de Correo Electrónico y Mensajería.

### 1.2.- ELEMENTOS DE UNA RED.

Los elementos básicos de una Red de Área Local (LAN) son, según Tanenbaum, (1991):

1.- Las Estaciones de Trabajo (Ordenadores).

2.- El Servidor de la Red (Ordenador tipo AT).

3.- Los Cables de Comunicación.

4.- Las Tarjetas de Interfase.

5.- El Sistema Operativo.

1.- Las Estaciones de Trabajo.- Son Microordenadores que utiliza el usuario para Procesar su información. Estos Microordenadores pueden ser de tipo AT, con o sin Disco Duro. Para procesar la información, el usuario puede hacer uso de los recursos de su microordenador o acceder a la Red para utilizar unidades de memoria, impresoras, graficadores y Módems.

2.- El Servidor de la Red.- Es un microordenador de alto rendimiento que tiene uno o varios discos duros de alta velocidad, gran capacidad de memoria y varios puertos para conectar periféricos. Este microordenador ofrece sus recursos a los demás usuarios.

Puede haber uno o varios Servidores en la misma Red, y dependiendo del tamaño de la Red, el Servidor puede ser un Ordenador con un Microprocesador PENTIUM® de alta capacidad.

Se tienen los siguientes tipos de servidores para una Red de Área Local (LAN):

a). Dedicado o no Dedicado.

b). Centralizado o distribuido.

Las funciones del servidor dedicado son exclusivamente administrar los recursos de la Red y controlar el acceso a datos y programas de aplicación por parte de los usuarios de la Red.

Por otra parte, un servidor no dedicado es aquel que además, se utiliza también como una Estación de Trabajo de la Red. Es poco recomendable utilizar el Servidor en modo no dedicado, ya que hace más lento el funcionamiento de la Red.

Las Redes con Servidor centralizado, utilizan una sólo Ordenador como Servidor de Archivos, Servidor de Impresoras y Administrador de la Red.

Las Redes con varias Estaciones de Trabajo, y gran tráfico de información, utilizan como Servidor Distribuido dos o más Ordenadores en donde alguna de ellas, se encarga de Administrar el uso de Impresoras, otra para Administrar Archivos y proporcionar Programas de Aplicación y posiblemente una tercera, para Comunicación con otras Redes o "Mainframes".

Una de las ventajas de las Redes de Ordenadores, es que se puede aumentar la capacidad de almacenamiento con sólo agregar más equipos y que la ubicación de éstos, se puede ajustar a la distribución física de los Departamentos de la Empresa que utilice la Red.

3.- El Cable de Comunicación.- Es el Medio Físico que se utiliza para enviar o recibir mensajes de un Ordenador a otro. Son tres los medios de Comunicación para Redes Locales de Ordenadores y son:

- a). Cable Trenzado o Telefónico.
- b). Cable Coaxial.
- c). Fibra Óptica.

4.- Tarjetas de Interfase.- Las tarjetas de interfase de Red *NIC (Network Interface Card)*, son una pieza de la Arquitectura ("*Hardware*") que va dentro del Ordenador y que provee la conexión física a la Red.

La tarjeta de interfase toma los datos del Ordenador, los convierte a un formato apropiado para poder ser transportados y los envía por el cable, a otra tarjeta de interfase. Esta tarjeta los convierte nuevamente al formato original y los envía al Ordenador. Las funciones de la tarjeta de interfase son las siguientes:

- a). Comunicaciones de la Tarjeta de Interfase hacia el Ordenador.
- b). Almacenamiento en Memoria.

La mayoría de las tarjetas de interfase utilizan un "Buffer"<sup>1</sup>. Este "Buffer" compensa los retrasos inherentes a la transmisión. Para hacer esto, el "Buffer" almacena temporalmente los datos que serán transmitidos a la Red o al Ordenador.

Usualmente, los datos vienen a la tarjeta más rápido de lo que pueden ser convertidos a serie o paralelo "Despaquetizados", leídos y enviados; por lo cual, se debe contar con un "Buffer" que los almacene temporalmente.

Algunas tarjetas de interfase no cuentan con "Buffer" de memoria, sino que utilizan la Memoria tipo RAM del Ordenador, lo cual es más barato, pero también más lento.

c). Construcción de Paquetes.- La tarjeta de interfase funciona como un Dispositivo de Entrada/Salida en el que la memoria de su Microprocesador, es compartida tanto por la UPC (Unidad de Procesamiento Central), como por la tarjeta y es ahí donde se "Parte" el mensaje en pequeños paquetes de información que son enviados a la tarjeta de interfase receptora, la cual reconstruye el mensaje original.

d). Conversión Serie/Paralelo.- La tarjeta de interfase posee un controlador que toma los bits que recibe el Ordenador en paralelo, y los envía en serie por el cable de la Red. En el lado receptor, se repite el proceso en forma inversa.

e). Codificación y Decodificación.- Esta tarea consiste en convertir los datos que envía el Ordenador, en señales eléctricas que representan "0" y "1" lógicos, para poder ser transmitidos por el cable de comunicación.

f). Acceder al Cable.- Todas las tarjetas de interfase, cuentan con un conjunto de circuitos que definen el método para acceder a la red: *TOKEN BUS*, *TOKEN RING* Y *CSMA/CD*.

g). "Handshaking".- Es un proceso de señalización entre la tarjeta transmisora y la tarjeta receptora, para ponerse de acuerdo en la forma de transmitir. La negociación consiste en establecer el tamaño máximo de los paquetes a ser enviados, los tiempos de espera, el tamaño del "Buffer" de memoria, etcétera.

La complejidad de la tarjeta de interfase, es la que define las características de la transmisión, pero cuando se enlazan dos tarjetas de características diferentes, se transmite en la forma en que puede hacerlo la tarjeta menos compleja.

h). Transmisión - Recepción.

---

<sup>1</sup> "Buffer".- Se define como un canal de retención momentáneo de información.

**5.- Sistema Operativo de la Red.-** Es un conjunto de programas que residen en el Servidor, y que se encargan de comunicar a las Estaciones de Trabajo entre sí, garantizar la integridad de la información y controlar el uso de los recursos de la Red.

Hay muchos Sistemas Operativos, cada uno con características propias, que los diferencian de otros. Los más populares son: *Sistema Operativo Novel Network*, *IBM PC LAN®* y *el LAN MANAGER®*, *WINDOWS NT®*, *UNIX®*, *LINUX®*, *SUN SOLARIS®*, etcétera.

### 1.3.- TOPOLOGÍAS Y MÉTODOS PARA ACCEDER A LAS REDES.

Según Madron (1997): *"La Topología de una Red, es la forma física de conectar las Estaciones de Trabajo, adoptada por la persona que diseña la Red, así mismo, las Estaciones de Trabajo se comunican a la Red por un Método de Acceso Específico que depende del tipo de Red de que se trate"*.

Los Métodos para Acceder son técnicas utilizadas por las Estaciones de Trabajo, para compartir el canal de comunicación. Los tipos de Redes más importantes de acuerdo a la Topología son:

- 1.- Red Tipo Anillo.
- 2.- Red Tipo Bus ó Lineal.
- 3.- Red Tipo Árbol ó Estrella.

La elección de uno ú otro tipo de Red influye en algunas características de la Red, tales como:

- 1.- La flexibilidad de la Red para aceptar más Estaciones de Trabajo.
- 2.- El tráfico máximo de información que acepta la Red, sin que se produzcan interferencias continuas.
- 3.- Los tiempos máximos de Transmisión - Recepción.
- 4.- El precio de la Red.- Una Topología mal elegida, eleva los costos de la Red.

## 1.4.- CARACTERÍSTICAS DE LAS TOPOLOGÍAS DE UNA RED.

### 1.4.1.- RED TIPO ANILLO.

*"En esta Topología, las Estaciones de Trabajo y el Servidor están conectados a través de un sólo Cable de Comunicación de trayectoria cerrada, en donde la información fluye en un sólo sentido.*

*El Método para Acceder al Cable se llama TOKEN-RING, en el cual, si una Estación de Trabajo quiere transmitir datos, envía un arreglo de bits de información (TOKEN) que son recibidos por el Ordenador más cercano, la cual los retransmite y los envía al siguiente Ordenador, y así sucesivamente hasta que el mensaje llega a su destinatario". (Giozza; De Araújo; Moura, 1996).*

Con este Método para Acceder se tienen las siguientes ventajas:

- 1.- Los tiempos máximos de espera están definidos.
- 2.- Como el Servidor sondea primero cuál Estación de Trabajo quiere transmitir, no existen interferencias entre las Estaciones de Trabajo.
- 3.- Es un Método de Acceso útil en Redes con gran carga de trabajo.
- 4.- Los nodos se conectan en forma circular.
- 5.- Cada uno de los nodos retransmite a su vecino.
- 6.- Si un nodo falla, afecta el funcionamiento de la Red.
- 7.- La ruptura de un cable afecta a toda la Red.
- 8.- Se necesita que una máquina sea "MONITOR" y esto se decide según criterios.

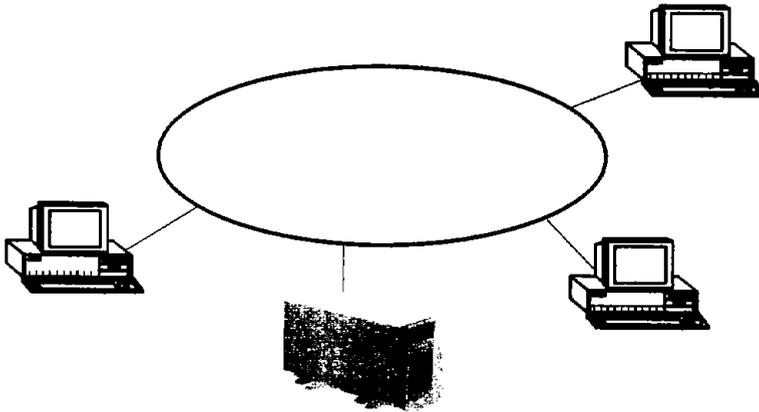


Figura I.1.- Topología de Anillo.

#### I.4.2.- RED TIPO BUS O LINEAL.

*"Este tipo de Redes tienen un sólo bus ó Cable Común de Comunicación, que transporta la información de todas las Estaciones de Trabajo conectadas a él. Estas Redes pueden utilizar el Método para Acceder CSMA/CD (Carrier Sense Multiple Access With / Colision Detection) ó el "TOKEN PASSING".*

*En el Método para Acceder de Forma Múltiple en el Sentido del Portador con Detección de Colisión, las Estaciones de Trabajo que desean transmitir compiten entre sí para utilizar el Cable de Comunicación". (Conant, 1996).*

Quando una Estación de Trabajo transmite, espera una confirmación de que su mensaje fue recibido correctamente, pero si esto no sucede, quiere decir que hubo una "Colisión" en el cable debido a que dos ó más Estaciones de Trabajo, transmitieron al mismo tiempo.

Una vez detectada la "Colisión" de datos de los Ordenadores involucrados, esperan un tiempo aleatorio y diferente en cada una para retransmitir el mensaje, con lo que se garantiza el que no exista otra colisión.

La principal desventaja de este Método de Transferir Información, es que los tiempos de espera pueden llegar a ser muy grandes en condiciones de alto tráfico de información. Las características principales de esta Topología son:

- 1.- Es la Topología más simple. Un cable lineal con varios dispositivos conectados a lo largo de él.
- 2.- Las transmisiones de un nodo viajan en ambos sentidos.
- 3.- Los nodos no retransmiten la información.
- 4.- Si un nodo falla, no afecta el funcionamiento de la Red.
- 5.- La ruptura en el cable afecta a toda la Red.

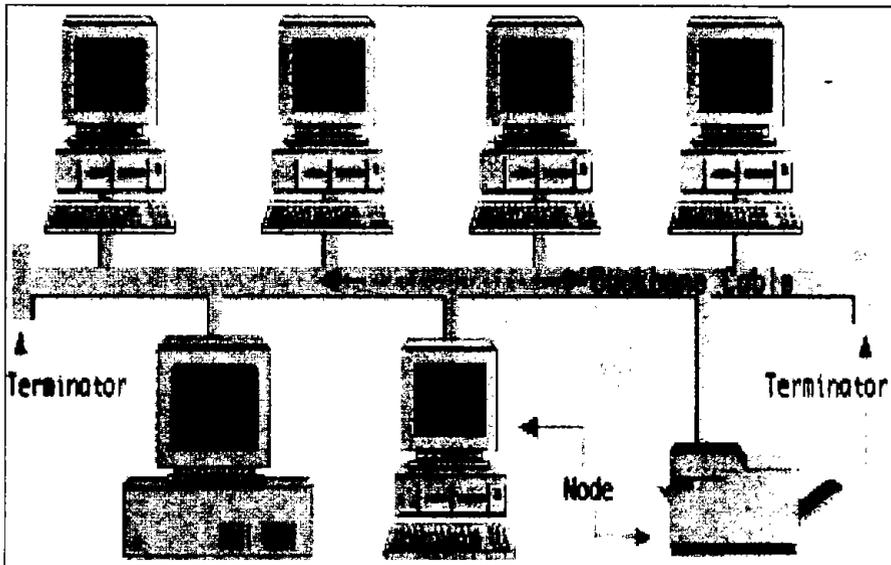


Figura 1.2.- Topología de Bus.

### 1.4.3.- RED TIPO ÁRBOL O ESTRELLA.

*"La Red tipo Árbol se conoce también como Anillo Modificado, lo cual se debe a que esta Red es una combinación de la Red de Anillo y la Red tipo Lineal. Se dice que físicamente es una Red Lineal, porque tiene un bus central de comunicaciones al que se conectan las Estaciones de Trabajo en forma directa o a través de ramificaciones.*

*Por otra parte, su Método para Acceder, llamado TOKEN PASSING, hace que lógicamente funcione como si fuera una Red tipo Anillo". (Bates, 1994).*

El Método para Acceder llamado "TOKEN PASSING", consiste en la transmisión de tramos de bits (TOKEN's) de una Estación de Trabajo a otra; pero a diferencia de la Red Anillo, a cada Estación de Trabajo se le asigna un turno para transmitir que puede ser diferente al de su ubicación física dentro de la Red. Las características más importantes de esta Topología son:

- 1.- Los nodos se conectan a un Concentrador Central.
- 2.- La falla de un nodo no afecta la Red.
- 3.- La ruptura de un cable afecta sólo al nodo conectado a él.
- 4.- El tráfico de información aumenta conforme se incrementan los puertos.
- 5.- El repetidor Reenvía la información n-1 veces a través del repetidor.

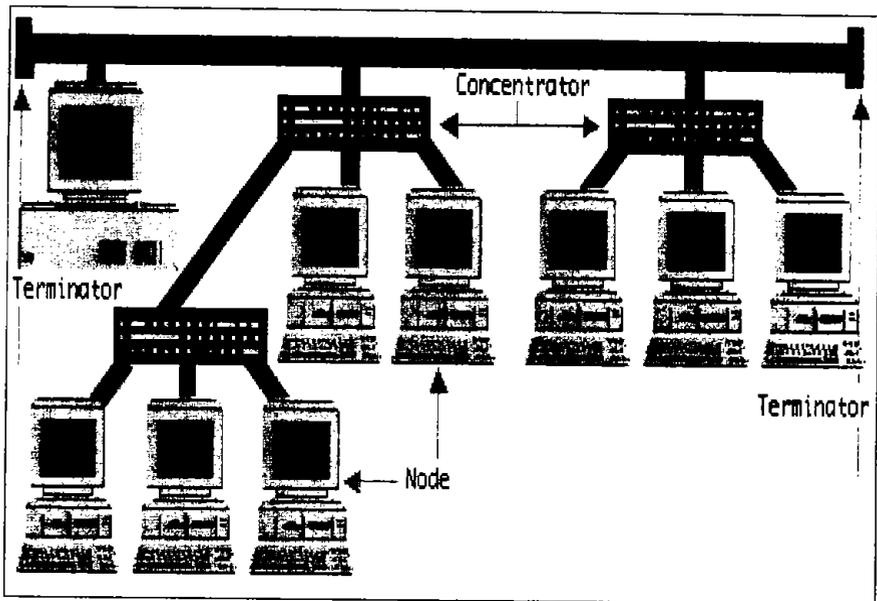


Figura 1.3.- Topología de Árbol.

Aunque las diferencias entre las Redes de Área Local (LAN) son grandes, todas ellas comparten varias características comunes, según (Black, 1994), son las siguientes:

1.- Una Red de Área Local (LAN) proporciona la facilidad mediante la cual se interconectan los Microprocesadores, el almacenamiento auxiliar, los dispositivos de facsímil, las impresoras, las copadoras inteligentes, los equipos de fotocomposición, los teléfonos y los dispositivos de vídeo para comunicarse entre sí. Algunas Redes de Área Local (LAN) interconectan cientos de dispositivos.

2.- El objetivo supuesto de todas las Redes de Área Local (LAN), es permitir a las Organizaciones tener grandes ganancias en productividad y ahorros en costos mediante las eficiencias inherentes de la compartición de recursos.

Una Red de Área Local (LAN) es una Red de Comunicaciones entre elementos al mismo nivel debido a que todos los dispositivos de la Red tienen iguales condiciones para acceder a todos los servicios de la Red.

3.- Debido a que son de propiedad privada y se instalan de manera que no interfieran con las comunicaciones de otras Redes, las Redes de Área Local (LAN) no están sujetas a la Jurisdicción de las Agencias Reguladoras Federales o Estatales.

4.- Las Redes de Área Local (LAN) generalmente están limitadas a un sólo edificio o a un complejo de edificios, aunque algunos dispositivos de la Red pueden extenderse hasta 50 millas. Esto significa que una Red de Área Local (LAN) puede conectar dispositivos de comunicación ubicados en diferentes pisos de un edificio, en edificios adyacentes o en la misma Ciudad.

5.- Las velocidades de transmisión típicamente se encuentran entre 1 y 10 Mbits/seg. Sin embargo, algunas Redes de Área Local (LAN) emplean velocidades de transmisión que superan bastante a los 10 Mbits/seg. Como podría sospecharse, entre mayor sea la velocidad de datos, mayor ser el costo de la Red de Área Local (LAN).

6.- Las Topologías de Bus y de Anillo emplean un cable compartido. Esto significa que no puede haber dos mensajes en el cable en el mismo lugar, y al mismo tiempo, sin que se presente una colisión entre ellos, ocasionando la destrucción de ambos mensajes.

Los dispositivos de alguna manera, deben transmitir mensajes de acuerdo a un esquema de acceso, tomando turnos para el uso del cable. El principal esquema para acceder para el cable en el caso de un Bus es la contención. Para un Anillo es el pase de (TOKEN's). Una Estrella utiliza un *Concentrador Central* para controlar la entrada.

## 1.5 - TÉCNICAS DE COMUNICACIÓN.

La transmisión de bits de información a través del Cable de Comunicación, se realiza en dos formas: *En Banda Base* y *en Banda Ancha*. (De Prycker, 1993).

La mayor parte de las Redes Locales trabajan en Banda Base; es decir, utilizan Señales Digitales para transmitir su información a lo largo del cable. La ventaja de utilizar Señales Digitales es que el costo y la complejidad de la Red disminuyen, porque dado que el Ordenador también trabaja con Señales Digitales, los módulos de conexión al cable son sencillos.

En las Redes de Banda Ancha, las Señales Digitales del Ordenador se tienen que convertir en Señales Analógicas usando un Módem para poder ser transmitidas a través del cable.

El ritmo de frecuencia que ocupan estas Señales al ser transmitidas por el cable, es pequeño comparado con el rango de frecuencias (ancho de banda), que puede manejar el Cable de Comunicaciones, lo cual permite que otras Señales Analógicas (Voz, TV, Fax), de frecuencias distintas puedan ser transmitidas simultáneamente por el mismo cable.

Algunos Bancos prefieren gastar en una Red de Banda Ancha, para poder conectar sus Ordenadores, Teléfonos y Cámaras de TV por un mismo cable, y reducir así los costos de instalación.

Las características de las Redes que operan en Banda Base son:

- 1.- Son de fácil mantenimiento e instalación, ya que no se requieren Módems.
- 2.- El número máximo de Ordenadores conectadas a la Red es reducido.
- 3.- Las distancias máximas entre elementos de la Red son más pequeñas que las de Redes en Banda Ancha.
- 4.- Aceptan sólo Señales Digitales.

Las características de las Redes que operan en Banda Ancha son:

- 1.- Permite conectar más elementos a la Red y utilizar cables de conexión de longitudes mayores.
- 2.- Se pueden transmitir varias señales (Voz, Datos, TV, Fax), por el mismo cable simultáneamente.
- 3.- Las velocidades globales de comunicación son altas.

4.- Utilizan un cable para transmitir y uno para recibir, ó un sólo cable con un rango de frecuencia para transmitir y otro para recibir, ya que las Señales de Información viajan en un sólo sentido.

5.- Debido a la utilización de equipos para Modular y Demodular la Señal, filtros de frecuencia y amplificadores, la instalación y mantenimiento de estas Redes es más costoso y complejo.

### 1.6.- REDES LOCALES EN EL MERCADO.

Cuando se desea contar con una Red Local de Ordenadores, se puede elegir entre tres opciones establecidas y por los Estándares Internacionales. Cada tipo de Red se diferencia, no sólo por su Topología y Método de Acceso, sino también por características especiales que las hacen más apropiadas en ciertos casos. Los tipos más comunes son:

#### 1.6.1.- RED LOCAL ARCNET.

La Red ARCNET (*ATTACHED RESOURCE COMPUTER NETWORK*), es una Red Local tipo Árbol capaz de interconectar hasta 255 nodos. Por nodo se refiere a cualquier dispositivo conectado a la Red como Periféricos y Estaciones de Trabajo. (Black, 1999).

Las principales características de esta Red son:

- 1.- Topología: Estructura de Árbol.
- 2.- Velocidad: 2.5 Mbits/segundo.
- 3.- Tiempo de Respuesta: Determinístico.
- 4.- Método de Acceso: Token Passing.
- 5.- Medio de Transmisión: Cable Coaxial de 93 Óhms.
- 6.- Modo de Transmisión: Banda Base.

Las unidades repetidoras de ARCNET se clasifican en pasivas y en activas; las activas a su vez se clasifican en internas y externas.

a). Unidades repetidoras pasivas.- Cuando la distancia que debe cubrirse entre los nodos más lejanos de una Red, no sobrepasa los 60 Metros, y además el número de nodos no excede a cuatro, es posible conectar una unidad repetidora pasiva, la cual tiene cuatro puertos con un alcance de 30 Metros en cada uno de ellos.

Esta unidad debe ser conectada directamente a las tarjetas de Red o a un puerto de un repetidor activo; esto significa, que no se pueden conectar dos pasivos entre sí, ni tampoco dos o más activos por medio de un pasivo.

b). Unidades repetidoras activas.- Tienen un alcance por puerto de 600 Metros, lo cual las hace ideales para instalaciones donde la distancia sea un factor importante.

Por otro lado, tienen la capacidad de ser interconectados entre ellos y con repetidores pasivos, lo cual brinda la posibilidad de contar con el crecimiento que se requiera en cualquier tipo de instalación. Estos alimentadores pueden ser internos o externos y requieren alimentación eléctrica.

Regularmente los repetidores activos, poseen ocho puertos y los pasivos cuatro. Mientras el activo amplifica la señal a sus niveles óptimos, el pasivo sólo divide la señal (técnicamente hace un acoplamiento de impedancias en un sencillo circuito de 4 resistencias).

Principales ventajas de la *Red Local ARCNET*:

- 1.- Es una Red de uso general.
- 2.- Tiempo de respuesta estable bajo carga de trabajo.
- 3.- Flexibilidad en crecimiento.
- 4.- Excelente costo-beneficio.

#### 1.6.2.- RED LOCAL ETHERNET.

La *Red Local ETHERNET* es una Red tipo Bus o Lineal, y recibe este nombre en analogía a la Teoría del Éter de la transmisión de la luz, para Black (1999), las principales características de este tipo de red son:

- 1.- Topología: Bus o Lineal.
- 2.- Medio Físico: Cable Coaxial de 50 Óhms.
- 3.- Modo de Transmisión: Banda Base.
- 4.- Método de Acceso: CSMA/CD.

#### 5.- Velocidad de Transmisión: 10 Mbits/segundo.

El crecimiento total de la Red es de 86 nodos repartidos en tres segmentos de una distancia no mayor a 200 Metros cada uno, unidos por dos repetidores, siendo éste el número máximo de ellos.

Un segmento es un cierto tramo de cable, al que se agregan elementos de conexión hacia los Ordenadores (*Transceiver's*), y que en los extremos se les coloca dispositivos terminadores.

Un segmento está limitado a soportar un máximo de 30 nodos; sin embargo, este número puede duplicarse o triplicarse al colocar uno o dos repetidores; estos elementos están considerados como un nodo más entre cada segmento al que están conectados, por lo tanto, al agregar dos repetidores, se tienen 4 nodos, menos del total de 90, así que el número máximo es 86.

Esta Red puede trabajar a una velocidad promedio de 10 Mbits/segundo, lo cual la hace ideal para cargas pesadas de acceso a la Red; sin embargo, debido a que utiliza el Método de Acceso CSMA/CD, su funcionalidad va decayendo rápidamente a medida que el número de usuarios en la Red se incrementa, es por esto que esta Topología se recomienda cuando la carga de trabajo es pesada, pero el número de Estaciones de Trabajo activas no es mayor de 10 a 15.

El Cable de Comunicación utilizado es el cable coaxial de 50 Óhms, que viene en dos versiones:

1.- Cable grueso: Hasta 500 Metros/Segmento. Mínimo 2.5 Metros de distancia entre estaciones de trabajo. Requiere un "*Transceiver*" por estación, y dos terminadores por segmento.

2.- Cable delgado: Hasta 300 Metros/Segmento. Mínimo 3 Metros de distancia entre estaciones. Requiere un conector tipo "T" por Estación y dos terminadores por segmento.

Para un cableado *ETHERNET*, se recomienda lo siguiente:

- 1.- Un segmento no debe exceder los 185 Metros.
- 2.- Se puede tener un total de 5 segmentos conectados por repetidores, tres segmentos activos y dos pasivos.
- 3.- La distancia total de la Red, no debe exceder de 555 Metros.
- 4.- La mínima distancia de cable entre dos nodos, debe ser de 0.5 Metros.
- 5.- El número máximo de nodos por segmento es 30.

6.- El número total de nodos por Red es de 86.

Principales ventajas de la *Red Ethernet*:

- 1.- Garantiza conectividad a otros ambientes (uso específico).
- 2.- Excelente rendimiento con pocos nodos.
- 3.- Está apoyado por varias Empresas Transnacionales de importancia.

Principales desventajas:

- 1.- Tiempo de respuesta decreciente bajo carga de trabajo.
- 2.- Es necesario anticipar y dejar cableado el crecimiento de la Red.

### 1.6.3.- RED TOKEN-RING.

Esta Red fue patrocinada por IBM y apareció a finales de 1985. Sus principales características son las siguientes: (Latif: Rowland: y Adams, 1992).

- 1.- Topología: Anillo.
- 2.- Modo de Transmisión: Banda Base.
- 3.- Número Máximo de Nodos: 72.
- 4.- Velocidad de Transmisión: 4 Mbits/Segundo.

El dispositivo básico de la Red es conocido como *MUA* (Multi Acces Unit) cuya finalidad es la de mantener el Anillo cerrado pese a que algunas Estaciones de Trabajo no estén prendidas o estén fallando. Esta Red es altamente recomendada cuando se tiene la necesidad de que la Red se comuniquen con un MiniOrdenador o un "Mainframe" IBM.

Los *MAU's* que se ofrecen en el mercado son de 4 puertos, lo cual significa que únicamente se pueden tener cuatro máquinas conectadas a éste; sin embargo, si se requiere de más equipo en la Red, es necesario que se coloquen más unidades de este tipo.

Para que siga respetando la estructura de Anillo, es necesario que se sigan conectando las Unidades Centralizadoras entre sí, para ello cada unidad posee dos puertos adicionales mediante los cuales es posible la interconexión.

Las características del cableado para una *Red Token-Ring* son:

- 1.- Cable tipo 3 (AWG 22/24) de dos pares trenzados (Telefónico).
- 2.- El máximo número de nodos es 72.
- 3.- El máximo número de MAU's conectados en cascada es de 18.
- 4.- La distancia máxima de cableado entre el MAU y la Estación de Trabajo es de 150 Metros.
- 5.- La distancia máxima entre MAU's es de 150 Metros.

Las principales ventajas de la *Red Token-Ring* son:

- 1.- Tiempo de respuesta estable.
- 2.- Conecta gran cantidad de nodos.
- 3.- Conectividad a otros productos IBM.
- 4.- El Sistema Operativo *IBM PC LAN*, está diseñado específicamente para esta Red.
- 5.- Su principal desventaja es el alto costo de la Red.

## CAPÍTULO II.

### **ELEMENTOS DE ELECTRÓNICA DIGITAL.**

#### II.1.- INTRODUCCIÓN.

Los Microprocesadores y Microcontroladores juegan un papel extremadamente importante en el diseño de sistemas digitales, ya que, para la realización de sistemas electrónicos muy diversos, permite el uso de estructuras estandarizadas sin más que programarlas adecuadamente. El abanico de aplicaciones donde se utilizan microprocesadores o microcontroladores es muy amplio, y abarca campos tan variados como pequeños sistemas de electrónica de consumo, instrumentación, control de procesos, comunicaciones y realización de computadores. En este capítulo se trata de hacer una introducción a este tipo de circuitos, describiendo brevemente estructuras de distintos micros. Así también, se dedican puntos para tratar cuestiones específicas de microcontroladores y procesadores de señales digitales.

#### II.2.- CONCEPTO DE MICROPROCESADOR Y MICROCONTROLADOR.

El microprocesador es un dispositivo que capta instrucciones una a una (de forma secuencial) y las ejecuta en tiempos que van del orden de 5ns a 2 $\mu$ s (dependiendo del modelo). Un microprocesador es un circuito que, por ser muy versátil, puede ser construido en grandes series a muy bajo precio, y puede ser utilizado en multitud de aplicaciones diferentes, con tan sólo cambiar el programa de instrucciones. La metodología de diseño de sistemas digitales cambia sustancialmente si el diseño se realiza con microprocesadores. En vez de diseñar una estructura física (hardware) para cada aplicación particular, se desarrollan circuitos integrados estándar que implementan múltiples funciones y permiten resolver muy diferentes tipos de problemas. El diseñador, para desarrollar un sistema concreto, selecciona uno de los microprocesadores existentes en el mercado, y lo particulariza para el sistema programándolo adecuadamente. Es el programa y no el hardware el que varía de aplicación a aplicación.

En la actualidad la mayoría de sistemas electrónicos se construyen con microprocesadores, ya que esta opción suele ser la más económica. Los microprocesadores se encuentran en sistemas de distinta naturaleza, aunque en muchos de ellos sólo se usa una parte muy limitada de sus posibilidades. Con microprocesadores se construyen computadores (desde PC y estaciones de trabajo, hasta grandes computadores y multicomputadores), calculadoras de bolsillo, sistemas de control y electrodomésticos (máquinas de lavar ropa, lavavajillas, hornos de microondas, etcétera), equipos musicales y de video (lectoras/grabadoras de casetes, CD, televisores, vídeos, máquinas de fotos, etcétera), juguetes electrónicos, sistemas de control industrial, terminales puntos de ventas, comunicaciones de datos, etcétera.

Un **Microprocesador** es una unidad central de procesamiento (**CPU**) implantada en uno (o en un conjunto reducido) de circuitos integrados. Se recordará que una **CPU** está constituida por una unidad de tratamiento (**ALU**, registros, etcétera), y una unidad de control (**UC**), junto con sus interconexiones. Un microprocesador por sí solo no realiza ninguna función, para funcionar adecuadamente debe estar interconectado a un conjunto de circuitos a los que controla o monitoriza, formando con estos un sistema electrónico digital programable (un computador por ejemplo). Usualmente los fabricantes de microprocesadores desarrollan un conjunto de **CI** auxiliares, diseñados específicamente para apoyo del funcionamiento del microprocesador y para mejorar las prestaciones del sistema por él controlado. Entre tales circuitos (Tabla II.1), a título de ejemplo, hay:

- ⊙ Circuitos para gestionar prioridades de interrupción (arbitran las peticiones de interrupciones pendientes de ser atendidas por el microprocesador).
- ⊙ Procesadores de entrada/salida (como el **IOP8089**).
- ⊙ Controladores para acceso directo a memoria (**DMA**).
- ⊙ Coprocesadores aritméticos, que realizan pos hardware operaciones en coma flotante.
- ⊙ Circuitos gestores de memoria (**Memory Management Unit : MMU**), para protección de memoria, gestión de memoria por paginación, memoria virtual, etcétera.

Un microprocesador se comunica con su exterior por medio de terminales o "pastillas" de interconexión que se pueden agrupar en tres buses (Figura II.1).

*Bus de Datos (DB):* a través de él el microprocesador capta las instrucciones y los datos (operados) que intervienen en sus operaciones lógicas o aritméticas, o que se transfieren de una unidad a otra a través del micro. Para ahorrar terminales (pastillas), el bus de datos suele ser un *Bus Bidireccional*, de forma que también a través de él se proporcionan a los circuitos externos los resultados o contenidos de los registros internos del micro. Estos datos por lo general se dan para almacenarlos en la memoria principal o para llevarlos a algún periférico de salida. Los microprocesadores más rápidos (de tipo RISC, por ejemplo) suelen disponer de buses independientes para datos e instrucciones.

*Bus de direcciones (AB):* a través de él se dan las direcciones de memoria donde se encuentran las instrucciones a ser captadas, o las direcciones de memoria o de periféricos donde hay que captar (leer) o llevar (escribir) los datos.

*Bus de control (CB):* está constituido por un conjunto de líneas o terminales a través de las cuales se transmiten señales de control o señales de estado o situación. Estas líneas pueden ser tanto de entrada como de salida del microprocesador. Los dispositivos y circuitos externos controlan e informan de su situación al micro a través de líneas de entrada; por parte del microprocesador controla e informa de su estado a los elementos externos a través de las líneas de salida. Todas estas líneas forman el bus de control (CB).

<i>Microprocesador</i>	<i>Coprocesador</i>
8086	8087
8088	8087
80286	80287
68000	68881
80386SX	80387SX
80386DX	80387DX
80486SX	80487
80486DX	<i>interno</i>
Pentium	<i>interno</i>

Tabla II.1.- Microprocesadores y Coprocesador Aritmético Asociado.

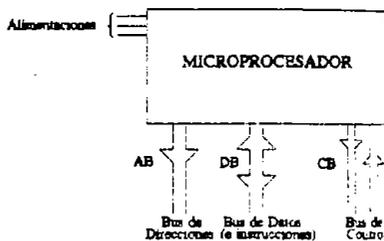


Figura II.1.- El Microprocesador es un Circuito que Intercambia Informaciones Diversas con su Exterior.

A veces el número de terminales (que con frecuencia impone el tamaño del circuito integrado) resulta excesivo. Se consigue un ahorro de terminales utilizando los buses para distintos cometidos, dependiendo del instante (*Multiplexación en el Tiempo*); así por ejemplo, es normal que el bus de datos se utilice para dar una parte de la dirección de memoria; es decir, la dirección completa se da a través de las líneas de AB y de DB (Figura II.1). Las técnicas de utilización de buses bidireccionales y multiplexación en el tiempo requieren una temporización adecuada en la ejecución de las instrucciones, y un conocimiento por los circuitos externos de qué está haciendo el microprocesador, para captar o proporcionar la información requerida por el micro. La temporización e identificación del tipo de periodo de reloj (captación de instrucciones, captación de dato, salida de dato, etcétera) se comunica a los elementos externos a través de líneas de salida del micro perteneciente al bus de control.

Los **Microprocesadores** son circuitos integrados que contienen, total o parcialmente, los cinco elementos básicos de un computador completo (unidad de control, unidad de tratamiento, memoria y puertos de entrada/salida), estando proyectados para aplicaciones de supervisión, monitorización, gestión y control en sistemas tales como aparatos telefónicos, electrodomésticos, instrumentación médica, control de robots, líneas de ensamblado, etcétera. Se diferencian de los microprocesadores en que:

- 1.- Contienen en su interior no sólo la CPU, sino también otros elementos como puertos de entrada/salida y memoria principal (ampliable exactamente).
- 2.- Están orientados a aplicaciones específicas de control, y suelen instalarse *embebidos* dentro del sistema que controlan (máquina de lavar, automóvil, máquina de juegos, impresora, etcétera).

El primer microprocesador, comercializado en 1971, fue el Intel 4004 que surgió como un circuito que integraba un controlador programable (con 46 instrucciones), organizado en palabras de 4 bits, pudiendo direccionar tan solo 4 KBytes de memoria. Era la tecnología PMOS, y su frecuencia máxima de reloj (0.74 MHz) le permitía ejecutar instrucciones a una velocidad de 0.05 MIPS (MIPS: Millones de Instrucciones por Segundo). Fue utilizado en aplicaciones tales como videojuegos y control digital. Seis meses después, comprobada por Intel la viabilidad de estos nuevos circuitos denominados "microprocesadores", se comercializó el 8008, que fue una versión mejorada del 4004. A partir de entonces se fueron desarrollando nuevos microprocesadores, cuyas prestaciones iban siendo adecuadas para utilizarlos en nuevas aplicaciones. También se introducen en la fabricación de microprocesadores otras empresas, como Motorola (que unos seis meses después de lanzarse el Intel 8080 comercializa el MC6800), Zilog, Nacional y Texas Instruments. En 1977, se introdujo una versión mejorada del 8080, que se denominó 8085; la generación de la señal de reloj se hace internamente, utiliza una sola fuente de alimentación (5V), y existen versiones de 5.5 MHz.

El 8085 (junto con el Zilog-80, y otros desarrollados por otras compañías, todos ellos con un repertorio de instrucciones compatibles) siguen utilizándose hoy en día, ya que hay numerosas aplicaciones que no requieren de microprocesadores más potentes, y sus precios son muy competitivos. Se estima que el número de estos procesadores funcionando en la actualidad excede de 700 millones (Deschamps, 1989). Otra característica notable del 8085 es ser muy utilizado en enseñanza, ya que existe mucha documentación sobre él, y además dispone de un total de 246 combinaciones posibles de instrucciones (agrupables de 80 tipos), mientras que su inmediato seguidor el 8086/8088 dispone de más de 200 000 combinaciones (agrupables en 97 tipos), esto hace que presentar en detalle el 8085 sea muy pedagógico para cursos de iniciación a los microprocesadores.

La segunda generación de microprocesadores se inicia en 1978 con el 8086. Otro microprocesador característico de esta generación es el Motorola 68000. La popularidad de estos microprocesadores se debió a su apoyo para la construcción de computadores personales que permitían el uso de memorias de 1 MByte, satisfaciendo así las necesidades de aplicaciones de gran demanda, como procesamiento de textos, hojas electrónicas, bases de datos, etcétera. En 1981, IBM decidió incluir el 8088 en su famoso PC; similarmente Apple utilizó microprocesadores de la serie 680x0 para sus computadores Macintosh.

El Motorola 68020 (año 1984) puede considerarse como el microprocesador que inicia la tercera generación de microprocesadores (32 bits). El desarrollo de estos nuevos microprocesadores se debió a exigencias del mercado, que seguía requiriendo de mayores velocidades de procesamiento, capacidades de memoria (1 Gbyte) y buses de datos más amplios (32 bits).

Estos requerimientos han sido provocados fundamentalmente por aplicaciones que necesitan una *Intefase de usuario gráfica*, como entornos "Windows" o de aplicaciones CAD donde se necesitan imágenes de alta resolución (es decir, mucha capacidad de memoria) actualizadas a alta frecuencia (gran velocidad de procesamiento y velocidades de transferencia del orden de 30 MBytes/s), y realizando cálculos en coma flotante (es decir, bus de datos de 32 a 64 bits). Destacan los microprocesadores 80386 y 80486 de Intel, comercializados a partir de 1986 y 1989, respectivamente, cuyo conjunto de instrucciones es compatible con los del 8086, 8088 y 80286.

La cuarta generación de microprocesadores se caracteriza por utilizar longitudes de palabras de 64 bits. Puede considerarse el microprocesador R4400 (de Mips T., 1992) como el inaugurador de esta etapa. La mayoría de microprocesadores de esta generación son de tipo RISC (Reduced Instruction Set Computer), en los que el repertorio de instrucciones, y en consecuencia la Unidad de Control, son más sencillos que los procesadores tradicionales (procesadores CISC, Complex Instruction Set Computer).

Tres de los microprocesadores más significativos de esta etapa son Pentium (de tipo CISC) y el Alpha (estos dos últimos de tipo RISC). Con el Pentium Intel instrucciones en paralelo. El PowerPC fue desarrollado por Motorola, IBM y Apple, y sus primeras versiones como las del Pentium fueron de 32 bits, pero el modelo 620 (año 1994) es una arquitectura completa de 64 bits.

II.3.- SISTEMAS CON MICROPROCESADOR.

En la Figura II.2 se muestra un diagrama de bloques de un sistema con un microprocesador como CPU. Los distintos elementos se interconectan por medio de un bus, que contiene sub-buses de control, datos y direcciones. Usualmente todo sistema con microprocesador dispone de circuitos de control y registros auxiliares, externos al microprocesador. Los circuitos de control adaptan o transforman las señales de estado y control proporcionadas por el micro a los requerimientos (velocidad, conectividad de salida, niveles de tensión, etcétera) de las unidades que gobierna. También el reloj interno del micro (cuando dispone de él) se suele ajustar con circuitos externos. Por lo general en un microcomputador se utilizan distintos tipos de buses de interacción (Mano, 1995 y Schilling, 1993) y cada periférico se conecta a ellos a través de controladores especializados en organizar las transferencias de información, descargando de trabajo al microprocesador central. En la Figura II.3 se muestra el esquema de un PC basado en un microprocesador 80486 (Schilling, 1993).

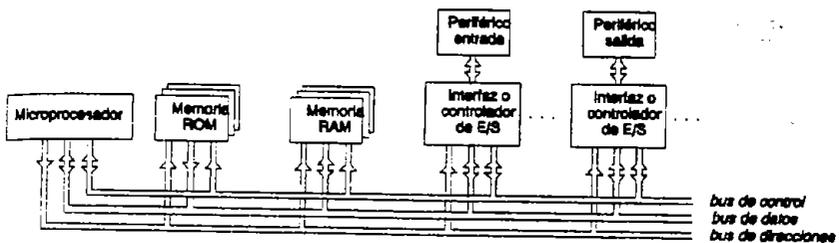


Figura II.2.- Estructura General de un Sistema de Microprocesador.

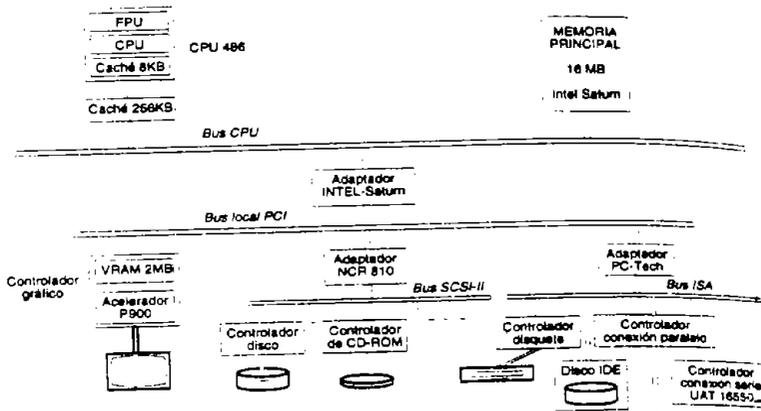


Figura II.3.- Esquema de un Microcomputador con Diversos Buses y Controladores.

#### II.4.- PROGRAMACIÓN DE MICROPROCESADORES.

El repertorio y número de bits de las instrucciones es un aspecto fundamental en la determinación de la potencia de un microprocesador. Los microprocesadores más avanzados suelen incluir las instrucciones de sus predecesores, ampliadas que dan otras mayores posibilidades de procesamiento. Así el 8086 contiene todas las instrucciones del 8085 (que son 113) y otras adicionales (20), entre las que se incluyen la multiplicación y división, y así sucesivamente; un programa desarrollado para el 8085 puede ejecutarse en un Pentium.

Los tipos de datos que admite el lenguaje máquina también es un factor de interés. Un micro actual puede operar directamente con datos de diversas longitudes (8, 16, 32 o 64 bits), en aritmética binaria con o sin signo, y en aritmética BCD empaquetada o no. El programador no tiene acceso directo a todos los registros y elementos internos del microprocesador, aquellos a los que puede referenciar directamente como operandos dentro de las instrucciones máquina se denomina *elementos o registros programables*.

La variedad de modos de direccionamiento de gran versatilidad y facilidad, al usuario para redactar programas, y al sistema operativo para gestionar la memoria principal.

Las instrucciones máquina pueden ser de uno a varios bytes (de 1 a 13 bytes, en el Pentium). Una instrucción específica una operación y un conjunto de operandos. La operación se determina por un código de operación (se abrevia **codop**), usualmente situado en el campo más a la izquierda del formato de la instrucción. Las *clases de instrucciones* máquina de un microprocesador son las de cualquier CPU y lenguaje de programación:

1) *Transferencias de Datos*. Trasladan o "mueven" información, sin alterarla, de unos elementos a otros del computador. Hay instrucciones para transferencias:

- ☉ Entre registros programables y memoria.
- ☉ Entre el acumulador u otros registros de la CPU y puestos de entrada o salida. Hay dos tipos de microprocesadores. Unos tiene instrucciones específicas de entrada/salida, y otros no. En estos últimos a cada registro de cada dispositivo de E/S se asocia una dirección de memoria, los circuitos externos encauzan la información de dichos dispositivos hacia o desde el microprocesador cuando en el bus de direcciones aparece la dirección correspondiente a un dispositivo de entrada o salida, respectivamente. En esta situación se dice que los dispositivos de E/S se "direccionan en el mapa de memoria".

2) *Procesamiento de Datos*. Hay instrucciones.

- ☉ Aritméticas.
- ☉ Booleanas.
- ☉ De desplazamiento o rotación del contenido de registros.
- ☉ Para incrementar o decrementar contenidos de los registros programables.

3) *Rupturas de Secuencias*. Hay instrucciones.

- ☉ De saltos, condicionales o no.
- ☉ De llamadas, condicionales o no, subrutinas.
- ☉ De retornos, condicionales o no, de subrutinas.
- ☉ Para gestión de la pila de direcciones de subrutinas.

4) *Control*

- ☉ No operar.
- ☉ Parada.
- ☉ Instrucciones para Intercomunicación con coprocesador aritmético, gestión de controlador de DMA, gestión de segmentación de memoria, etcétera.

La mayor parte de las instrucciones de un microprocesador, como ocurre con cualquier CPU utilizan un campo donde se encuentra el operador, o información a partir de la cual puede localizarse dicho operador (es decir, información con la que puede conocerse el registro o posición de memoria donde se encuentra el operando). En las instrucciones de ruptura de secuencia la dirección a obtener, a partir del campo citado en la correspondiente a la próxima instrucción a ejecutar. Con frecuencia en la instrucción no se da la **dirección física** de memoria donde está el operando (ya que ello obliga a dedicar un gran número de bits de instrucción para especificar la dirección y a utilizar un programa siempre en las mismas posiciones de memoria), sino que se da información a partir de la cual la UC puede obtener aquella. Los lenguajes máquina y ensambladores suelen disponer de gran diversidad de formas para especificar direcciones de memoria. Así por ejemplo, el código máquina del microprocesador 68020 admite hasta 18 posibles **modos de direccionamiento**.

Usualmente los microprocesadores no se programan directamente en lenguaje máquina, sino en lenguaje ensamblador. Con este lenguaje se pueden utilizar nemotécnicos o símbolos para especificar las instrucciones, en lugar de códigos numéricos. En la Figura 11.4 se incluye un ejemplo de programa, para inicializar a 0 los 9000 elementos de una tabla. Se incluyen las instrucciones en Lenguaje C para realizar esta operación, el programa de lenguaje ensamblador para el 8086 Pentium y el programa máquina generado.

<i>Instrucción en C</i>	<i>Instrucciones en ensamblador</i>	<i>Instrucciones en código máquina direc. contenido</i>	<i>Explicación</i>	
for (i=0; i<9000; i++) A[i]=0;	mov cx,9000	0000 B9	Nº de veces a repetir la instrucc. «rep stosw».	
		0001 28		
		0002 23	Se da a es:di la dirección inicial de A.	
	les di,A	0003 C4		
		0004 3E		
		0005 00		
		cld	0006 00	Avanzar el puntero una posición.
			0007 FC	
		xor ax,ax	0008 33	Hacer AX=0.
		rep stosw	0009 C0	Almacenar el valor de AX en A[.].
			000A F3	
			000B AB	

Figura 11.4.- Programa para Inicializar a "0" los Elementos de una Tabla.

## II.5.- ESTRUCTURA DE MICROPROCESADORES.

Básicamente un microprocesador integra:

- ⊙ Registros de uso general (que el programador puede utilizar libremente).
- ⊙ Registros de uso específico.
- ⊙ Contador de programa o **PC**, contiene la dirección de la posición de memoria principal donde se encuentra la instrucción en ejecución.
- ⊙ Puntero de pila o **SP**, para almacenar la dirección de memoria principal donde se encuentra la cabecera de la pila (en la pila se almacenan las direcciones de retorno en las llamadas a subrutinas, o información que se desee, de forma cómoda, salvar temporalmente en la memoria principal).
- ⊙ Registro instrucción o **IR**, almacena el código máquina de la instrucción captada, en curso de ejecución.
- ⊙ Registro de estado, cuyos bits memorizan situaciones tales como resultado cero, desbordamiento o acarreo en la última operación, paridad, etcétera.
  - Unidad aritmético-lógica y circuitos de control y temporización.

Conforme los microprocesadores han ido evolucionando se ha incrementado el número de funciones que incluyen, así en la actualidad, además de los elementos citados es usual encontrar integrados el coprocesador aritmético, parte de la memoria caché, circuitos para gestión de memoria (segmentación, paginación, etcétera).

### II.5.1.- MICROPROCESADORES DE 8 BITS.

A partir de 1973 se comercializan (Tabla II.2) diversos microprocesadores de 8 bits. Puede decirse que estos microprocesadores, entre los que son representativos el 8080, 6800, Z-80 y 8085, fueron los impulsores del desarrollo y difusión de los sistemas controlados por microprocesador, entre los que se encuentran los *microcomputadores*. Los repertorios máquina de todos estos microprocesadores son muy similares, centrándose las diferencias fundamentalmente en los modos de direccionamiento. Como características peculiares de estos micros se puede citar las siguientes.

- ⊙ Longitud de palabra 8 bits.
- ⊙ Longitud de direcciones 16 bits; es decir, direccional hasta  $2^{16} = 64$  KBytes.
- ⊙ Formatos de instrucciones, hay instrucciones de 1, 2 y 3 Bytes.
- ⊙ Número de terminales de interconexión del microprocesador, 40.

Uno de los microprocesadores más característicos de este grupo es el 8085, algunas de sus características son las siguientes (Figura II.5):

- Posee 6 registros programables (A, B, C, D, E, H y L) y un acumulador (A), todos de 8 bits. Los seis registros pueden utilizarse por parejas (BC, DE, HL), efectuándose ciertas funciones con datos de 16 bits.
- La ALU opera en aritmética binaria y BCD.
- Dispone de una línea de entrada para solicitar interrupciones sectorizadas, y de otras cuatro líneas para solicitar interrupciones que internamente llaman a subrutinas ubicadas en posiciones de memoria preestablecidas.
- Dispone de instrucciones específicas de E/S, pudiendo direccionarse 256 dispositivos de entrada y 256 de salida
- Hay distintos modelos del 8085, que operan a 3 ó 5, ó 6 MHz.
- Necesita una sola fuente de alimentación.
- Es compatible con dispositivos TTL.

Los biestables indicadores (incluidos en el registro F) son:

- CY** acarreo.
- P** bit de paridad, es 1 si el número de unos del acumulador es par.
- AC** almacena el bit de acarreo producido por los cuatro bits menos significativos del acumulador (esto es de interés para operar en BCD).
- Z** detecta si se ha producido un cero en la última operación realizadas por la ALU.
- S** detecta si el resultado de la última operación en la ALU es negativo.

Micro	4004	8008	8080	6800	Z80	8085
Fabricante	Intel	Intel	Intel	Motorola	Zilog	Intel
Año	1971	1972	1973	1974	1976	1976
Bits	4	8	8	8	8	8
Frecuencia (MHz)	0.74	0.8	2	2	2.5	2.5
Memoria direccionable	4KB	16KB	64KB	64KB	64KB	64KB
Tipos de instrucciones	46	48	78	72	150	80
Retrs. programables	16	6	6	0	12	6
Alimentación	1.5, 6 - 10 y +5	+5 y -9	-5, +5 y 12	5	5	5
Tecnología	PMOS	NMOS	NMOS	NMOS	NMOS	NMOS

Tabla II.2.- Comparación de Varios Microprocesadores de 4 y 8 Bits.

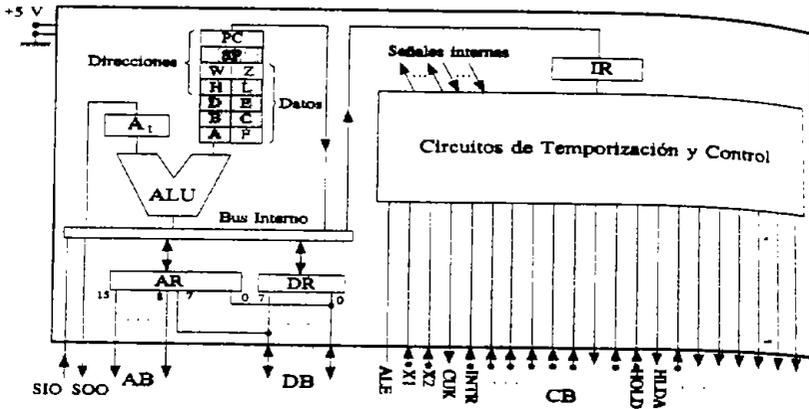


Figura II.5.- Esquema Simplificado de la estructura Interna del 8085.

Para direccional, se utilizan los registros punteros de pila (SP), contador de programa (PC), y la pareja HL. Con esta pareja se efectúan todos los direccionamientos indirectos que permite el código máquina del 8085, estando implícita en los *codops*, de las instrucciones que utilizan este tipo de direccionamiento la referencia a estos registros. Internamente el microprocesador también utiliza los registros WZ para almacenar temporalmente direcciones.

El funcionamiento del microprocesador 8085 (al igual que los del 8008 y 8080) es descrito por sus fabricantes utilizando los conceptos del ciclo instrucción, ciclo máquina y estado. El intervalo de tiempo que transcurre en la ejecución de una instrucción (fase de captación de instrucción y fase de ejecución) se conoce con el nombre de *ciclo instrucción*. No todas las instrucciones tardan en ejecutarse el mismo tiempo, de tal forma que cada instrucción tiene un ciclo instrucción determinado.

Cada ciclo instrucción se compone de *ciclos máquina*, que, en principio, vienen determinados por el conjunto de operaciones realizadas por el microprocesador ligadas a la captación o cesión de una instrucción o dato a través del bus de datos. Hay por ejemplo, un ciclo máquina específico para captación de códigos de operación (OP) todas las instrucciones comienzan con un ciclo máquina de este tipo. Un ciclo máquina consta de un ciclo de periodos de reloj o estados. Un estado,  $T_i$ , es el periodo de tiempo asociado a la unidad menor de procesamiento del microprocesador. A cada ciclo máquina le corresponde una secuencia ordenada de estados, realizándose en cada uno de ellos unas operaciones determinadas. En resumen, cada instrucción implica la ejecución de un *ciclo instrucción*. Cada ciclo instrucción está compuesto de determinados *ciclos máquina* ( $M_j$ ), a su vez formados por *estados* ( $T_i$ ), cuya duración corresponde a un periodo de reloj. En el 8085 los ciclos máquina posibles son de:

Captación de código de operación (OF u "operación Code Fetch"). Son de cuatro (OF4). O seis (OF6) estados dependiendo de la instrucción que se esté ejecutando.

Lectura de memoria (MR o "Memory Read").

Lectura de dispositivo de entrada (IOR, o "Input/Output Read").

Escritura en dispositivo de salida (IOW, o "Input/Output Write").

Reconocimiento de interrupción (INA, "Interruption Acknowledge").

Bus inactivo (BI, o "Bus Idle").

El microprocesador proporciona la identificación de ciclo a través de terminales de estado (IO/M, SI, SO) y de control (RD, WR, INTA). Los circuitos externos deben componerse, durante el transcurso de los estados que componen el ciclo máquina, de una forma u otra dependiendo del tipo de ciclo, por lo que suele ser necesario memorizar externamente (en biestables o en un registro) el código identificador del ciclo máquina. El número de ciclos máquina de una instrucción determinada viene dado (excepto en la instrucción DAD) por el número de veces que el microprocesador debe acceder (dar direcciones) a memoria o periféricos para ejecutar dicha instrucción. Según esto las instrucciones máquina de dos bytes al menos deben constar de dos ciclos máquina (cada uno para leer un byte), y las instrucciones de tres bytes al menos constará de tres ciclos máquina.

El primer ciclo siempre es de captación de código de operaciones (ciclo OF). Se capta el primer byte de la instrucción (donde se encuentra el *codop*), y se lleva al registro IR para ser decodificado. Si la instrucción no requiere ningún acceso adicional a memoria o periféricos en  $T_5$  y  $T_6$  se ejecuta la instrucción.

En los ciclos de lectura de memoria (RM), lectura de E/S (IOR), y reconocimiento de microprocesador. Esta información, en los ciclos RM e IOR, procede de memoria o de un periférico de entrada, respectivamente. La dirección facilitada en el primer estado ( $T_1$ ) del ciclo proviene de PC, o HL, o SP.

En los ciclos de escritura en memoria (MW) y escritura de E/S (IOW), el microprocesador facilita a través del bus de datos la salida de un dato, con objeto de que el mismo se escriba en memoria o se lleve a un periférico de salida, respectivamente.

En los ciclos de bus inactivo no se necesita utilizar el bus de datos para intercambiar información con la memoria o periférico. En este caso de la instrucción DAD, que suma a los registros HL una pareja de registros. Para ejecutar esta instrucción, de un byte, se necesita un solo acceso a memoria para captar el código operación (ciclo OF). Este ciclo de captación consume 4 estados, necesitándose 6 estados más para la suma. Para implantar estos 6 estados la CPU genera dos ciclos máquina del tipo bus inactivo, en los que no se accede a memoria ni a periféricos. También se utilizan ciclos BI en las interrupciones TRAP, y en instrucciones RTS (llamadas a subrutina con un único byte) y HALT (instrucción para detener el funcionamiento del micro, haciéndole entrar en un estado de parada, THT).

Los ciclos de *Reconocimiento de Interrupción* (INA) se generan como alternativa a los ciclos de captación de código de operación (OF), siempre que se haya solicitado y aceptado la interrupción. Estos ciclos son iguales a los OF, sólo que el contador de programa (PC) no se incrementa ya que no se realiza la captación de instrucción a partir de la memoria, se activa INTA (en lugar de RD), y se generan las señales de identificación de ciclo INA. Al detectar estas señales los circuitos externos en el caso de instrucciones sectorizadas, deben suministrar la instrucción máquina a ejecutar.

Los diferentes estados máquina normales del 8085 se denominan T1, T2, T3, T4, T5 y T6. Normalmente el microprocesador actúa de acuerdo con el *diagrama de transición* que se muestra en la Figura II.6. Todos los ciclos máquina se componen de 3 estados máquina normales (T1, T2 y T3), salvo los ciclos OF, que, dependiendo de la instrucción, pueden componerse de 4 estados (T1, T2, T3 y T4; ciclos que se identifican como OF4) o seis (T1, T2, T3, T4, T5 y T6, ciclos que se identifican como OF6). El ciclo de captación es mayor que los demás (contiene estados T4, ó T4, T5 T6) ya que en T3 se ubica el primer byte de la instrucción (que contiene el *codop*) en el registro instrucción (IR), necesitándose al menos un ciclo y decidir las operaciones a realizar para ejecutar la instrucción (secuencia de ciclos máquina a generar y, eventualmente, operaciones internas a efectuar en T5 y T6).

Para ilustrar el funcionamiento del 8085, a continuación se describe someramente las operaciones que realiza el microprocesador (descompuestas en ciclos y estados máquina) en la ejecución de una instrucción máquina. Los elementos que intervienen en las instrucciones, y a los que se hará referencia, son los de la Figura II.5.

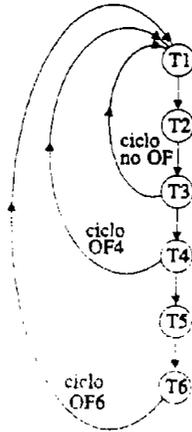


Figura II.6.- Diagrama de Transición de Estados Normales en un 8085.

### II.5.2.- MICROPROCESADORES DE 16 BITS.

El primer microprocesador de 16 bits, el 8086, fue introducido por Intel en el año 1978. Posteriormente (Tabla II.3) otras empresas comercializaron microprocesadores de 16 bits, como el 68000 de Motorola (1979), y el Z8000 de Zilog (1980). Se trataba de una nueva generación de circuitos integrados que superaban ampliamente las presentaciones de los de 8 bits; así por ejemplo, son mucho más veloces: el 8086/8088 opera a velocidades de 2.5 MIPS, frente al 8085 que ejecuta 0.77 MIPS.

Micro	8086	8088	68000	80286
Fabricante	Intel	Intel	Motorola	Intel
Año	1978	1979	1979	1982
Longitud palabra	16	16	32	16
Longitud bus datos	16	8	16	16
Frecuencia de reloj	5 MHz	5 MHz	8 MHz	16 MHz
Memoria direccionable	1 MB	1 MB	16 MB	16 MB
Tipos de instrucciones	97	97	61	135
Registros programables	8	8	16	14
Alimentación	5	5	5	5
Tecnología	NMOS	NMOS	NMOS	NMOS

Las características generales de los microprocesadores de 16 bits son:

- ⊙ Longitud de palabra de 16 bits.
- ⊙ Longitud de direcciones de 16 bits del Z8001, a los 24 del 68000 y del Z8002, pasando por los 20 bits del 8086/88. Es decir, pueden direccionarse memorias del 64KB, 16MBytes y 1 MByte, respectivamente.
- ⊙ Formatos de instrucciones de 1 a 6 bytes en el 8086/88 y del 1 a 4 palabras de 16 bits en el Z8000 y el 68000.
- ⊙ Número de terminales (patillas) de interconexión, 40 en el 8086/88 y Z8000, 48 en el Z8002 y 64 en el 68000.

La potencia de los microprocesadores de 16 bits se debe a que la información se puede tratar de múltiplos de 16 bits en lugar de 8. Puesto que cada palabra de datos es de longitud doble, la precisión es mayor, para un mismo tiempo de acceso al dato.

La cantidad de memoria que puede direccionarse un microprocesador de 16 bits es mayor que la de uno de 8 bits; esto hace posible que se puedan realizar programas y utilizar sistemas operativos más potentes y sofisticados, así como ampliar el horizonte de aplicaciones al diseño de sistemas más complejos. Por otra parte, una mayor cantidad de memoria permite que varios usuarios puedan trabajar concurrentemente en el mismo sistema.

Los microprocesadores pueden completar sus funciones con chips opcionales, diseñados específicamente para diversos cometidos. Ejemplos son el coprocesador aritmético 8087 y el controlador de E/S, que se pueden utilizar en conjunción con el 8086/88.

Otras características de estos microprocesadores es que los avances en las técnicas de integración de circuitos han permitido que tengan implementadas por hardware operaciones más complicadas como la multiplicación y la división, o que permiten reubicar los programas en memoria facilitando el procesamiento paralelo.

Para comparar mejor los microprocesadores de 16 bits frente a los de 8 bits, y apreciar los conceptos nuevos que introducen, se considerará por ejemplo, el 8086 que es una evolución del 8085. Algunas características del 8086 son:

- ⊙ Longitud de palabra de 16 bits.
- ⊙ Bus de direcciones de 20 bits; sin embargo, los registros utilizados para direccional son de 16 bits.
- ⊙ Espacio de direcciones de puertos de E/S independientes del mapa de memoria. Las direcciones de puertos son de 16 bits, con lo que se pueden direccional hasta  $2^{16}$  puertos distintos. Dentro de estas direcciones se suelen incluir las correspondientes a registros del coprocesador aritmético, controlador DMA, etcétera.
- ⊙ Posee 25 tipos de direccionamiento distintos.

- A diferencia del 8085, no disponen de reloj interno, siendo necesario aplicarles una señal de reloj, a través de la terminal correspondiente.
- Están encapsulados en chips de 40 terminales, multiplexándose en el tiempo distintas señales de entrada o salida al microprocesador.
- Pueden sincronizar su funcionamiento con otros procesadores actuando en *multiprocesamiento* (varios procesadores ejecutan programas diferentes compartiendo recursos tales como memoria, buses y periféricos), y *procesamiento paralelo* (varios procesadores cooperan en la ejecución de un mínimo programa).
- Disponen de terminales para solicitar interrupciones vectoriales y para solicitar una interrupción no enmascarable.

Entre el 8086 y el 8088 existen muy pocas diferencias, como el bus de datos externo que es de 8 bits en el segundo y de 16 bits (8 de ellos multiplexados con líneas de dirección) en el primero. Con el 8088 se ha buscado, en cuanto a longitud de buses, alimentación, señales, etcétera, cierta compatibilidad con el 8085, de forma que un sistema desarrollado para este último microprocesador, pueda adaptarse con facilidad para funcionar con el primero.

Tanto el 8088 con el 8086 están constituidos por dos unidades (Figura II.7):

- *Unidad de Ejecución (EU)*, que se encarga de realizar el procesamiento de la información (las operaciones).
- *Unidad de Interfase del Bus (BIU)*, gestiona el acceso a los datos e instrucciones almacenados en memoria.

La **BIU** (diferente del 8086 al 8088) lee las instrucciones de la memoria y las almacena en una cola **FIFO**, de 6 Bytes, existente en la propia **BIU**, hasta que la **EU** las capte para ejecutarlas. De esta forma la **BIU** se encarga de transferir los datos entre memoria y la **CPU**, y, mientras tanto, la **EU** está procesando una instrucción que no precise el bus.

El microprocesador 8086/8088 considera la memoria dividida en segmentos de 64 KBytes, y cada dirección física o lineal de memoria se obtiene sumando la dirección inicial del segmento con un desplazamiento, que da la posición relativa dentro del segmento. Por otra parte se distinguen entre segmento de datos, **DS** (donde se ubican los datos de un programa) segmento de código, **CS** (donde se encuentra el programa), segmento de pila, **SS** (donde se encuentra la pila asociada al programa) y segmento extra, **ES**.

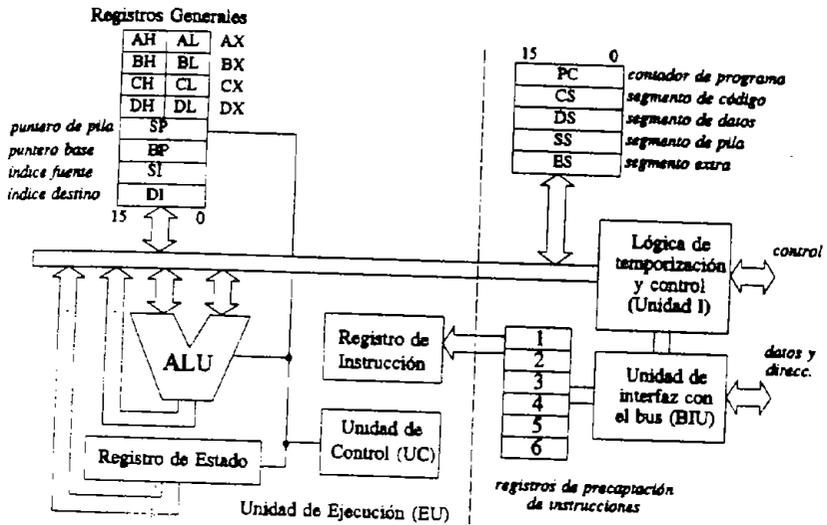


Figura II.7.- Diagrama Simplificado de la Estructura del Microprocesador 8086/8088.

En la Figura II.7 se muestran los registros del microprocesador. Dispone de 14 registros internos de 16 bits. Hay 4 registros generales de 16 bits (**AX, BX, CX** y **DX**) pueden utilizarse separadamente divididos como registros de 8 bits (**AH Y AL; BH Y BL**; etcétera). Hay 2 registros puntero, **BP** y **SP**, para gestionar la pila en la memoria principal. Los registros **SI** y **DI** son registros índice, para almacenar desplazamientos índices dentro de un segmento de datos. El registro **F** contiene los biestables indicadores (palabra de estado). La **BIU** contiene los 4 registros restantes, que almacenan la identificación de los distintos segmentos que se están utilizando. (**CS, DS, SS, y ES**). Las direcciones de inicio de cada segmento se obtienen multiplicando por 16 (añadiendo 4 ceros al final; es decir, multiplicar por 10H) la identificación del segmento incluida en el registro correspondiente. Así, se obtienen direcciones de 20 bits (5 cifras hexadecimales). Así por ejemplo, la dirección física de la instrucción a ejecutar se obtiene de la siguiente forma:

$$DF \leftarrow CS \cdot 10H + PC$$

Y la forma similar ocurre para las direcciones de datos y pila (Tabla II.4 y Figura II.8 (a)).

<i>Registro de segmento</i>	<i>Desplazamiento</i>	<i>Uso</i>
CS	IP	Dirección de instrucción
SS	SP o BP	Dirección de pila
DS	BX DI, SI o n° de 16 bits	Dirección de dato
ES	DI para instrucciones cadena	Dirección de destino de cadena

Tabla II.4.- Direcciones de 16 bits en el 8086/8088 y Pentium (modo real).

La principal mejora introducida por el 80286 consiste en ampliar el espacio de direcciones a 16 MBytes (24 bits). Ello se logra añadiendo una forma de direccionamiento, denominada modo de direccionamiento real, comportándose exactamente como un 8086. Se añaden tan solo unas pocas nuevas instrucciones, siendo totalmente compatible los programas del 8086 hacia el 80286. El modo de direccionamiento protegido del 80286 (Figura 11.8 (b)) se basa en que el contenido de los registros de segmento apunta a una posición de una tabla de descriptors, que contiene entre otra información, un campo de 24 bits que contiene la dirección base del segmento. Sumando los 24 bits la dirección base del segmento con los 16 bits de desplazamiento se obtiene la dirección física (24 bits).

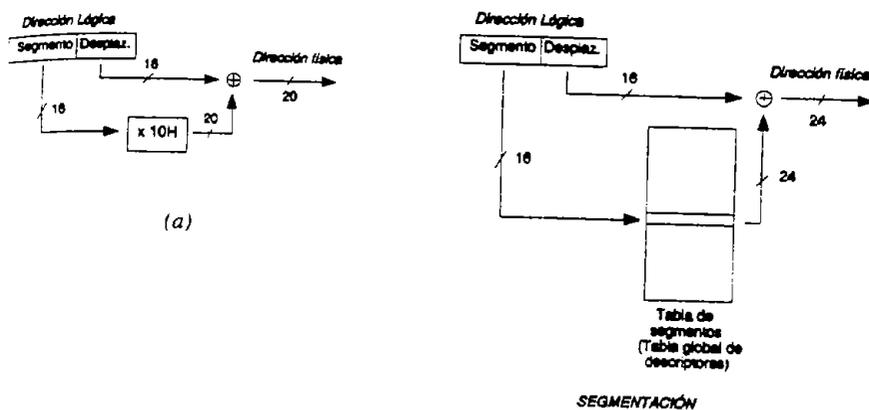


Figura 11.8.- Direcciones Físicas en los Microprocesadores:  
(a) 8086/8088; (b) 80286.

### II.5.3.- MICROPROCESADORES DE 32 BITS.

En la Tabla II.5 se resumen características relevantes de algunos microprocesadores 32 bits. Es más significativo, en la etapa de instrucción de estos, fue el Motorola 68020; ello debió fundamentalmente a que constituyó el núcleo de los PC Apple Macintosh II y de las primeras estaciones de trabajo de entornos Unix. Dispone de buses de datos y de direcciones de 32 bits, con caché de instrucciones interna (128 palabras de 16 bits), segmentación de cauce, y 3 unidades aritméticas de 32 bits. Mantiene la peculiaridad de los microprocesadores de Motorola frente a la de los de Intel de no disponer de instrucciones específicas de entrada/salida; estas se direccionan dentro del mapa de memoria. Puede direccionar 4 GBytes, y su repertorio de instrucciones admite 18 modos de direccionamiento distintos.

Los circuitos de precaptación obtienen las instrucciones a través del bus de datos, llevándola a la caché y al decodificador de instrucciones. La unidad de control es microprogramada, y el secuenciador va generando las direcciones de las microinstrucciones que van controlando el funcionamiento de los buses, la carga de los registros y las funciones de la unidad de ejecución.

Micro	Super	i486	68060	Pentium	PowerPC
Modelo		DX4		P6	604e
Fabricante	Sparc	Intel	Motorola	Intel	Motorola, Apple
Año	1992	1993	1993	1996	1996
Longitud palabra (bits)	32	32	32	32	32
Frecuencia de reloj (MHz)	60	66	50	166	166
Unidades funcionales / Nº ins- trucciones lanzadas por ciclo	5/3	3/2	8/8	7/3	-
Segmentos de cauce	4/4/5	5/5	8/8	14/14/16	-
Caché instrucc./datos (KB)	20/16	8	8/8	8/8	32/32
Alimentación (V)	5.3	3.3	3.3	3.3	2.5
Tecnología (µm)	0.6	0.6	0.5	0.35	0.35
Capas metalización	3	4	3	4	5
Tamaño (mm <sup>2</sup> )	256	-	198	195	148
Nº de transistores (millones)	3.1	1.6	2.4	5.5	-

Tabla II.5.- Comparación de Diversos Microprocesadores de 32 bits.

Otro microprocesador de 32 bits muy significativo es el 80386, que amplía la arquitectura del 80286 a 32 bits; así los registros enteros (8) pasan a ser de 32 bits, y los direccionamientos a memoria se hacen con 32 bits. Los registros se pueden utilizar como de uso general, y se sigue manteniendo la compatibilidad con microprocesadores anteriores, ya que se pueden usar como registros de 16 bits y de 8 bits (Figura II.9). Aparte de ampliar el número de bits de los registros, se introducen dos nuevos. FS y GS que permiten utilizar a los programas dos segmentos adicionales de memoria. El 80386, así como sus sucesores, admite la posibilidad de utilizar segmentación paginada (Figura II.10), con la que se puede implementar muy eficientemente memoria virtual. La dirección en este caso de 32 bits, obtenida, a partir de la dirección generada por el programa, de la tabla global de descriptores de segmentos y del desplazamiento, denominada dirección lineal, de descompone en 3 campos, uno de 10 bits, para direccional en una tabla directorio de páginas, otro también de 10 bits para direccional dentro de la página seleccionada para el directorio de páginas (una entre 1024), y el tercer campo de 12 bits, que indica el desplazamiento dentro de la página. Si no esta activada la paginación, la dirección lineal actúa como dirección física.

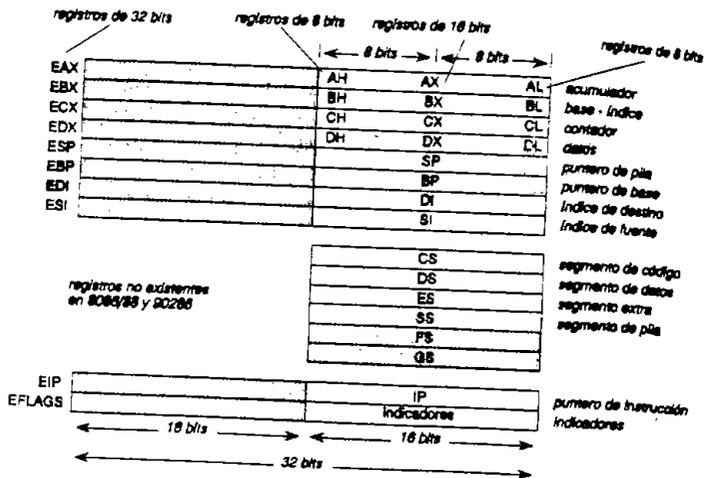


Figura II.9.- Registros Internos Accesibles Directamente por el Programador Los Microprocesadores 8086 a Pentium. Los Registros con Tramas Gris no Existen en el 8086, 8088 y 80286.

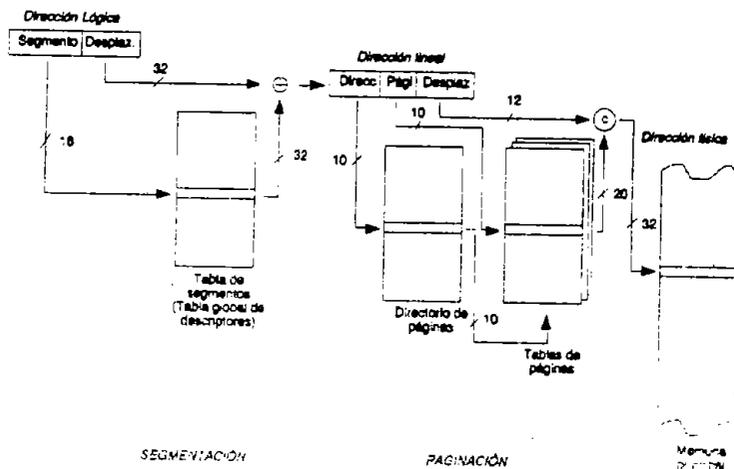


Figura II.10.- Obtención de Direcciones Físicas en los Microprocesadores 80386, 80486 y Pentium.

El 80486 (año 1989) es similar al 80386, e incorpora en su interior una memoria caché de 8 KB (aunque ya el 80386SLC la incorporaba), y, el modelo DX incluye también el coprocesador aritmético. Añade, para seguir manteniendo la compatibilidad con el 8086, tan solo 4 instrucciones nuevas, una para transferencia condicional de datos y tres para multiprocesamiento. La modificación más sustancial del 80486 sobre su predecesor consiste en que su arquitectura interna está concebida en una unidad de cauce segmentado de 5 etapas, de forma que aproximadamente la mitad de sus instrucciones máquina se ejecutan en un ciclo de reloj, en lugar de dos. Debido a ello, se consiguen por término medio mejoras de un 50% de la velocidad por procesadores 80486 sobre un 80386, aunque ambos funcionen a la misma frecuencia de reloj.

El microprocesador Pentium (año 1993) es similar a sus antecesores (386 y 486). Las primeras versiones (P5) parten de una memoria caché interna de 16 KB (dividida en dos bloques de 8 KB, uno para datos y otro para instrucciones). Se han comercializado muy diversos modelos como el P5 (60, 66 MHz), el P24CT (25/63 y 33/83 MHz), el P54C (con frecuencias de 60 a 133 MHz) y el P55C (60/150 MHz). En los últimos dos modelos citados (P54C y P55C) el bus de datos se incrementa de 32 a 64 bits, permitiendo velocidades de transferencia de 60 MHz ó 66MHz. Que lo hacen muy adecuado para transferir datos de coma flotante doble precisión, usados en aplicaciones gráficas. Consigue altas velocidades de funcionamiento (150 MIPS) fundamentalmente debido a su arquitectura interna que contiene dos unidades de procesamiento para enteros (además del procesador de coma flotante), utilizando tecnología superescolar, y una unidad de segmentación de cauce de 8 etapas. Al duplicar la unidad de procesamiento de números enteros se pueden ejecutar simultáneamente dos instrucciones. Admite la distribución de trabajo entre varias CPU (multiprocesamiento).

#### II.5.4.- MICROPROCESADORES DE 64 BITS.

En los diseños tradicionales de CPU, se buscaba incluir el mayor número de instrucciones posibles, ya que se pensaba que siempre ello llevaba a un aumento de velocidad en la ejecución de los programas de los usuarios. Los traductores de lenguajes se simplificaban, ya que tenían que traducir los programas redactados en lenguajes de alto nivel en lenguajes máquina con una riqueza semántica de instrucciones cada vez mayor. Esta filosofía de diseño se denomina CISC. Como contraposición a esa concepción de diseño surgieron los procesadores RISC, en los que únicamente se incluyen en los repertorios de instrucciones las instrucciones máquina que más se usan (hay instrucciones CISC cuyo uso es prácticamente inexistente), los formatos de instrucciones son muy regulares, se incrementa el número de registros generales de la CPU, y los accesos a memoria, sólo se hacen con instrucciones específicas (LOAD y STORE). Estas características permiten que la unidad de control sea más sencilla, optimizada, y se puedan utilizar con una gran eficiencia nuevas técnicas de diseño (como la *Segmentación de Cauce* o "*Pipelining*" Mano, 1991) que permiten que la unidad de control ejecute por término medio una o más instrucciones máquina por ciclo. Al ser más sencilla la unidad de control, ocupa menos superficie de circuito integrado, y éste puede incluir otras funciones, como más registros generales, coprocesador aritmético y memoria caché interna de mayor capacidad. Los microprocesadores de la cuarta generación (64 bits) han permitido que los computadores personales se hayan transformado en estaciones de trabajo ("Workstation"). En la Tabla II.6 se muestran características de algunos de los microprocesadores de 64 bits.

Micro	R10000	PowerPC	Ultra	8000	Alpha
Modelo		620	I+		21164a
Fabricante	MIPS	Motorola, Apple	SPARC	PARISC	DEC
Año	1995	1995	1995	1995	1996
Longitud palabra (bits)	64	64	64	64	64
Frecuencia de reloj (MHz)	200	133	200	200	417
Unidades funcionales / N° ins- trucciones lanzadas por ciclo	3/2	6/4	9/4	10/4	4/4
Segmentos de cauce	5/2	4/5/6	9/9/9	7/9/9	7/7/9
Caché instrucc./datos (KB)	32/32	32/32	16/16	-	8/8
Alimentación (V)	3.3	3.3	3.3	-	2.0
Tecnología ( $\mu\text{m}$ )	0.35	0.5	0.42	0.5	0.35
Capas metalización	4	4	4	4	-
Tamaño ( $\text{mm}^2$ )	298	311	265	345	209
N° de transistores (millones)	6.8	6.9	5.2	3.9	9.3

Tabla II.6.- Comparación de Diversos Microprocesadores de 64 bits.

Uno de los microprocesadores actuales más característicos de 64 bits es el Alpha AXP, considerado en la actualidad como el más rápido del mercado; así el Alpha 21064 opera a una frecuencia de reloj de 200 MHz (400 MIPS ó 200 Mflops – Mflops significa millones de instrucciones de coma flotante por segundo), y el Alpha 21164 a 300 MHz..

Así como el diseño de los microprocesadores de Intel de Motorola siempre se han tenido muy en cuenta la compatibilidad con los microprocesadores precedentes, el Alpha AXP se ha desarrollado por Digital Equipment Corporation (DEC) sin esa restricción, dando mayor libertad a los diseñadores para idear una arquitectura eficiente. Es una arquitectura RISC, y siguiendo esta filosofía, sólo las instrucciones LOAD (“cargar en un registro de la CPU un dato procedente de la memoria”) acceden a memoria. En los computadores CISC no ocurre así, ya que se puede acceder a memoria desde muy variadas instrucciones suma de un dato contenido en un registro, con un dato en memoria, etcétera. Así todos los cálculos se hacen entre datos previamente almacenados (con instrucciones LOAD en registros de la CPU, siendo necesario posteriormente incluir instrucciones STORE si se desea llevarlos a memoria. Esta forma de trabajar lleva consigo que el número de registros de uso general de un procesador RISC debe ser mayor que en el CISC. Concretamente el Alpha dispone de 32 registros de uso general, y 32 registros para almacenar datos de coma flotante (ambos tipos de registros son de 64 bits).

En la Figura II.11 muestra un diagrama de bloques simplificado del Alpha AXP/21064 (DESCHAMPS, 1993, XILINX, 1994). Contiene 4 unidades independientes: *unidad 1* (de instrucciones), *unidad E* o procesador de números enteros, *unidad F* o procesador de coma flotante, y *unidad A* (de direccionamiento).

Además dispone de un conjunto de registros para números enteros (32 en total, R0 a R31), denominado *fichero para números enteros (IRF)*, un *fichero para números en coma flotante (FRF)*, además de dos memorias cachés, una para instrucciones, *caché I*, y otra para datos, *caché D*, cada una de ellas de 8 KBytes, y organizadas en palabras de 32 bits. Las instrucciones se captan de la memoria principal por la unidad I a través de la *caché I*, y los datos a utilizar para las unidades E, F y A a través de la *caché D*.

La unidad de instrucciones I, es responsable de captar las instrucciones, y enviarlas a la unidad E, F o A. Dispone de dos unidades de segmentación de cauce para instrucciones, una (la de enteros) de 7 etapas, y la otra (para operaciones en coma flotante) de 10 etapas. La unidad de ejecución de enteros, opera con datos de 64 bits, y contiene un sumador, un multiplicador, un desplazador y una unidad lógica. El registro R31 tiene permanentemente el valor cero. El fichero IRF tiene dos puertos de entrada (para escribir en ellos) a 4 puertos de salida (para leer). Al ser el conjunto de registros multipuerto, se ejecutan en paralelo instrucciones con enteros con instrucciones de LOAD, STORE o bifurcación.

La unidad de coma flotante (unidad F) contiene un sumador, multiplicador y divisor. El fichero FRF contiene 32 registros coma flotante de 64 bits, y dispone de dos puertos de entrada y tres de salida.

La unidad de direccionamiento, A, realiza todas las operaciones de carga y almacenamiento. Contiene cuatro componentes. La ruta de transformación de direcciones, que genera las direcciones lógicas efectivas, el registro de transformación de direcciones lógicas en direcciones físicas, que es una caché asociativa con 32 posiciones, un registro de escritura con cuatro entradas de 32 bits, que sirve de interfaz entre la CPU y la caché externa, la unidad de interfase con el bus (BIU) que gestiona las saturaciones de las caché y las escrituras en el registro de escritura. La CPU escribe datos en el registro de salida, y después, a petición de la BIU, se transfiere la información de registro al exterior a través del bus. De esta forma la CPU puede procesar a una cadencia e 4por ciclo de reloj, mayor d la que puede aceptación de datos por la caché externa.

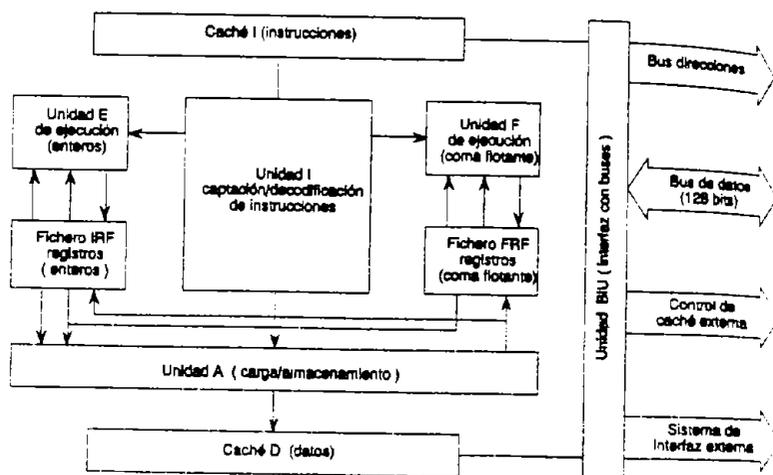


Figura II.11.- Diagrama Simplificado del Microprocesador RISC de 64 bits, Alpha AXP/21064.

## 11.6 - MICROCONTROLADORES.

Un microcontrolador integra todas las funciones de un microprocesador, y parcialmente las funciones de memoria y E/S, y se utiliza para control total o parcial de sistemas en los que se encuentra embebido. Hay computadores diseñados en un solo chip, para determinadas aplicaciones, como calculadoras de bolsillo, pero los microprocesadores se caracterizan principalmente porque en su diseño se hace énfasis, frente a la potencia y rapidez de cálculo, en aspectos tales como:

- 1) La capacidad de control de E/S.
- 2) Las posibilidades de gestión de interrupciones.
- 3) El conjunto de instrucciones admite la posibilidad de manipulación de bits.

Estas tres características se buscan debido a que el microcontrolador está proyectado para interactuar con su entorno, tanto captando señales de medida como generando señales de control; a causa de ello un gran número de sus terminales se dedica a entradas/salidas. En consonancia con lo anterior es usual que un microcontrolador, a diferencia de un microprocesador, contenga en su interior puertos serie de E/S (tanto síncronos como asíncronos), temporizadores activados por interrupciones, conversores Analógico/Digital y Digital/Analógico, etcétera. Para gestionar adecuadamente las E/S, suelen incluir funciones que muchas veces se implementan con circuitería externa como priorización y enmascaramiento de interrupciones. También como muchas señales de control se reciben y procesan bit a bit, se disponen de instrucciones orientadas a manipulación de bits.

En la Figura 11.12 se muestra un diagrama con las unidades internas de microcontrolador organizado en palabras de 8 bits (TMS370C758); dispone de:

- CPU de 8 bits.
- Memoria RAM interna de 1 KBytes.
- Memoria EPROM interna de 32 KBytes para programas de 256 Bytes para datos, programada y borrada por el propio usuario, con ayuda de un sistema programador proporcionado por el fabricante.
- Módulos de interfase serie SCI (Serial Communications Interface, programable, hasta 2.5 Mbits/s, full duplex, Rx, Tx, etcétera) y SPI (Serial Peripheral Interface.).
- Cuatro puertos de E/S de 8 bits, reconfigurables por programa para actuar como líneas de control, de datos o de dirección para acceder a la memoria externa. Las líneas de control y datos pueden programarse como de entrada o salida.
- Dos temporizadores programables para actuar como 2 de 8 bits o uno de 16 bits.
- Ocho canales de conversión Analógico/digital.
- Se accede a las 256 posiciones iniciales de memoria como si fuesen registros.

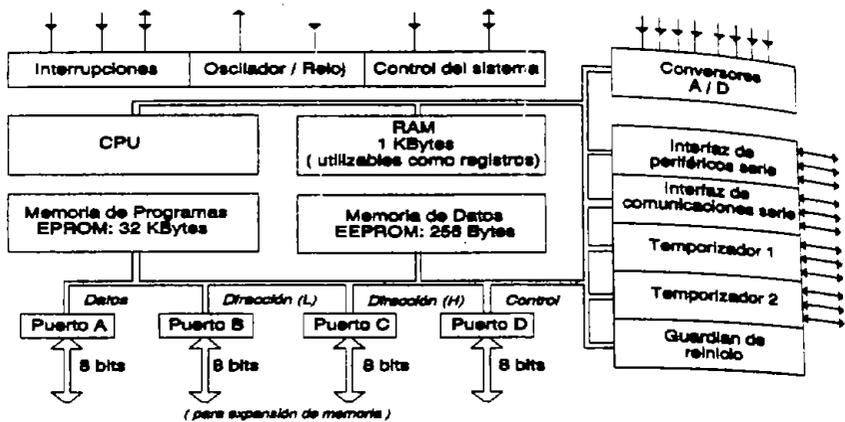


Figura II.12.- Diagrama de Bloques Simplificado del Microcontrolador TMS370C758.

Los campos de aplicación sugeridos por el fabricante (Texas Instruments) para la familia de microcontroladores TMS370 es la que se muestra en la Tabla II.7.

---

Automóvil	control de climatización, control de cruce, sistemas de mantenimiento, instrumentación, control del motor, frenado ABS.
Computadores	teclados, control de interfaz con periféricos, controladores de discos, terminales.
Industrial	control de motores, controladores de temperatura, control de procesos, control instrumentación médica, sistemas de seguridad.
Telecomunicaciones	modems, teléfonos inteligentes, control de tarjetas de línea inteligentes, fax, tarjetas de crédito.

---

Tabla II.7.- Principales Aplicaciones del Microcontrolador TMS370C758.

En la Tabla II.8 se muestra una lista con distintos modelos de microcontroladores, agrupados por longitudes de palabras.

Longitud de palabra	Fabricante	Familia
8 bits	Texas Inst.	TMS 1000
	NEC	$\mu$ PD7500
	National Semiconductor	COP400
16 bits	Motorola	M6801
	Motorola	M6805
	Motorola	MC68HC11
	Intel	MCS-51
	Texas Inst.	TMS370
32 bits	Intel	MCS-96
	Motorola	MC68332
64 bits	Intel	80960CA
	LSI Logic	LR33000
	AMD	AMD29050
	National Semiconductor	NS32000/EP

Tabla II.8.- Lista de Algunos Microcontroladores, agrupados por Longitud de Palabra.

## II.7. - PROCESADORES DE SEÑAL (DSP).

Existen **Microprocesadores Especiales**, cuya estructura está adaptada para el diseño de aplicaciones muy específicas (control de imágenes, por ejemplo). Una muestra de este tipo de circuitos lo constituyen los **DSP** ("Digital Signal Processor"), que son circuitos para procesamiento de señales, que frecuentemente contienen convertidores A/D y D/A, e instrucciones máquina especializadas en facilitar la realización de funciones típicas de este tipo de procesamiento (Filtrado, Transformada Rápida de Fourier, etcétera). Un **DSP** combina la flexibilidad de un controlador de alta velocidad con unas capacidades de cálculo muy elevadas, ofreciendo una alternativa económica al diseño de circuitos **VLSI** a medida, para procesamiento de señales. Como ejemplo significativo se considera el **DSP TM320C28** de Texas Instruments (Figura II.13) que funciona a 40 MHz, pudiendo ejecutar una instrucción en 100ns.

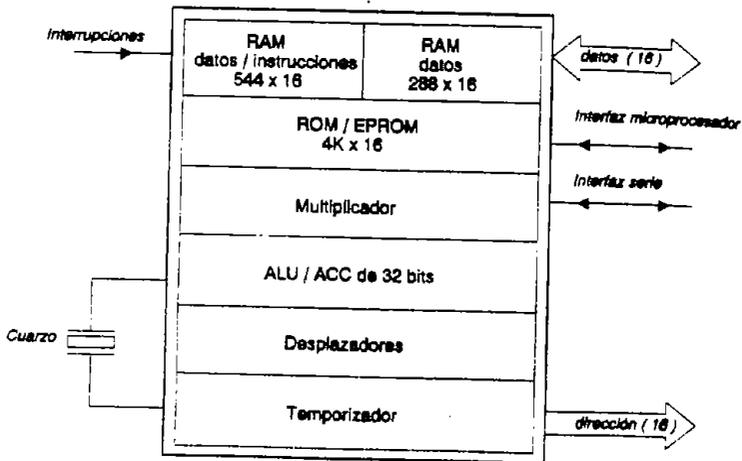


Figura II.13.- Diagrama Simplificado del Procesador de Señales TM320C28.

El TM320C28 está diseñado con una arquitectura Harvard, en la que se utilizan memorias y buses independientes para datos e instrucciones, para aumentar la potencia de cálculo. En el repertorio de instrucciones máquina las hay específicas para implementar filtros adaptativos, Transformadas Rápidas de Fourier (FFT) y aritmética de precisión ampliada, así como para transvase de bloques de información de la memoria. El DSP dispone de generador de reloj interno, un temporizador para control de operaciones repetitivas (inherentes a la ejecución de algunas instrucciones), e integra una memoria pila hardware de 8 niveles. Realiza una precaptación de instrucciones (hasta 16 palabras). Dispone de terminales de E/S para poder interconectar un controlador DMA y funcionar en modo de multiprocesamiento.

La ALU es de 32 bits, opera con datos de 16 bits procedentes de la memoria RAM, y el resultado es de 32 bits. Los 32 bits del acumulador se pueden cargar con dos lecturas de memoria de 16 bits cada una. Hay 8 registros auxiliares dedicados en exclusiva a la ALU. Ésta puede realizar operaciones Booleanas y manipulación de bits (como los controladores). También dispone de un desplazador paralelo de 16 bits. Asociado a la ALU hay un multiplicador, que realiza multiplicaciones de datos de 16 bits, generando un resultado de 32 bits y dispone de un multiplicador en Array, que permite realizar el producto acumulativo en un ciclo de reloj. La rapidez del multiplicador permite implementar eficientemente en el DSP operaciones típicas del procesamiento de señales, (como convulsión, correlación y filtrado).

La memoria direccionable es de 128 Kpalabras (1 palabra = 16 bits), e internamente dispone de memoria RAM para datos de 544 palabras, RAM de 1568 palabras, configurable como memoria de datos o de programas, y memoria ROM de 8 Kpalabras, para programas. En cuanto a entradas-salidas, dispone de 16 canales de entrada y 8 canales de salida.

En la Tabla II.9 se incluyen posibles campos de aplicación de este DSP.

### II.8.- CONCLUSIÓN.

En este capítulo se ha hecho una revisión de los microprocesadores, desde los 8 bits hasta los 64 bits, así como de los microcontroladores y de los procesadores de señal. Con esta panorámica se tiene una idea de las posibilidades de estos sistemas digitales integrados.

Procesamiento de señal, en general	Aplicaciones militares
Aplicaciones de Imágenes y Gráficas	Telecomunicaciones
Instrumentación	Automóviles
Procesamiento de Voz/Habla	Aplicaciones Industriales
Control	Aplicaciones médicas

Tabla II.9.- Campos de Aplicación del DSP TMc320C28.

### CAPÍTULO III.

#### OPTOELECTRÓNICA.

##### III.1.- INTERACCIÓN ELECTRO-ÓPTICA DE UNIONES SEMICONDUCTORAS.

La energía (E) de un fotón puede encontrarse como:

$$E = h\nu = \frac{hv}{\lambda}$$

Donde:

h es la constante de Planck.

v es frecuencia del fotón.

$\nu$  es la velocidad de la luz en el medio.

$\lambda$  es la longitud de onda.

En un semiconductor un electrón puede pasar de la banda de valencia a la banda de conducción o a la banda de valencia. La energía absorbida o liberada por el electrón es igual a:

$$E_c - E_v$$

Donde:

$E_c$  es la energía de un electrón, cuando este se encuentra en la banda de conducción.

$E_v$  es la energía de un electrón cuando éste se encuentra en la banda de valencia.

Una representación de la transmisión de un electrón entre las bandas de conducción y de valencia se muestra en la Figura III.1

En la transición de un electrón entre las bandas de conducción y de valencia, éste puede absorber o liberar energía.

Al pasar el electrón de la banda de conducción a la banda de valencia, éste libera energía igual a la diferencia de energías de las bandas de conducción y de valencia.

$$E = E_c - E_v$$

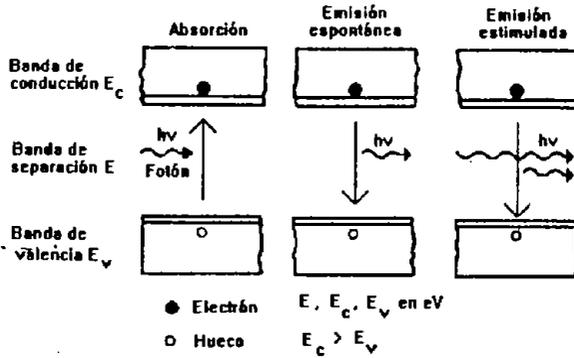


Figura III.1.- Interacción Electrón – Fotón en Uniones Semicondutoras.

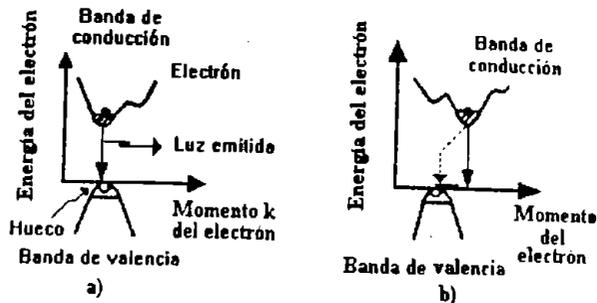


Figura III.2.- Tipos de Transición de Electrones de un Nivel Alto a uno Bajo a) Directa Semiconductor GaAs; b) Transición Indirecta Semiconductores Si o Ge.

Esta energía puede liberarse en forma de fotones. Para que se libere en forma de fotones la transición de la banda de conducción a la banda de valencia tiene que ser directa, esto es, que el electrón no debe de cambiar su momento. Cuando el electrón cambia su momento se dice que se tiene una transición indirecta, y la energía se libera en forma de calor. Una ilustración de la transición directa o indirecta de los electrones se muestra en la Figura III.2

Cuando la transición es directa, la longitud de onda del fotón emitido es.

$$\lambda = \frac{hc}{E} = \frac{1.2398}{E \text{ (eV)}} \text{ , } \mu\text{m}$$

La energía E es una característica del material y se puede cambiar como función del tipo de contaminante empleado en el semiconductor. Una lista de las longitudes de onda para diferentes compuestos se dan en la Tabla III.1

COMPUESTO	$\lambda$ , $\mu\text{m}$	E(eV)
AlGaAs	0.8-0.9	1.4
InGaAs	1.0-1.3	1.4-1.55
InGaAS	0.9-1.7	0.73-1.35

Tabla III.1.- Materiales Empleados para Fuentes Ópticas.

Cuando se libera un fotón, este proceso puede hacerse de dos maneras: espontánea o estimulada. En la emisión espontánea no existe ningún medio externo que induzca al electrón pasar a la banda de conducción a la banda de valencia. En la emisión estimulada un fotón induce a que el electrón pase a su estado de reposo, liberando un fotón.

La fase y la frecuencia del fotón estimulante y el fotón liberado son las mismas, en este caso se dice que existe amplificación. Si además de la amplificación se logra que exista un mecanismo de retroalimentación y un elemento de selectividad, se logrará tener emisiones coherentes. La retroalimentación se logra poniendo dos espejos y también estos espejos formarán una cavidad resonante. Una representación del proceso de emisión estimulada y de los procesos de retroalimentación y selectividad se presenta en la Figura III.3.

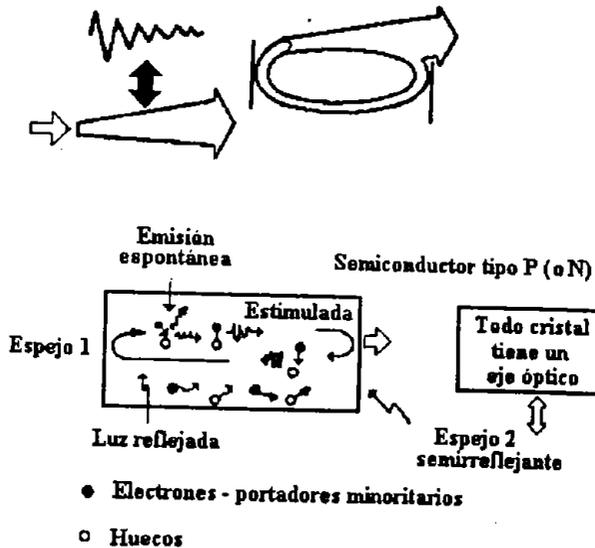


Figura III.3.- Representación de un Resonador de Frabry-Perot.

### III.2.- DIODOS EMISORES DE LUZ

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

Un semiconductor  $p$  tiene huecos libres en la banda de valencia y un semiconductor  $n$  tiene electrones libres en la banda de conducción, cuando el semiconductor  $p$  se une con el semiconductor  $n$  se forma una barrera de potencial como se aprecia en la Figura III.4c. En esta condición, los electrones no tienen suficiente energía para atravesar la barrera de potencial y llegar al semiconductor  $p$  para recombinarse con los huecos, tampoco los huecos tienen la suficiente energía para atravesar la barrera de potencial y llegar al semiconductor  $n$  y recombinarse con electrones libres, por lo tanto no existe ningún movimiento de carga.

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

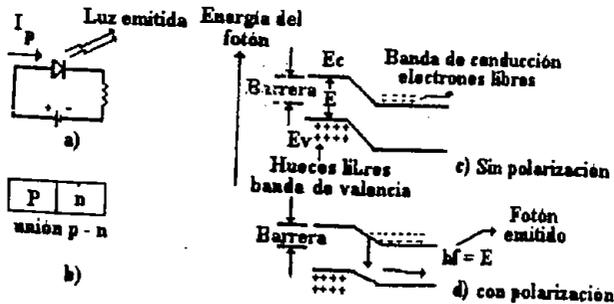


Figura III.4.- Símbolo y Niveles de Energía de una Unión  $p-n$ .

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

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

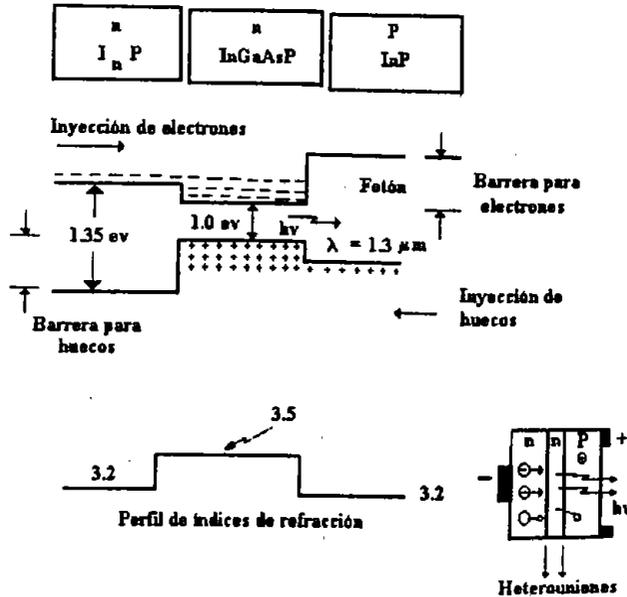


Figura III.5.- Representación de una Doble Heterounión.

Lo anterior se logra con heterouniones, las cuales son uniones de semiconductores disímboles con diferentes niveles de energía y con índices de refracción diferentes.

Los diferentes niveles de energía ( $E = E_c - E_v$ ) crean barreras de potencial tanto para electrones como para huecos. Una representación de una doble heterounión se presenta en la anterior Figura III.5.

Existen dos tipos de LED uno que emite la luz a través de la superficie de la zona activa y otro que emite a través de la sección transversal. La representación de un LED de superficie se presenta en la Figura III.6.

Corte de la estructura de un LED

Función	Material	Grosor
Sustrato	GaAs tipo n	Electrones
Confinamiento de luz y portadores	$Ga_{1-x}As_xP$ tipo P	$1 \mu m$
Región de recombinación	$Ga_{1-y}As_yP$ tipo P	$0.3 \mu m$
Confinamiento de luz y portadores	$Ga_{1-y}As_yP$ tipo P	$1 \mu m$
Aislante		huecos
Contacto metálico	$SiO_2$	Electrones
Disipador térmico		

Si:  $E \downarrow$  --- XT;  $n \downarrow$  ---  $X \downarrow$

LED de superficie

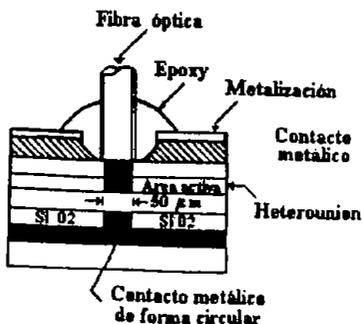


Figura III.6.- Estructura de un LED de Superficie.

En la Figura III.7 se representa la construcción de un LED de perfil.

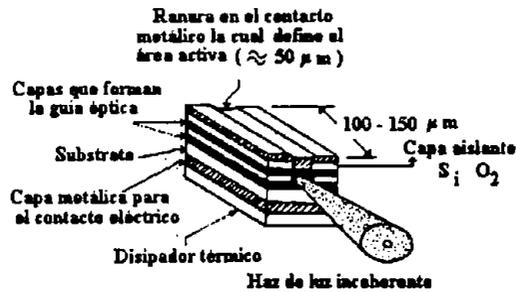


Figura III.7.- Estructura de un LED de Perfil.

La emisión de un LED de perfil es más direccional que la emisión de un LED de superficie. En la Figura III.8 se ilustra el patrón de radiación del LED de perfil.

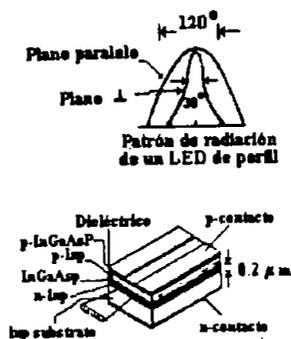


Figura III.8.- Patrón de Radiación de un LED.

En la Figura III.9 se ilustra el patrón de radiación de un LED de superficie.

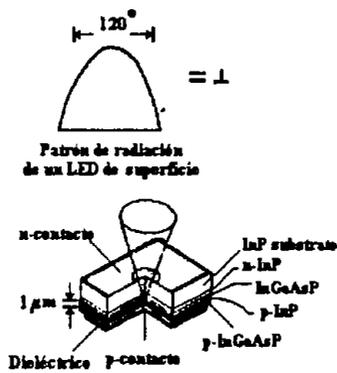


Figura III.9.- Patrón de Radiación de un LED de Superficie.

El acoplamiento entre un LED y la fibra óptica puede ser directo solamente colocando la fibra de la proximidad a la zona de emisión a través de una lente. Una ilustración de estos dos acoplamientos de muestra en la Figura III.10.

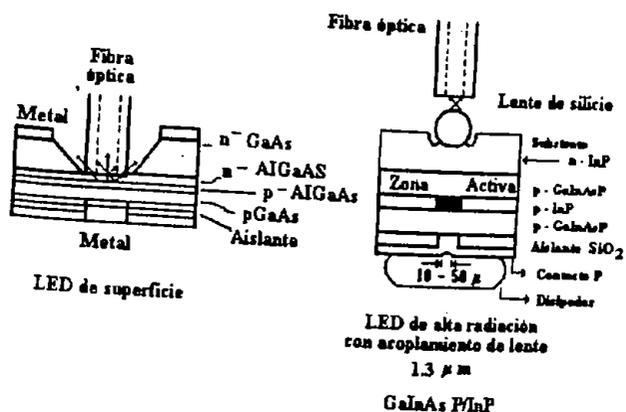


Figura III.10.- Acoplamiento entre un LED y la Fibra Óptica.

### III.3 - CARACTERÍSTICAS DE OPERACIÓN DE LOS LED.

La energía luminosa emitida por los LED es proporcional al nivel de corriente de polarización del diodo. Por lo tanto, si el nivel de corriente de polarización varía en conformidad con una señal útil y la potencia emitida por el LED será proporcional a la amplitud de la señal.

Una representación de la característica potencia óptica – corriente de polarización y la modulación de la potencia con señales digitales y analógicas se presenta en la Figura III.11.

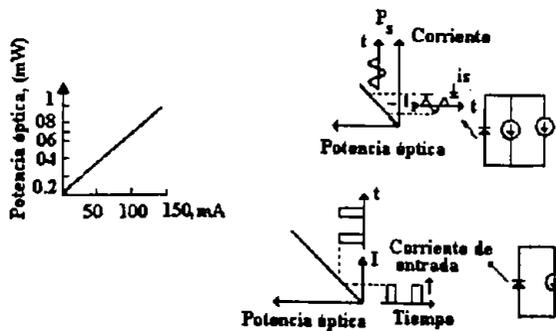


Figura III.11.- Característica Potencia Óptica – Corriente de Polarización de un LED.

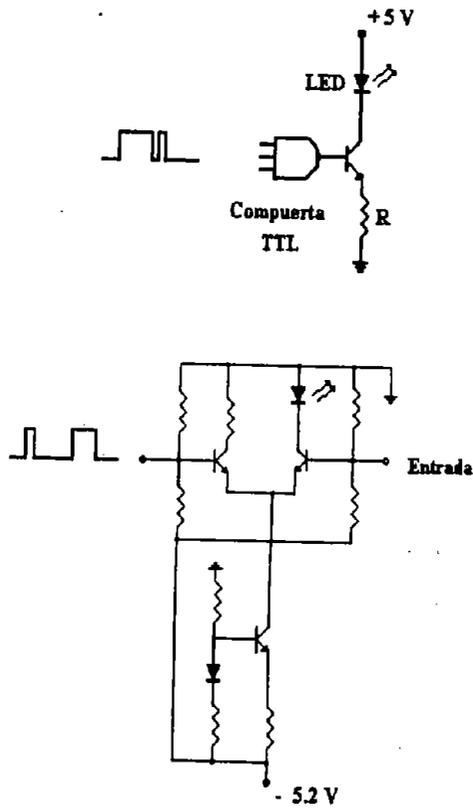


Figura III.12.- Transmisores con LED.

Los LED son dispositivos muy robustos y no requieren de circuitería de protección, lo anterior redonda en simplicidad y bajo costo de los transmisores (una comparación con los diodos láser se realiza posteriormente). Diagramas típicos de transmisores comerciales con LED como fuente óptica se representa en la anterior Figura III.12

#### III.4.- DIODOS LÁSER.

Los diodos láser (LD) son fuentes de emisión estimulada y contienen dos espejos semireflejantes para formar una cavidad resonante, la cual sirve para realizar la retroalimentación óptica, así como elemento de selectividad.

La estructura de LD es muy similar a un LED. La diferencia fundamental consiste en que la emisión de un LD es siempre de perfil, y sobre éste, las superficies tienen características de espejos semireflejantes.

Cuando el diodo se polariza directamente se inyectan portadores a la zona activa, donde se recombinan emitiendo espontáneamente fotones. Algunos de los electrones en la zona activa son estimulados a pasar a la banda de valencia, emitiendo otros fotones cuya fase y frecuencia son idénticas con las fases y frecuencias de los fotones estimulantes.

Si la densidad de corriente es suficientemente alta, existen un gran número de electrones que sean estimulados para que emigren al nivel de reposo emitiendo gran número de fotones, lo cual significa que se tienen altos niveles de ganancia óptica. Si existen espejos, los cuales realicen funciones de retroalimentación, la oscilación láser se alcanzará si el nivel de corriente es lo suficientemente grande, para que la ganancia óptica compense las pérdidas. Al nivel de corriente donde se alcanza el equilibrio entre pérdidas y ganancias se denomina corriente de umbral. Si el tamaño longitudinal de la cavidad resonante, es varias veces más grande que la longitud de onda, se obtendrán varios modos longitudinales, y el espectro radiado contendrá estos modos longitudinales. Una representación de la estructura de un LD se ilustra en la Figura III.13

Una comparación de los espectros emitidos por un LED y un LD se ilustra en la Figura III.14.

Los LD tiene una corriente de umbral y a niveles de corriente menores a este umbral, el LD emite luz incoherente como un LED y a niveles de corriente arriba del umbral, el LD emite luz incoherente como un LED y a niveles de corriente arriba del umbral, la luz emitida es coherente. Puesto que las características de los espejos reflejantes son funciones tanto de la temperatura, como de la operación; la característica potencia óptica-corriente de polarización es función de la temperatura y sufre un cierto envejecimiento, debido a una operación normal o a degradaciones inducidas por una mala operación.

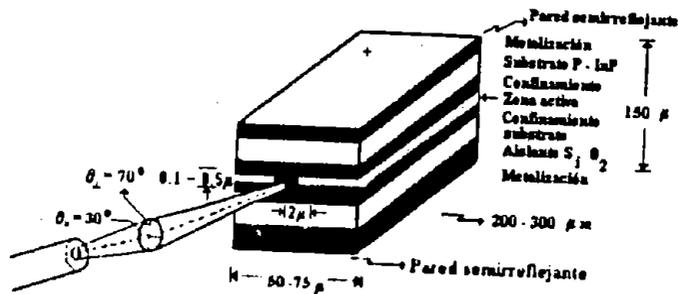


Figura III.13.- Estructura de un LED.

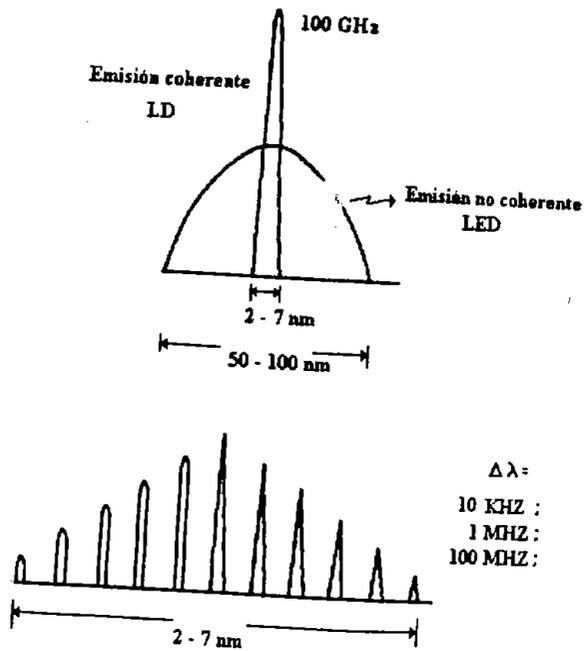


Figura.-III.14 Comparación de los Espectros de un LED y un LD.

Una representación gráfica de la corriente de umbral, del proceso de envejecimiento, así como de la dependencia potencia óptica emitida-temperatura se ilustra en la Figura III.15.

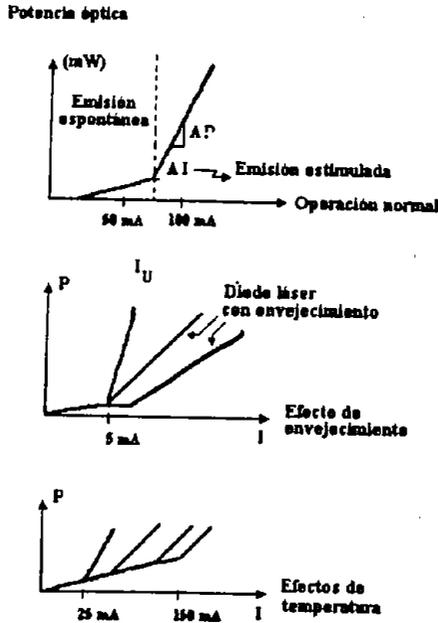


Figura III.15.- Característica Potencia Óptica-Corriente de un Diodo Láser.

### III.5.- ANÁLISIS COMPARATIVO DE LAS FUENTES ÓPTICAS.

Las fuentes de luz para telecomunicaciones vía fibras ópticas deben ser compatibles con la fibra, pequeñas, fáciles de modular a las velocidades utilizadas en los sistemas de comunicación y confiables. Dos tipos de fuentes de luz son compatibles para estas aplicaciones, los diodos emisores de luz (LED) y los diodos láser (LD). Estos dispositivos son diodos semiconductores que operan en polarización directa y emiten luz cuando los huecos y electrones se recombinan en la zona activa. La modulación se realiza variando la corriente de excitación de los diodos, para lo cual se utiliza un circuito que proporciona una corriente modulada de niveles altos (10 mA – 100 mA). Estos tipos de fuentes de luz proporcionan suficiente potencia óptica (0.005 mW – 25 mW) para transmitir señales a través de las fibras ópticas a varios kilómetros. En aplicaciones ordinarias, la potencia de salida puede variarse con la corriente de operación para frecuencias de modulación de hasta varias centenas de MHz, sin necesidad de modulación adicional o externa.

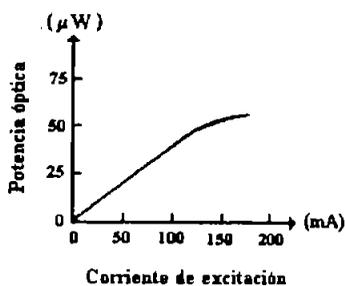
Los sistemas diseñados en los años 70 utilizaron dispositivos con capas epitaxiales de A 1 GaAs crecidas en substractos de GaAs, los cuales emiten luz en la longitud de onda de 800 nm – 900 nm, que se detecta con fotodiodos de alta sensibilidad. Los LED de estas longitudes de onda, como fuentes de luz de alta velocidad se limitaron a usarse en distancias cortas de transmisión y los LD fueron las fuentes adecuadas para los sistemas de telecomunicaciones. El desarrollo de las fibras ópticas con poco contenido de OH, dio como resultado menor atenuación en la longitud de onda de 1300 nm, por un factor de 3 y algo menos en 1550 nm. La dispersión cromática en 1300 nm es menor que en 850 nm. Esto motivó el desarrollo de los materiales semiconductores par fuentes de luz en esta ventana.

En la actualidad se han desarrollado semiconductores con doble cristal mezclado de InGaAsP que pueden creerse epitaxialmente en sustratos de InP en varias composiciones para cubrir el intervalo de longitud de onda de 920 nm a 1650 nm.

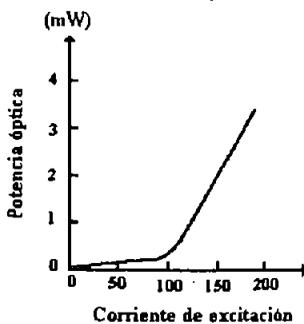
Los LED generan luz por emisión espontánea, radiándola en todas direcciones, por lo que un porcentaje pequeño se acopla a la fibra óptica, normalmente del tipo multimodo. El LD tiene construida internamente una cavidad resonante tal, que cuando se excede la corriente de umbral se tiene una emisión estimulada, con gran amplificación de luz, que se genera con alta coherencia, la cual puede acoplarse dentro de una fibra multimodo o monomodo.

En la selección de la fuente óptica compatible con la fibra deben de tomarse en cuenta varias características, tales como; su geometría su atenuación como función de la longitud de onda, su distorsión de retardo y sus características modales. Cuando se decide seleccionar un LED o un LD se debe hacer un compromiso entre las ventajas y limitaciones de cada dispositivo.

El LED con respecto al LD tiene mayor estabilidad térmica, mayor tiempo de vida, es más lineal, es menos susceptible a transitorios, es más robusto, más económico y requiere un circuito de excitación simple. Sin embargo, su emisión óptica es incoherente, por lo que puede acoplarse eficientemente sólo a fibras multimodo. Puede modularse hasta 200 MHz dependiendo del nivel de contaminación de su material, el cual afecta al tiempo de vida de los portadores. En ancho de banda espectral es menor de 50 nm. Su potencia óptica de salida contra corriente de excitación se muestra en la Figura III.16.



a) LED



b) LD

Figura III.16.- Comportamiento de la Potencia Óptica de Salida contra Corriente de Excitación a) LED, b) LD.

### III.6.- CIRCUITOS DE EXCITACIÓN.

Los circuitos de excitación para las fuentes de luz antes mencionadas tienen como función, convertir el voltaje de la señal a transmitir en una corriente modulada con un valor pico adecuado a las características normales de operación de la fuente óptica que se use. Hay muchos circuitos que pueden utilizarse como excitadores de fuentes ópticas y cada uno muestra ciertas características particulares, por lo que la selección de éstos dependen del tipo de sistema (analógico o digital), y del tipo de fuente de luz (LED o LD).

En los sistemas de transmisión analógicos por fibras ópticas de distancias cortas sin repetidores, los LED son las fuentes ópticas preferidas, debido a que presentan mayor linealidad que los LD y su distorsión armónica es aceptable.

Para sistemas analógicos por fibras ópticas de banda ancha y distancias grandes de transmisión, las fuentes de luz utilizadas son los LD, debido a que proporcionan mayor rapidez y más potencia. Su punto de polarización se fija aproximadamente a la mitad de su región lineal, para que la modulación se realice alrededor de dicho punto. La polarización varía de un dispositivo a otro, además está en función de la temperatura y del envejecimiento, por lo que se requiere tener un sistema de control para mantener el punto de operación fijo, ya que un corrimiento de este punto puede sacar al LD fuera de operación o dañarlo, también requiere de un circuito de protección contra transitorios, porque es muy sensible a ellos. Por todo lo expuesto anteriormente, el circuito de excitación del LD para señales analógicas debe ser bastante confiable, por lo que la realización de este es compleja.

En los sistemas de transmisión digital por fibras ópticas, el circuito de excitación transforma los niveles lógicos disponibles en su entrada a niveles de corriente adecuados para excitar a las fuentes ópticas.

Dada la impedancia dinámica que presenta el LED y el LD una sola etapa de amplificación de corriente puede usarse para modular la fuente óptica, con pulsos de corriente de ancho de 2 ns a 10 ns de acuerdo con las características del LED o LD. Esto puede lograrse utilizando un solo transistor de microondas y compensaciones simples, con el fin de tener tiempos de subida y bajada pequeños en los pulsos ópticos de salida. El LD requiere un nivel de polarización aproximadamente igual o mayor a la corriente de umbral, sin sobrepasarse demasiado y a partir de ese nivel realizar la modulación. También se requiere de un circuito de control automático de nivel para asegurar una potencia de salida y profundidad de modulación constante con respecto a las variaciones de temperatura y degradación del LD. Es importante mantener en nivel de polarización y la corriente de modulación dentro de los niveles de operación, para obtener un funcionamiento óptimo, así como también tener circuitos de protección contra transitorios.

### III.7.- DISEÑO DE UN TRANSMISOR ÓPTICO QUE UTILIZA COMO FUENTE LUMINOSA UN DIODO LÁSER SIMULADO.

#### **Circuitos Transmisores con Diodos Láser.**

Un transmisor con diodo láser es más complicado que uno con LED, debido principalmente a que necesitan un circuito de control que mantenga la potencia óptica de salida a un nivel constante. Otras características que debe satisfacer el transmisor son:

Una razón de excitación (razón de encendido-apagado de los pulsos de luz) mayor o igual a 10 para prevenir una excesiva penalidad en la sensibilidad del receptor.

Un tiempo de retardo entre la aplicación del pulso de corriente y la respectiva emisión del LD mucho menor que el intervalo entre bits. Una amortiguación completa de la oscilación de relajación de los pulsos de luz de salida, debido a la aplicación de pulsos rápidos de corriente.

En la Figura III.17 se muestra simbólicamente a la luz emitida por el LD, así como su espectro cuando se aplica y cuando no se aplica corriente de polarización. Se aprecia claramente que es más ventajoso utilizar corriente de polarización superpuesta a los pulsos de modulación ya que así se reducen retardos, oscilaciones y el espectro de la emisión es más coherente.

Existe un compromiso entre la velocidad de cambio o de encendido de un LD y la razón de excitación de los pulsos de luz de salida. Este compromiso es el que establece el punto de polarización del diodo láser. Es con frecuencia deseable polarizar al diodo láser cerca de la corriente de umbral  $I_u$  con el fin de prevenir los tiempos de retardo ocasionados por la generación y recombinación de los portadores. Un beneficio adicional con la polarización mencionada es que el incremento de corriente necesario para manejar el LD desde el umbral hasta un nivel seguro, (corriente de modulación) puede ser menor que el de polarización.

Colocando la polarización arriba de la corriente de umbral uno puede eliminar el tiempo de retardo de encendido maximizando así la velocidad de encendido, pero esto resulta en una razón de extinción no óptima. La razón de extinción se incrementa colocando la polarización ligeramente debajo de la corriente de umbral a expensas de una reducción en la velocidad de encendido. Sin embargo, a la velocidad de decenas de Mbits, se polariza al diodo láser debajo de la corriente umbral, debido a que el retardo introducido es mucho más pequeño que la duración de un bit.

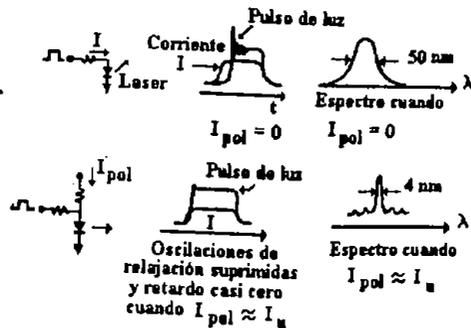


Figura III.17.- Diagramas de las Respuestas del Diodo Láser con las Configuraciones Básicas de Excitación.

En la Figura III.18 se muestra la respuesta de luz de salida contra corriente de polarización de un diodo láser. Puede verse en ella la forma de onda de la corriente de entrada, así como la forma de onda de la salida. La corriente de umbral  $I_u$  es de 100 mA. Arriba de este nivel se determina el "1" lógico de la señal digital. Para operar a una razón de extinción mayor a 10, el diodo se polariza ligeramente debajo de la corriente de umbral (corriente de polarización  $I_{pol} = 90$  mA) para un nivel de "0" lógico. Un manejador de alta velocidad añade luego una corriente adicional (corriente de modulación  $I_{mod} = 20$  mA) para un nivel de "1" lógico. De este modo, la demanda de un encendido de alta velocidad se reduce puesto que  $I_{mod} \ll (I_{pol} + I_{mod})$ .

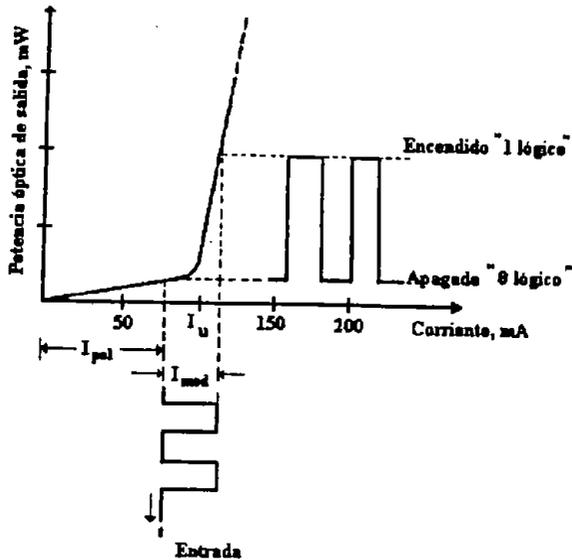


Figura III.18, Característica de Transferencia de un LD, Mostrando Además la Forma de Onda de la Señal de Entrada (corriente) y la Resultante Potencia de Salida.

#### Efectos Producidos por Cambios de Temperatura.

En la Figura III.19 se muestran las curvas de potencia óptica contra corriente a diferentes temperaturas. Como puede verse, la corriente de umbral  $I_u$  sube o baja conforme la temperatura suba o baje a la temperatura ambiente de 25 grados C. La potencia óptica de salida del LD cambiará, entonces, conforme suba o baje la temperatura. Esto se puede ver en la Figura III.20, en donde se puede deducir lo siguiente:

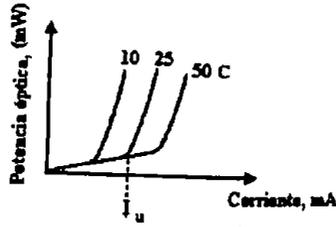


Figura III.19.- Dependencia de  $I_o$  con la Temperatura.

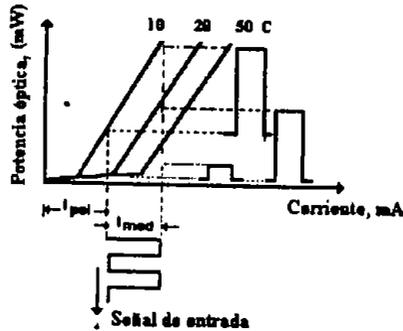


Figura III.20.- Potencias Ópticas de Salida a Diferentes Temperaturas con Corrientes de Polarización y Modulación Fijas.

- Si la temperatura sube,  $I_U$  crece y la potencia promedio y la diferencia entre  $P_{max}$  y  $P_{min}$  bajan.
- Si la temperatura baja,  $I_U$  decrece y la potencia promedio sube y la diferencia entre  $P_{max}$  y  $P_{min}$  permanece constante.

Todo esto tiene lugar si se mantienen la corriente de polarización  $I_{pol}$  y la corriente de modulación  $I_{mos}$  fijas. Si no se dispone de algún medio para controlar o compensar estas variaciones, el diodo láser puede dañarse, puesto que el nivel de potencia óptica puede sobrepasar al nivel máximo permitido.

### Efectos Producidos por el Envejecimiento del Diodo Láser.

En la Figura III.21 se muestran las curvas del diodo láser a una temperatura fija pero a diferentes "edades" del láser. Como puede notarse, la eficiencia del láser (determinada por la pendiente de la curva después de  $I_U$ ) disminuye conforme el diodo envejece.

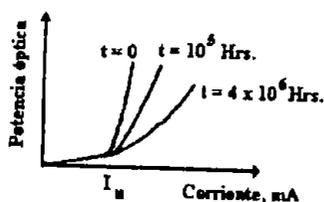


Figura III.21.- Pérdida de la Eficiencia del Láser con el Envejecimiento.

De la Figura III.22 se deduce fácilmente que la potencia óptica promedio, así como la diferencia entre  $P_{\max}$  y  $P_{\min}$  disminuyen conforme el diodo envejece.

Afortunadamente, todas estas variaciones en la potencia óptica de salida de los diodos láser se pueden regular utilizando circuitos de control retroalimentados.

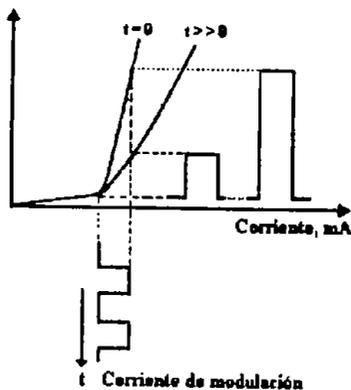


Figura III.22.- Potencias Ópticas de Salida a Diferentes "edades" del Láser.

### III.8 - CIRCUITOS DE EXCITACIÓN PARA DIODOS LÁSER.

El circuito de excitación que se requiere, debe tener la capacidad de reaccionar a excitaciones binarias de alta velocidad. Existen varias formas de excitar directamente al láser, los más comunes emplean MESFET o GaAsFET, HIFET, diodos Jun, diodos Trapatt o transistores bipolares de silicio y de heterounión. El uso de los transistores bipolares es el más extendido y el más adecuado a velocidades menores o iguales de 140 Mbit/s, si se requiere transmitir información a más altas velocidades, es necesario considerar otras alternativas. Usando MESFETS, HFET o HBJT se ha logrado modular a velocidades del orden de varios Gbit/s.

Los diodos láser tienen una baja impedancia dinámica cuando se polariza arriba de la corriente de umbral ( $i_u$ ) la cual está determinada principalmente por la resistencia de volumen y la inductancia de las terminales. El excitador de láser debe ser, por lo tanto, una fuente de corriente de alta impedancia. Tomando en cuenta además que las señales digitales de entrada tienen que ser ECL ("1" = -0.8 V, "0" = -1.8 V), para velocidades > 30 Mbit/s el excitador que resulta adecuado para el desarrollo de transmisores de la 3ra y 4ta jerarquía telefónica es un arreglo diferencial o emisor acoplado. En la Figura III.23 se muestra el excitador a diseñar, junto con un circuito generador de voltaje de referencia de la señal de entrada  $V_{ref}$  el cual se utiliza en el circuito de control.

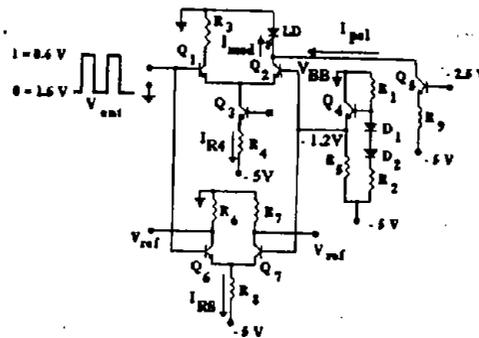


Figura III.23.- Diagrama Eléctrico del Circuito de Excitación y un Generador De Voltaje de Referencia de Entrada  $V_{ref}$  para Diodo Láser.

### Cálculos de Polarización.

Para un diseño inicial, de acuerdo al circuito electrónico de la Figura III.23 y considerando los siguientes datos típicos de diodos láser, los cuales se obtienen de las curvas que proporcionan los fabricantes.

$$I_u \left\{ \begin{array}{l} 18 \text{ mA a } 10 \text{ C} \\ 33 \text{ mA a } 25 \text{ C} \\ 50 \text{ mA a } 50 \text{ C} \end{array} \right.$$

Transistores de RF y Microondas compatibles con esta aplicación tienen una  $\beta$  típica de 100,  $V_{BE} = 0.7 \text{ V}$  y son del tipo NPN.

Considerando la temperatura ambiente, se polariza el diodo láser con las siguientes corrientes:

- ⊙ Corriente de polarización =  $I_{pol} = 30 \text{ mA}$ .
- ⊙ Corriente de modulación =  $I_{mod} = 25 \text{ mA}$ .

Se seccionando una corriente de modulación de 25 mA, puesto que se va a utilizar un láser simulado con un LED y dos fotodetectores. Estas características corresponden a las típicas de diodos láser en la ventana de 1.3  $\mu\text{m}$ .

Los diodos láser para telecomunicaciones tienen costos mayores a 1000 dólares (USA). Estos dispositivos son muy sensibles y transitorios y a malas operaciones. En el proceso experimental del desarrollo de transmisores, el diodo láser está sujeto a malas operaciones y transitorios, esto conllevará una alta probabilidad de que la fuente óptica sea dañada en el proceso de desarrollo de transmisor. Lo que resultaría un desarrollo muy costoso. Una forma de evitar destruir diodos láser en la etapa experimental, es emplear una fuente óptica que tenga características electro-ópticas similares a los diodos láser y que sean de bajo costo y robustas.

Las características electro-ópticas de los diodos láser se pueden simular con un arreglo de fotodetectores, LED y circuitos de polarización.

Antes de hacer cálculos, se analizan dos casos que se puedan presentar.

1.- Si  $V_{ent} = -0.8 \text{ V}$  ("1") se requiere que el diodo láser emita, el uno óptico por lo tanto debe circular a través de él una corriente de  $I_{mod} = 25 \text{ mA}$ .

También se desea que  $V_{ref} = "1"$ , entonces por  $R_7$  debe pasar la máxima corriente y por  $R_6$  la mínima corriente.

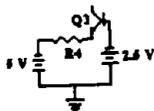
2.- Si  $V_{ent} = -1.8 \text{ V}$  ("0" electrónico) se quiere que el láser no emita, (cero óptico), por lo tanto  $I_{mod} = 0 \text{ mA}$ .

Al mismo tiempo es necesario que  $V_{ref} = "0"$ , entonces por  $R_6$  pasa la máxima corriente y por  $R_7$  pasa la mínima corriente.

Es aquí oportuno hacer notar que la entrada está conectada a las bases de  $Q_1$  y  $Q_6$  y que el voltaje de referencia  $V_{BB}$  está conectado a las bases de  $Q_2$  y  $Q_7$ .

En estas circunstancias un transistor del par emisor acoplado está en plena conducción (no saturado), por lo tanto,  $I_{r4} = 25 \text{ mA}$ .

El circuito de malla para  $Q_3$  es:

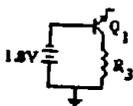


$$5V + 1_{R4}R_4 + 0.7V + 2.5V = 0$$

$$R_4 = \frac{1.6 \text{ V}}{25 \text{ mA}} = 64 \Omega$$

$$R_4 = 47 + 18 = 65 \Omega$$

El circuito de malla para  $Q_1$  cuando éste conduce es:



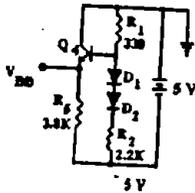
$$1.8 \text{ V} + I_{R3} R_3 = 0$$

$$R_3 = \frac{1.8 \text{ V}}{25 \text{ mA}} = 72 \Omega$$

$$R_3 \text{ } 68 \Omega \rightarrow \text{valor comercial al } 5\%$$

Voltaje de Referencia  $V_{BB}$ .

El voltaje de referencia  $V_{BB}$  se genera de una fuente de 5V a través del circuito formado por el transistor  $Q_4$ ,  $R_5$ ,  $R_1$ ,  $R_9$ ,  $R_2$ ,  $R_{10}$ ,  $D_1$  y  $D_2$ , y está compensado en temperatura y proporciona  $-1.2 \text{ V}$  a las bases de  $Q_2$  y  $Q_7$ .



$$V_{BB} = V_{R1} + V_{BE}$$

$$V_{R1} = \frac{(-5 + 0.6 + 0.6)(330)}{330 + 220} = 0.493 \text{ V}$$

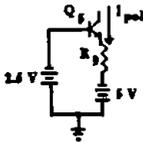
$$V_{BB} = -1.195 \text{ V}$$

Por la resistencia  $R_5 = 3.9 \text{ k}\Omega$  circula una corriente de

$$I_{R5} = \frac{5 - V_{BB}}{R_5} = 1 \text{ mA}$$

Y se considera que  $I_{base}(Q_2) \ll I_{R5}$ , este valor de  $I_{R5}$  es adecuado.

La corriente de polarización  $I_{pol} = 30 \text{ mA}$  la proporciona en transistor  $Q_5$  cuyo circuito de malla es el siguiente:



$$I_C = I_E;$$

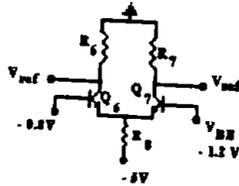
$$I_{R9} = I_{pol} = 30 \text{ mA}$$

$$-5V + I_{R9} R_9 + 0.7 + 2.5 = 0$$

$$\text{por lo tanto } R_9 = \frac{1.8 \text{ V}}{30 \text{ mA}} = 60 \text{ }\Omega$$

### Voltaje de Referencia de Entrada $V_{REF}$

El emisor acoplado formado por  $Q_6$  y  $Q_7$  opera como una compuerta ECL común. Es dado si la entrada a la base de  $Q_6$  es  $-0.8 \text{ V}$  ("1") entonces  $Q_6$  conduce y  $Q_7$  está bloqueado. Si la entrada a la base de  $Q_6$  es  $-1.8 \text{ V}$  ("0") entonces  $Q_7$  conduce y  $Q_6$  está bloqueado.



De la Figura se ve que,

$$V_E = V_{ent} + V_{BE6} = -0.8 + (-0.7) = -1.5 \text{ V}$$

lo cual no es bastante negativo para polarizar a  $Q_7$ . Así pues,  $Q_7$  está bloqueado y  $Q_6$  en conducción. Del mismo modo, si se aplica  $V_{ent}$  igual a  $-1.8 \text{ V}$  la tensión de entrada será más negativa que  $V_{BB} = -1.2 \text{ V}$ , el transistor  $Q_7$  será entonces quien tenga la base más positiva por lo que estará en conducción  $Q_7$  y se bloqueará  $Q_6$ . Así pues, en un amplificador diferencial, el transistor que tiene la base más positiva conduce mientras que el otro se bloquea; el circuito opera como interruptor.

Se propone un circulo más corriente de emisor de  $4 \text{ mA}$ , es decir,

$$I_E = I_{R8} = 4 \text{ mA}$$

entonces si  $V_{ent} = -0.8 \text{ V}$  se tiene:

$$-5 \text{ V} + I_{R8} + 0.7 + 0.8 = 0$$

$$R_8 = 820; I_{R8} = \frac{3.5 \text{ V}}{820 \text{ W}} = 4.27 \text{ mA}$$

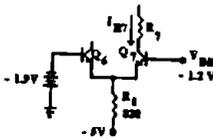
Despreciando la corriente de base  $Q_6$  con respecto a la corriente de emisor,  $4.27 \text{ mA}$  es la corriente por la resistencia  $R_8$ .

$$V_{R6} = (4.27 \text{ mA}) R_6 = 1 \text{ V (valor propuesto)}$$

$$R_6 = \frac{1 \text{ V}}{4.27 \text{ mA}} = 234.2 \Omega; R_6 = 250 \Omega$$

$$\text{por lo tanto } V_{R6} = 1.06 \text{ V}$$

Ya se vio que cuando la entrada  $V_{ent}$  es  $-0.8 \text{ V}$  ("1"), el transistor  $Q_6$  conduce y  $Q_7$  no; si  $V_{ent}$  es  $-1.8 \text{ V}$  ("0"), ahora  $Q_6$  no conduce y  $Q_7$  conduce. Para asegurar esto, se debe calcular el valor correcto de  $R_7$  sin que cambie la corriente de emisor. En estos cambios de conducción y no conducción los transistores no llegan a corte y tampoco a saturación, con el objeto de tener un diseño para transistores de alta velocidad.



$$V_E = V_{BB} + V_{BE7} = -1.2 + (0.7) = -1.9 \text{ V}$$

Nótese que este valor de  $V_E$  es ligeramente mayor al obtenido ( $-1.5$ ) cuando  $V_{ent} = -0.8 \text{ V}$ . Por lo tanto, la corriente en  $R_8$  va a ser

$$I_{R8} = \frac{5 \text{ V} + V_E}{R_8} = \frac{5 - 1.9}{820} = 3.78 \text{ mA (en vez de } 4.27 \text{ mA)}$$

Ahora, si se quiere que la caída de tensión en  $R_7$  sea de 1 volt como cuando  $Q_6$  conduce

$$V_{R7} = 1.0 \text{ V} = (3.78 \text{ mA}) R_7$$

$$R_7 = \frac{1 \text{ V}}{3.78 \text{ mA}} = 264.5 \Omega \rightarrow R_7 = 270 \Omega$$

### III.9.- ELECCIÓN DEL CIRCUITO DE CONTROL PARA EL DIODO LÁSER.

Se han desarrollado muchas formas de hacer el circuito de control automático para regular la salida óptica de un diodo láser. Entre las más conocidas están las siguientes:

- Circuito de control de la potencia pico mínima.
- Circuito con retroalimentación del retardo de encendido.
- Circuito de control de la posición del pedestal o codo del umbral.
- Circuito de control de pendiente o de cambios de pendiente.
- Circuito con retroalimentación de la potencia óptica media.
- Circuitos con control de temperatura usando elementos termoelectricos tipo Peltier.
- Estabilización del espectro (control de la longitud de onda).

La lista anterior está formada de forma cronológica de aparición de estas diferentes alternativas del circuito de control. Los circuitos (1, 2, 3, 4, 5) están controlados mediante retroalimentación de la potencia óptica media. Los circuitos (6) además se les incorpora elementos termoelectricos y el circuito (7) controla además la longitud de emisión del espectro de luz para su uso en sistemas de fibra monomodo y multiplexión por división de longitud de onda. Ese último circuito se muestra en bloques en la Figura III.24.

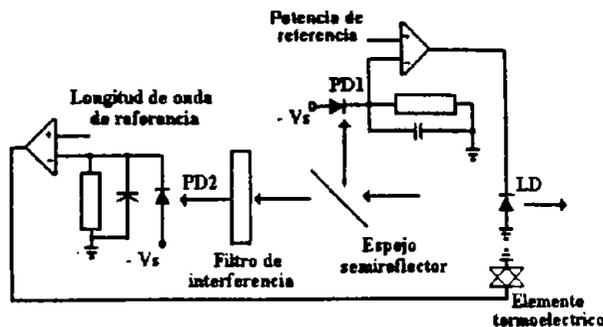


Figura III.24.- Control Combinado de Potencia y Longitud de Onda.

Para transmisores digitales de velocidad media y para aplicación, donde no se contempla emplear multiplexores por longitud de onda, la configuración que conviene utilizar es la de control de la potencia óptica media. Para este control se incrementa la corriente de polarización con el objeto de compensar incrementos en  $I_u$  provocados por aumentos de temperatura y la corriente de modulación  $I_{mod}$ , la cual se usará para compensar cambios en la pendiente de eficiencia causados por envejecimiento.

### III.10.- DISEÑO DEL CIRCUITO DE CONTROL PARA REGULAR LA POTENCIA ÓPTICA DEL DIODO LÁSER.

El análisis del circuito de control se divide en dos partes. Análisis de circuito de control de la corriente de polarización  $I_{pol}$ , y análisis del circuito de control de la corriente de modulación  $I_{mod}$ . Finalmente se presentará el diagrama completo del circuito y las mediciones que se le hicieron.

#### **Circuito de Control de la Corriente de Polarización.**

En la Figura III.25 a se muestra el diagrama del bloques del circuito de control utilizado. En este diagrama se puede ver que la señal del fotodetector se integra y se usa junto con una referencia de la señal de entrada (integrada también) y una de polarización para determinar la corriente de polarización que pasa a través del láser. Puede decirse entonces que el control es a CD.

Cuando ocurre un cambio de temperatura el circuito compensa automáticamente su efecto sobre el comportamiento del diodo láser cambiando la corriente de polarización. Por ejemplo, si la temperatura sube,  $I_u$  sube y esto hace que la potencia de salida se reduzca (ver Figura III.19), entonces se disminuye la salida del fotodetector y por lo tanto, la salida del integrador (potencia promedio) bajará. Esta salida se comparará con  $V_{ref}$  y  $V_{de}$  y provocará un aumento de corriente de polarización ( $I_{pol}$ ).

Una señal de entrada  $V_{ref}$  es necesaria, ya que en el caso de que se quite la entrada o tenga una cadena larga de ceros, el circuito tendería a aumentar considerablemente la corriente de polarización para restablecer la potencia óptica promedio.

En la Figura III.24a se muestra el circuito de control de la polarización tal y como se diseñó y caracterizó. Los amplificadores operacionales están configurados como sigue:

- $A_1$  = Integrador con ganancia de - 200
- $A_2$  = Restador con ganancia de 10
- $A_3$  = Integrador con ganancia de - 2.5

Inicialmente se ajustaron las ganancias de  $A_1$  y  $A_3$  de modo que a la salida se obtuvieran salidas de  $+1\text{ V}$  en ambos integradores. De este modo, estas señales se anulan en el restador y queda solamente el voltaje de polarización inicial  $V_{DC} (I_{pol})$  que establece la corriente de polarización inicial. Con el potenciómetro de  $10\text{K}$  se ajusta la corriente de polarización para condiciones normales de operación ( $30\text{ mA}$  a  $25\text{ C}$ ), es decir,

$$V_{sal} (A_2) = V_{base} Q_5 = -2.5\text{ V}$$

$$V_{sal} (2) = \left( \frac{V_{ref} - (V_{ref} - (V_{det} + V_{DC} (I_{pol}))}{2.5\text{ V}} \right) * (10)$$

$$V_{det} = \frac{2.5\text{ V}}{10} + V_{ref} - V_{DC} (I_{pol})$$

$$V_{DC} (I_{pol}) = 250\text{ mV}$$

Con  $250\text{ mV}$  de  $V_{DC} (I_{pol})$ , se asegura que  $V_{sal} (A_2) = -2.5\text{ V}$  y por lo tanto,  $I_{pol}$  será de  $30\text{ mA}$ .

La ganancia de  $A_2$  es de  $10$ , ya que con esta ganancia se obtiene el voltaje de salida en el amplificador  $2$  correspondiente a una variación en  $V_{det}$  la cual es proporcional a la variación de corriente necesaria para restablecer el nivel de potencia óptica promedio.

Por ejemplo, si la potencia baja por un incremento de temperatura de modo que  $V_{det} = 0.95\text{ V}$ , se tiene:

$$V_{sal} (A_2) = (10) (1\text{ V} - (0.95\text{ V} + 0.25\text{ V})) = -2\text{ V}$$

$$V_{r56} = 5 - 2 - 0.7 = 2.3\text{ V}$$

De aquí

$$I_{pol} = I_{R56} = \frac{2.3}{56} = 41\text{ mA}$$

Este nivel compensa la disminución de la potencia promedio.

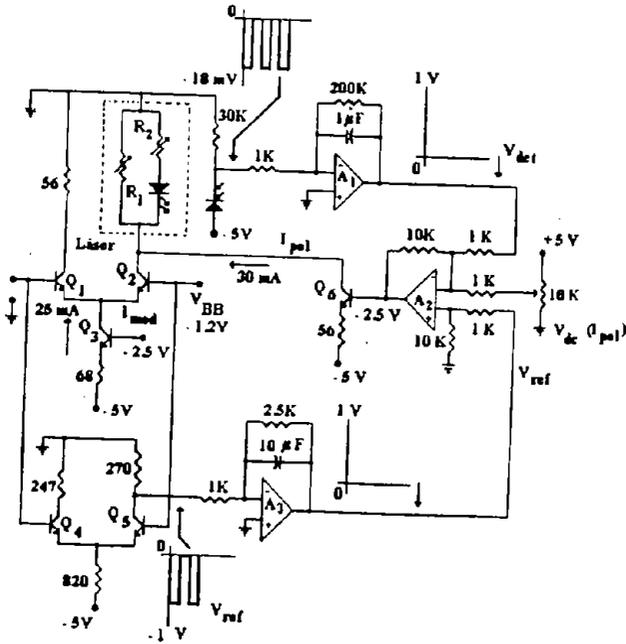
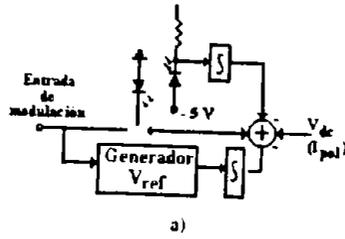


Figura III.25.- Circuito de Control de la Corriente de Polarización, a) a bloques, b) esquema analizado.

### III.11.- CIRCUITO DE CONTROL DE LA CORRIENTE DE MODULACIÓN.

En la Figura III.26 a se muestra el diagrama de bloques del circuito de control de la corriente de modulación. Como se puede ver, se desea obtener ahora el valor máximo de la señal emitida por medio de un detector de pico negativo, pero como el acoplamiento es de corriente alterna se obtiene el valor máximo menos el valor promedio de la señal ( $L_{\max} - I_{\text{prom}}$ ). Nuevamente, se utiliza la referencia de la señal de entrada, y se obtiene también el valor máximo menos el valor mínimo ( $V_{\max} - V_{\text{prom}}$ ) de la misma señal.

Lo que se pretende, es compensar la disminución de la potencia óptica causada por el envejecimiento del láser mediante un incremento del nivel de la corriente de modulación (ver Figura III.21). Es decir, mantener constante la diferencia entre la potencia máxima y la potencia mínima de la salida para conservar la razón de extinción.

En la Figura III.21 a se muestra el circuito que se diseñó y se caracterizó. Los amplificadores operacionales están en las configuraciones siguientes:

- $A_4$  = Amplificador no inversor con ganancia igual a 82.
- $A_5$  = Detector de pico negativo.
- $A_6$  = Sumador con ganancia igual a 22.
- $A_7$  = Detector de pico negativo.

Se escogió la ganancia de  $A_4$  igual a 82 para tener así un voltaje de salida del fotodetector igual al voltaje de referencia de la señal de entrada. Como puede verse en la Figura III.25 b ambas señales son de  $-1$  V de amplitud pico-pico. Al pasar por el condensador de  $0.1 \mu\text{F}$  y los detectores de pico formados por  $A_5$  y  $A_7$ , ambas señales son de CD con una amplitud de  $-0.6$  V aproximadamente. Por lo tanto, en estas condiciones, el voltaje de CD  $V_{\text{DC}}(I_{\text{mod}})$  es el único que interviene para ajustar las condiciones de modulación iniciales (25 mA a 25C). El potenciómetro de  $10 \text{K}\Omega$  se ajusta para obtener el voltaje siguiente:

$$V_{\text{sal}}(A6) = V_{\text{base}Q3} = -2.5$$

$$V_{\text{sal}}(A6) = (10) (L_{\max} - L_{\text{prom}}) - (V_{\max} - V_{\text{prom}}) + V_{\text{dc}}(I_{\text{mod}})$$

Despejando a  $V_{\text{DC}}(I_{\text{mod}})$

$$V_{\text{DC}}(I_{\text{mod}}) = \frac{V_{\text{sal}}(A6)}{22} + (L_{\max} - L_{\text{prom}}) - (V_{\max} - V_{\text{prom}})$$

sustituyendo valores tenemos:

$$V_{\text{DC}}(I_{\text{mod}}) = \frac{2.5 \text{ V}}{22} - 0.6 + 0.6\text{V} = 113 \text{ mV}$$



El diagrama del transistor completo se muestra en la Figura III.27. En él se muestran los valores de los componentes, el excitador, el generador de  $V_{ref}$  el circuito de control de la corriente de polarización, el circuito de control de la corriente de modulación y las formas de onda de los puntos más importantes.

### III.12.- MEDICIONES EXPERIMENTALES DEL TRANSMISOR.

Se realizaron básicamente 3 mediciones al transmisor:

- 1 ) Medición de la Polarización.
- 2 ) Medición de cambios de corriente de polarización debido a cambios de temperatura.
- 3 ) Medición de cambios de corriente de modulación debido a cambios en la pendiente de eficiencia.

En cuanto a las mediciones de polarización se encontró que el comportamiento del prototipo resultó bastante aproximado a los valores teóricos obtenidos de los cálculos de polarización.

En la Tabla III.1 se resumen los resultados de las mediciones de la corriente de polarización con los cambios de temperatura. Los efectos de los cambios de temperatura (cambios de la corriente de umbral  $I_u$ ) fueron simulados variando el valor de la resistencia  $R_1$  del modelo de diodo láser simulado (ver Figura III.26). El nuevo valor de la corriente de umbral está determinado por:

$$I_u = \frac{1.1 \text{ V}}{R_1}$$

donde 1.1 V es la caída de tensión en el diodo emisor, cuando éste comienza a emitir.

Los valores de  $R_1$  y la correspondiente  $I_u$  se muestra en las columnas 1 y 2 de la Tabla III.1. En estas mediciones se cortocircuitó  $R_2$  a fin de tener la máxima pendiente de eficiencia, es decir  $R_2 = 0\Omega$ .

Se puede ver en la columna 4 que la corriente de polarización se ajusta casi al nuevo valor de umbral teórico calculado con la ecuación 6.1. En la columna 3 se pueden ver los nuevos valores de voltaje a la salida del amplificador 2 que son puestos por el circuito de control automático a fin de modificar la corriente de polarización.

En la última columna de la Tabla III.2 se muestran los valores de voltaje de salida en el fotodetector 2. Como se puede notar, el valor de la potencia óptica de salida no se mantiene totalmente constante sino que tiene unas ligeras variaciones, debidas a que el ajuste de la retroalimentación en el circuito no es totalmente óptima y que, como se puede ver en la penúltima columna, la corriente de modulación no se mantiene constante ya que tiene ligeras variaciones.

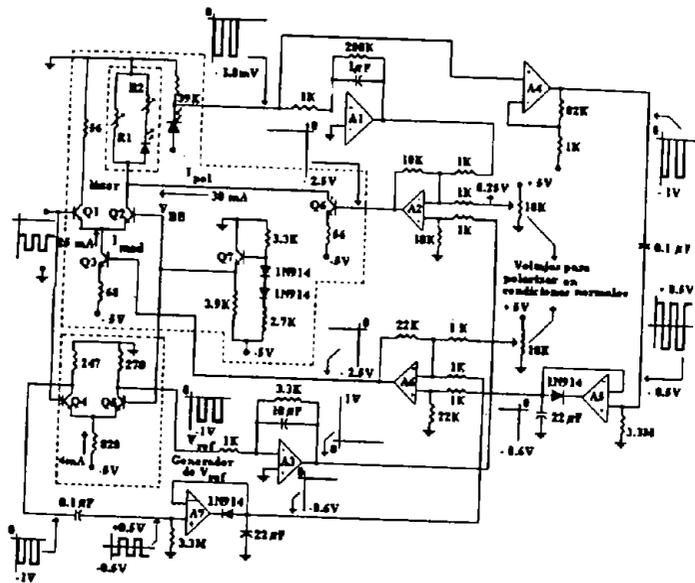


Figura III.27.- Circuito del Transmisor Óptico con Láser Simulado.

$R_1$ $\Omega$	$I_u$ mA	$V_{sal}(A_2)$ V	$I_{pol}$ mA	$V_{sal}(A_6)$ V	$I_{mod}$ fotodetector mA	$V_{salida}$ fotodetector mV
110	10	-3.60	11.8	-2.90	23.6	294
73.3	15	-3.35	16.3	-2.90	23.9	290
55.0	20	-3.08	20.9	-2.88	24.4	284
44.0	25	-2.82	25.4	-2.84	25.1	280
36.6	30	-2.56	29.9	-2.80	25.5	260
31.4	35	-2.22	34.3	-2.75	26.7	257
27.5	40	-2.07	38.4	-2.69	27.6	254
24.4	45	-1.85	42.4	-2.63	28.9	250
22.0	50	-1.62	46.2	-2.57	29.8	247

Tabla III.2.- Mediciones de Cambios de la Corriente de Polarización de Modulación, Provocados por Cambios de Temperaturas, con  $R_2 = 0 \Omega$ .

$R_2$ $\Omega$	$I_u$ mA	$V_{sal}(A_6)$ V	$I_{mod}$ mA	$V_{sal}(A_2)$ V	$I_{pol}$ fotodetector mA	$V_{salida}$ fotodetector mV
0	30	-2.65	28.5	-2.57	29.6	300
4.7	30	-2.52	30.5	-2.55	30.4	292
10.0	30	-2.46	31.6	-2.45	31.5	281
15.0	30	-2.40	32.7	-2.36	32.6	274
22.0	30	-2.31	34.1	-2.21	34.1	262

Tabla III.3.- Mediciones de Cambios de la Corriente de Polarización y Modulación Provocados por Cambios de Pendiente (envejecimiento del láser), con  $R_1 = 36.6 \Omega$

También se observó, que el aumento en la corriente de polarización fue posible sólo hasta 59.7 mA, ya que a partir de este valor, la corriente cae a 52 mA y permanece invariable si se trata de aumentar  $I_u$ . El valor se restablece cuando de baja  $I_u$  por debajo de 59.7 mA.

En la Tabla III.3 se resumen los resultados de las mediciones de la corriente de modulación y polarización con respecto a los cambios de pendiente de eficiencia o envejecimiento del láser. Los efectos del envejecimiento se simularon con la resistencia  $R_2$ , la cual provoca una caída en serie con el diodo emisor que causa que la emisión se reduzca disminuyendo así el valor de la pendiente de la curva de corriente contra potencia óptica. El nuevo valor de la corriente a través del láser esta dado en la función  $R_1$  y  $R_2$  por:

$$I = \frac{V_{LED}}{R_1} + I_{LED} \left( \frac{R_1 R_2}{R_1} \right); \text{ donde } V_{LED} = 1.1 \text{ V}$$

O bien

$$I_{LED} = \frac{I - V_{LED} / R_1}{1 + R_2 / R_1} = \frac{1 - I_{TN}}{1 + R_2 / R_1}$$

Este valor de  $R_2$  se muestra en la columna 1 de la Tabla III.3, como se puede ver en la columna 2,  $I_u$  se fijo en 30 mA, es decir, para temperatura ambiente ( $R_1 = 36.6\Omega$ ). Como se puede ver en la columna 4, la corriente de modulación va aumentando conforme va creciendo  $R_2$ . Sin embargo, como lo indica la última columna, la potencia de salida no se mantiene totalmente constante sino que disminuye un poco. Esto se debe en parte, a que aumenta también la corriente de polarización, debido a que se detecta que la potencia promedio disminuye. El efecto que produce este aumento de  $I_{pot}$  se muestra en la Figura III.28. Se puede ver que el nivel de potencia mínima aumenta ya que el punto de polarización es mayor que  $I_u$ . Cuando se sustituye el diodo láser simulado por un físico, después de ajustar la corriente de polarización, los cambios de niveles de corriente, voltaje y potencia son menores al 10%.

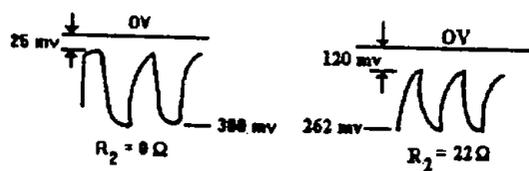


Figura III.28.- Aumento de Nivel de Potencia Mínima debido al Aumento Mayor a  $I_p$  en la Corriente de Polarización.

### III.13.- DISEÑO DEL CIRCUITO DE PROTECCIÓN CONTRA TRANSITORIOS PARA TRANSMISORES CON DIODO LÁSER.

#### **Necesidad de un Circuito de Protección.**

Una de las limitaciones para el uso de los diodos láser como fuente óptica es la destrucción gradual o permanente que puede sufrir, debido a picos de corriente o a transitorios, aún de muy corta duración. Tan breves como un nanosegundo de duración.

Este degradamiento se clasifica con dos grupos principalmente:

- A ) Degradación gradual.
- B) Destrucción catastrófica.

Estos dos grupos están relacionados directamente con el tiempo de vida del diodo láser. La prevención de sus efectos, da como resultado una mayor vida útil del dispositivo.

La degradación gradual se debe a características de proceso de fabricación del diodo láser. Este tipo de degradación no puede eliminarse y, por lo tanto, conforme envejece el diodo va perdiendo eficiencia. Sin embargo, es posible compensar sus efectos mediante un circuito de control, que normalmente, son los mismos circuitos que compensan los efectos de temperatura.

La destrucción catastrófica consiste en el daño de las caras o facetas de emisión del mismo, lo cual, disminuye la reflexión e incrementa las recombinaciones no radiactivas (absorción) en la región activa del diodo. Se ha comprobado que grandes densidades de corriente, transitorios, etcétera, son suficientes para dañar al diodo láser. El sobrecalentamiento es otro factor que puede producir degradación catastrófica. Este tipo de degradación debe prevenirse, por lo que es necesario el uso de circuitos de protección que eliminen estos picos de corriente y transitorios que puedan dañar al láser. Otra razón y muy importante, por la cual es necesario el uso de circuitos de protección para el diodo láser, es el costo de éstos. Un diodo láser de buena calidad puede llegar a costar hasta más de 5 000 dólares. Esta es una razón principal, por la que se debe proteger el diodo láser contra los transitorios o picos de corriente que puede, en el desarrollo del transmisor, destruirlos. De esta manera, utilizando circuitos de protección se alarga la vida útil del diodo láser, y a la vez, se le da mayor confiabilidad y rentabilidad al transmisor óptico en general.

### Transitorios que Ocurren al Encender y Apagar la Fuente.

Se dio especial importancia a los transitorios que ocurren al encender y apagar la fuente de alimentación, ya que aunque son muy rápidos, son suficientes para dañar al diodo láser. En el caso de una fuente de voltaje REAL, al encender la fuente en un tiempo  $t = 0$  ocurre una serie de transitorios de corta duración, del orden de nanosegundos ( $t_d$ ) antes de que la salida se establezca. Esto se ilustra en la Figura III.29.

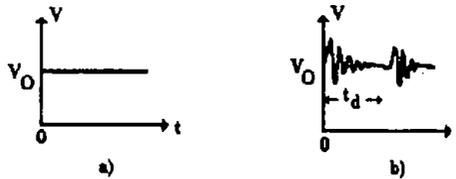


Figura III.29.- a ) Respuesta IDEAL, b) Respuesta REAL de una Fuente de Voltaje al Momento de Encenderla.

La aparición de estos transitorios que ocurren al encender y apagar la fuente de alimentación es comprobada en el laboratorio. Algunas formas de onda que se observaron en el osciloscopio se muestran en la Figura III.30, como se puede observar en esta Figura, los transitorios tiene picos de voltaje hasta de 10 V, y su duración individual es de entre 15 a 30 ns ( ver Figura III.30 a, b y c ), y se repiten con una amplitud que va disminuyendo durante más de 500 ns (ver Figura III.30 a ).

### Circuitos de Protección Propuestos.

Para la protección del diodo láser contra estos transitorios provocados al encender y apagar la fuente se tiene tres soluciones:

- 1.- Utilizar una fuente regulada con crecimiento de voltaje lento (crecimiento tipo rampa).
- 2.- Utilizar un filtro de respuesta Gaussiana entre la fuente y el circuito,
- 3.- Utilizar diodos supresores de transitorios.

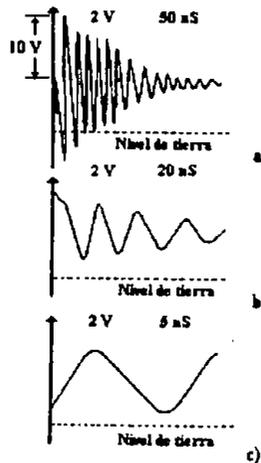


Figura III.30.- Algunas de las Formas de Onda Observadas en el Osciloscopio al Encender y Apagar la Fuente de Alimentación

### Regulador de Voltaje con Crecimiento de Voltaje Lento.

Una manera de proteger contra los sobrevoltajes en la ruta de alimentación es utilizar un esquema de fuente de crecimiento de voltaje lento del tipo rampa. De este modo, la tensión de salida no puede aumentar más allá de una velocidad dada (en volts/seg), lo que permite una ayuda en el régimen de estabilización, esto es, sobrevoltajes grandes al momento de encender la fuente se atenuarán fuertemente al tener que subir lentamente la salida.

Este circuito se puede llevar acabo utilizando un regulador de voltaje de circuito integrado LM723 o MC1723. En la Figura III.31 se muestra el diagrama del circuito típico, la terminal 13 se utiliza para conectar un condensador exterior de compensación de frecuencia (a tierra o a la entrada inversora del amplificador de comparación). Independientemente de este papel, es posible utilizar esta terminal junto con un transistor exterior  $T_1$ , para realizar un crecimiento lento de voltaje de salida.

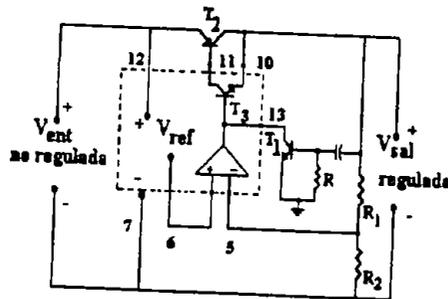


Figura III.31.- Regulador de Voltaje con Crecimiento Lento.

### Diseño.

Al conectarse el voltaje de entrada, cuando el voltaje de salida regulado (SR) suba, el condensador C se carga con una corriente igual a:

$$i = c \frac{d(SR)}{dt}$$

en esta ecuación se desprecian la caída en R con relación al valor de SR.

Desde que la caída de voltaje en R, debida a la corriente i, la sobrepasa en 0.6 V, T<sub>1</sub> comienza a desbloquearse y limita la velocidad de elevación de SR. Una vez que SR alcanza su valor nominal y permanece constante, la corriente i llega a un valor 0. El transistor T<sub>1</sub> permanece bloqueado y no juega ningún papel.

Entonces, despejando d (SR) dt de la ecuación anterior se tiene:

$$\frac{d(SR)}{dt} = \frac{i}{c}$$

$$i = \frac{V_r}{R} = \frac{0.6 V}{R}$$

$$\frac{d(SR)}{dt} = \frac{0.6}{RC}$$

esta ecuación expresa la velocidad de elevación en V/seg.

También se tiene que el voltaje de salida es:

$$SR = V_{ref} \left( \frac{R_1 + R_2}{R_2} \right); V_{ref} = 7 \text{ V}$$

Por lo tanto, para obtener:

$$SR = 12 \text{ V}$$

La velocidad de elevación debe ser:

$$\frac{d(SR)}{dt} = 2 \text{ V/s}$$

Utilizando las ecuaciones entonces se obtiene:

$$\begin{aligned} R_1 &= 3.3 \text{ K}\Omega \\ R_2 &= 4.7 \text{ K}\Omega \\ C &= 0.22 \text{ }\mu\text{F} \\ R &= 13.6 \text{ K}\Omega \end{aligned}$$

Los transistores utilizados son:

$$\begin{aligned} T_1 &= 2 \text{ N } 3904 \\ T_2 &= 2 \text{ N } 5194 \end{aligned}$$

### Mediciones.

Es importante señalar que la prueba del circuito es un tanto cualitativa, por la naturaleza misma del transitorio, es decir, aparece muy rápidamente, lo cual hace difícil una medición cuantitativa del mismo. Para la prueba, primero se visualizan en el osciloscopio los transitorios de la fuente de entrada. Posteriormente se conecta entre la fuente y la carga, el circuito regulador con crecimiento lento y se observa en el osciloscopio si se suprimen transitorios con duración de un ns o de mayor duración.

En la Figura III.32 se resumen los resultados obtenidos. Esto es, para transitorios que ocurren al encender la fuente, se observa que los transitorios son pequeños, ya que en ese momento el voltaje se encuentra en un mínimo.

La amplitud y la duración de los transitorios se reducen sensiblemente como se muestra en la Figura III.32 a.

Conforme el voltaje va subiendo, si en ese momento se apagara a la fuente, ocurrirán procesos transitorios. Los transitorios siguen apareciendo pero con amplitud menor, dado que se tiene la fuente de crecimiento lento. Para suprimir completamente estos transitorios permanentes, se puede emplear un filtro tipo Gauss entre el regulador de voltaje con crecimiento lento y la carga, ver Figura III.31 b. Si la fuente ya alcanzó su máximo nivel de salida, y ocurriera que se apagara la fuente, el transitorio tampoco se suprimiría, esto se ilustra en la Figura III.32 c.

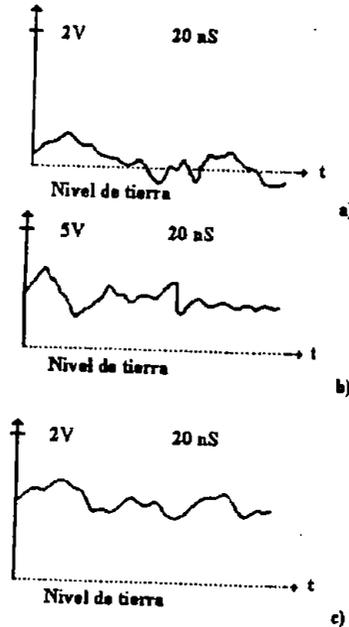


Figura III.32.- Algunas Formas de Onda de los Transitorios a la Salida del Regulador con Crecimiento de Voltaje Lento.

### Filtro de Respuesta Gaussiana.

Un filtro cuya respuesta al impulso tenga las dos propiedades siguientes se llama filtro Gaussiano:

- 1.- Libre de sobretiros.
- 2.- Con respuesta simétrica en el tiempo a una excitación impulso.

Los tres tipos de filtros más comunes y que se aproximan a la respuesta de un filtro Gaussiano ideal son:

- 1.- Filtro de magnitud Gaussiana.
- 2.- Filtro de grupo de retardo máximamente plano.
- 3.- Filtro de retardo con rizo uniforme.

En la Figura III.33 se muestran las curvas de la respuesta en frecuencia y la respuesta al impulso de un filtro Gaussiano.

$$f_i(t) = \frac{2 \pi f_c}{2 \sqrt{\pi \ln(2)}} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left(-\frac{(f_c t - n\pi/2)^2}{4 \ln(2)}\right) dt$$

Como se puede ver en la Figura III.33 una característica importante es que la respuesta al impulso es idéntica, en forma, a la de respuesta en frecuencia. En la Figura III.34 se muestra la respuesta al escalón de un filtro Gaussiano. Las ecuaciones para determinar la forma y el tiempo de elevación son:

$$f_i(t) = \frac{2 \pi f_c}{2 \sqrt{\pi \ln(2)}} \int_{-\infty}^{\infty} \left(-\frac{(f_c t - n\pi/2)^2}{4 \ln(2)}\right) dt$$

$$t_r = \frac{2 \sqrt{\pi \ln(2)}}{2 \pi f_c} = \frac{2.95}{f_c}$$

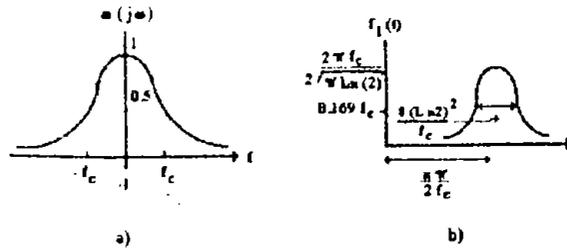


Figura III.33.- a) Respuesta en Frecuencia y b) Respuesta al Impulso de un Filtro Gaussiano.

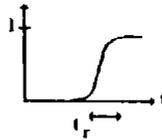


Figura III.34.- Respuesta Escalón de un Filtro Gaussiano.

La respuesta de fase del filtro Gaussiano ideal es lineal (ver Figura III.35), y no se producirán sobredisparos como resultado de cambios rápidos de la señal. Sin embargo, filtros realizables de magnitud Gaussiana con un número finito de elementos resulta, en muchas circunstancias, con una fase no suficientemente lineal en el dominio de la frecuencia, lo cual resulta una inconveniencia en el dominio del tiempo. Se debe llegar a un compromiso entre el número de elementos (orden del filtro) y la complejidad del mismo, a fin de optimizar la respuesta en el tiempo de subida más lento posible, para eliminar transitorios.

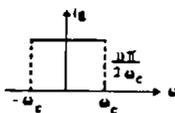


Figura III.35.- Respuesta de Grupo de Retardo del Filtro Gaussiano.

Puede verse en la ecuación anterior que el tiempo de subida depende del orden "n" del filtro, pero además, depende de la frecuencia de corte  $F_c$  esto es:

- Ⓒ Entre mayor sea el orden de filtro, mayor será el tiempo de retardo, pero no mayor también el número de elementos.
- Ⓒ Entre menor sea la frecuencia de corte, mayor será el tiempo de retardo, pero mayor el tamaño y valor de las bobinas y condensadores.

### Diseño

El compromiso que se tomó para tener un filtro que fuera realizable y no muy complicado fue el de escoger un filtro de 5° orden y una frecuencia de corte de 10 KHz. El circuito es el que se muestra en la Figura III.36.

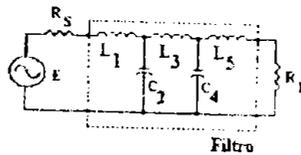


Figura III.36.- Filtro Gaussiano de 5° Orden.

Los datos necesarios para el cálculo de las bobinas y condensadores del filtro por medio de tablas son los siguientes:

$$\begin{aligned} n &= 5 \\ R_a &= 1 \Omega \\ R_1 &= 50 \Omega \\ f_c &= 10 \text{ KHz} \end{aligned}$$

Los valores encontrados son:

$$\begin{aligned} L_1 &= 901.3 \mu\text{H} \\ L_3 &= 375.3 \mu\text{H} \\ L_5 &= 76.2 \mu\text{H} \\ C_2 &= 0.22 \mu\text{F} \\ C_4 &= 0.09 \mu\text{F} \end{aligned}$$

### Mediciones

La primera medición que se hizo al filtro Gaussiano fue su respuesta en frecuencia. Los resultados obtenidos se pueden ver en la Tabla III.4.

FRECUENCIA (Hz)	AMPLITUD DE SALIDA (Vpp)	GANANCIA (dB)
10	6	0
100	6	0
500	6	0
1 K	6	0
2 K	6	0
4 K	6	0
7 K	6	0
10 K	5.0	-1.58
12 K	4.5	-2.50
13.33 K = $f_c$	4.2	-3.00
20 K	2.4	-7.96
40 K	0.5	-21.60
60 K	0.12	-33.98
100 K	0.014	-52.64
300 K	0.0012	-73.62
500 K	0.0012	-73.62
1 M	0.012	-69.54
10 M	0.020	-69.54
en adelante hasta 100 MHz	0.020	-69.54

Tabla III.4.- Mediciones de la Respuesta en Frecuencia del Filtro Gaussiano de 5to orden con un voltaje de entrada de 6 Vpp.

Una medición se hizo al filtro fue en el dominio del tiempo, con el objetivo de ver la posible generación de sobretiros u oscilaciones. Para ello, se excitó al filtro con un tren de pulsos. Finalmente, se realizó la siguiente prueba. El filtro se conectó entre la fuente de alimentación con crecimiento lento y la carga, con el fin de observar si se eliminaban los transitorios de la fuente. La prueba resultó exitosa ya que no se observaron transitorios a la salida del filtro ni al encender ni al apagar la fuente, (sensibilidad 5 m V / cm constante de tiempo de osciloscopio 5 ns/cm).

### **Diodos Supresores de Transitorios.**

Los diodos supresores de transitorios (Surge Clamping Diodes or Overvoltage Transient Suppressors) son dispositivos semiconductores especialmente fabricados para la protección de los circuitos contra sobrevoltajes producidos por transitorios.

El diodo que se eligió fue el ECG4900 con un voltaje inverso de conducción  $V = 5$  V, y un voltaje mínimo garantizado de conducción,  $V = 6$  V. Esto significa que voltajes mayores a 5V harán conducir el diodo y que, además se garantiza una amplitud no mayor a 6V. En el peor caso, se tendrán transitorios de 1 Volt, en el caso de una fuente de 5V. Estos diodos tiene un tiempo típico de respuesta de picosegundos, lo cual es compatible con esta aplicación.

### III. 14.- FOTODETECTORES.

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

- 1.- Sensibilidad alta a la longitud de onda de operación.
- 2.- Contribución alta a la longitud de onda de operación.
- 3.- Ancho de banda grande (respuesta rápida).
- 4.- Características estables respecto al medio ambiente.
- 5.- Dimensiones físicas compatibles con la fibra óptica.

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

Además dicho dispositivo requiere de altos voltajes de polarización para obtener ganancia, la cual depende de la temperatura.

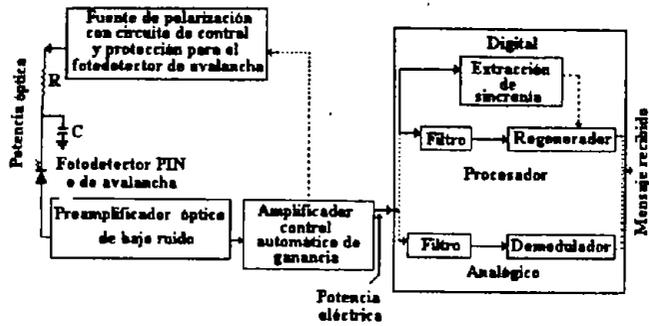


Diagrama III.1.- Diagrama de Bloque de un Receptor Óptico.

### III.15.- FOTODETECTORES PIN.

Los fotodetectores PIN, son los detectores más comunes en los sistemas de transmisión por fibras ópticas. Estos dispositivos se forman con una capa de material semiconductor ligeramente contaminado, que se le llama región intrínseca (i), la cual se coloca entre dos capas de material semiconductor, una tipo N y otra tipo P. Cuando se le aplica una polarización inversa al fotodetector, se crea una zona desértica (libre de portadores) en la región intrínseca (i) en la cual se forma un campo eléctrico. La distribución del campo eléctrico en la zona desértica y un diagrama simplificado de los niveles de energía, se muestra en la Figura III.37 b y c, respectivamente.

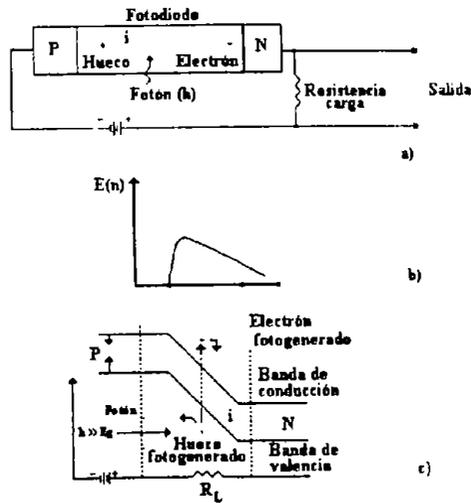


Figura III.37.- Fotodetector PIN a) Representación esquemática, b) Distribución del campo eléctrico, c) Niveles de energía.

Un fotón que llegue a la zona desértica, con energía mayor o igual a la del material semiconductor, puede perder su energía y excitar a un electrón que se encuentra en la banda de valencia, para que pase a la banda de conducción. Este proceso genera pares electrón-hueco, que se les llama fotoportadores. El fotodetector se diseña para que la mayoría de los fotones se absorban en la zona desértica y se generen fotoportadores, los cuales se separan debido al campo eléctrico presente en esta región. La colección de los portadores genera un flujo corriente en el circuito externo del fotodetector, a la cual se le conoce como **fotocorriente**.

La construcción de fotodetectores PIN típicos con anillo de protección, se realiza en obleas de silicio tipo P. En la superficie inferior de la oblea se hace una difusión P +, para facilitar el depósito de los contactos metálicos. En la superficie superior de la oblea se realiza una difusión N+ con la técnica de fotocascarilla, para asegurar la difusión del área activa y de los contactos. La estructura de un fotodetector de este tipo se muestra en la Figura III.38.

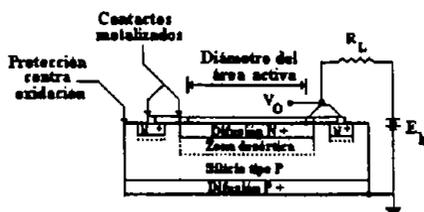


Figura III.38.- Estructura de un Fotodetector PIN con Anillo de Protección.

El circuito equivalente del fotodetector PIN y la red de carga, se muestra en la Figura III.39. En operación, el dispositivo se comporta como una fuente de corriente que genera una fotocorriente, cuya expresión es:

$$I_p = P \frac{n q}{h \nu} = \frac{n q \lambda}{h c} = PR$$

donde:

P es la potencia óptica incidente en el fotodetector.

n es la eficiencia cuántica del fotodetector.

q es la carga del electrón.

h ν es la energía del fotón.

ν = c / λ es la frecuencia de la luz.

c es la velocidad de la luz en el vacío.

λ es la longitud de onda.

R = n q λ / hc es la responsividad del fotodetector.

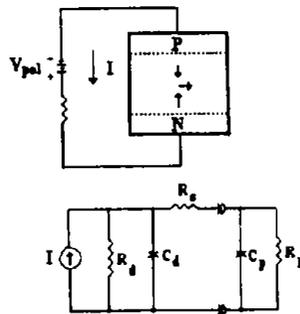


Figura III.39.- Circuito Equivalente de un Fotodetector PIN.

En la Figura III.39,  $C_d$  y  $R_d$  son la capacitancia y la resistencia de la zona desértica, el valor de  $R_d$  en este tipo de fotodetectores es del orden  $10^8$  ohms, por lo que normalmente se desprecia  $R_s$  es la resistencia de la zona no desértica,  $C_p$  y  $R_p$  son la capacitancia y resistencia dinámica de entrada del preamplificador.

Los fotodetectores se diseñan para que funcionen bajo ciertas condiciones de operación específicas. Sin embargo es posible usarlos fuera de las condiciones recomendadas en las hojas de datos, con el objetivo de optimizar su funcionamiento. Si el dispositivo se opera fuera del voltaje de polarización recomendado por el fabricante, se debe tener en mente que varias características enlistadas en las hojas de datos se modifican. Los parámetros principales que se afectan al variar el voltaje de polarización de fotodetectores son:

- 1.- La capacitancia y resistencia de la zona desértica.
- 2.- La capacitancia y resistencia de la zona no desértica.
- 3.- La responsividad.
- 4.- El ruido (corriente de oscuridad).
- 5.- La velocidad de respuesta.

La capacitancia del fotodetector ( $C_d$ ) combinada con la impedancia de carga ( $Z_L = R_p / C_p$ ) y la resistencia serie ( $R_s$ ) forman la constante de tiempo de sistema. Esta constante de tiempo no debe ser muy grande con respecto al tiempo de colección de cargas, por lo que el diseñador de receptores ópticos deberá determinar la capacitancia de fotodetector y su importancia para una aplicación en particular. Esta capacitancia es un dato que normalmente el fabricante proporciona en las hojas de datos y se especifica para un determinado voltaje de polarización.

Cuando el tiempo de tránsito en la unión del fotodetector se minimiza, la operación en altas frecuencias está limitada por la constante de tiempo RC. Esta constante de tiempo se forma por la capacitancia de unión de fotodetector y la suma de la resistencia serie, más la resistencia de carga y la resistencia de los electrodos.

La resistencia de la zona no desértica (serie) puede calcularse con la siguiente fórmula:

$$R_s = \frac{L}{\rho A}, (\Omega)$$

Donde:

- $\rho$  es la resistividad del material (ohms-cm).
- $L$  es el espesor de la zona no desértica (cm).
- $A$  es el área activa ( $\text{cm}^2$ ).

La resistencia de los electrodos (contactos) puede variar de 10 – 100 Óhms, depende de la geometría y para aplicaciones de alta velocidad, el diseño de estos es esencial.

Una resistencia que frecuentemente no se toma en cuenta en el fotodetector, es la de la zona desértica, ésta es difícil de cuantificar, dado que en cada caso es diferente. Para un funcionamiento óptimo de alta velocidad de los fotodetectores, el área activa de éstos debe estar lo más próxima a la zona de iluminación. El tiempo de respuesta de un fotodetector, es la suma de la raíz cuadrada del cuadrado del tiempo de colección y de la constante de tiempo RC. El tiempo de colección de cargas, depende del voltaje de polarización y es aproximadamente igual a un medio del espesor de la zona desértica, dividido por la velocidad promedio de los portadores. La energía de los fotones absorbidos fuera de la zona desértica, produce portadores de carga que se colectan por difusión, su velocidad es mucho más lenta que los portadores de carga que se generan dentro de la zona desértica, por lo que bajo ciertas condiciones de polarización, los fotodetectores pueden tener respuestas de tiempo rápidas, para longitudes de onda cortas y respuestas de tiempo lentas para longitudes de onda largas.

La fotocorriente generada en un fotodetector se incrementa linealmente con la potencia óptica de entrada. La relación de la fotocorriente con respecto a la potencia óptica se define como:

**Responsividad.** Este parámetro está relacionado con el tiempo de material del fotodetector y es función del espesor de la zona desértica para un nivel determinado de voltaje de polarización. La responsividad está dada por:

$$R = \frac{\Delta I}{\Delta P}, (A/W)$$

Donde:

$\Delta P$  incremento de potencia óptica.

$\Delta I$  incremento de fotocorriente.

Otro parámetro de importancia en los fotodetectores es la Eficiencia Cuántica, que se define como la relación de los electrones generados por segundo, al número de fotones por segundo. La eficiencia cuántica esta relacionada con la responsividad y su expresión es:

$$n = R \frac{h c}{q \lambda}$$

Donde :

$\eta$  es la eficiencia cuántica ( $\eta < 1$ );  
 $h$  es la constante Planck.

Las variaciones de la responsividad para diversos materiales utilizados en la fabricación de los fotodetectores se muestra en la Figura III.40. En esta Figura se puede observar, que los fotodetectores de silicio (Si) y de fósforo arseniuro de galio e indio sobre un sustrato de fósforo e indio (In-InGaAsP), resultan los más interesantes, ya que presentan un intervalo de operación de longitudes de onda más amplio y mayor eficiencia cuántica.

Los fotodetectores PIN que se fabrican GaAlAs/GaAs tienen corrientes de oscuridad de aproximadamente 0.2 nA y operan en el intervalo de las longitudes de onda de 700 – 900 nm. Los que se fabrican con GaInAs tienen una corriente de oscuridad de aproximadamente 2 nA y operan en las longitudes de onda de 1000 – 1550 nm. La capacitancia ( $C_d$ ) de este tipo de fotodetectores es aproximadamente 0.1 pF, por lo que se utilizan en sistemas de alta velocidad.

Los fotodetectores de silicio, tienen una corriente de oscuridad alrededor de un nanoampere, su capacitancia ( $C_d$ ) es de aproximadamente 2 pF, operan en el intervalo de longitudes de onda de 700 – 1000 nm y su eficiencia cuántica es alta.

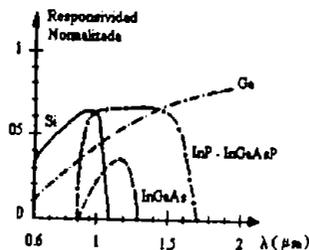


Figura III.40.- Variaciones de Responsividad para Diversos Materiales Utilizados en la Fabricación de los Fotodetectores.

Los fotodetectores de germanio operan en las longitudes de onda mayores de 1000 nm, en laboratorio se tienen de hasta 1800 nm, su corriente de oscuridad aumenta fuertemente con la temperatura, por lo que ofrecen una mayor sensibilidad cuando operan a temperaturas menores que 0 C.

### III.16.- FOTODETECTORES DE AVALANCHA.

Cuando a un fotodetector se le aumenta el voltaje de polarización, llega un momento que la corriente crece incontrolablemente, por el fenómeno de avalancha, hasta la destrucción del dispositivo. La región a partir de la cual la corriente aumenta se llama de avalancha. Si en esta región el fenómeno de avalancha se controla, la sensibilidad del fotodetector se incrementa notablemente. Para esto, es fundamental que no se rebasa la capacidad de disipación del dispositivo, por lo que es importante limitar la corriente para un determinado voltaje de polarización.

De acuerdo con esta idea hay fotodetectores que funcionan con altos voltajes de polarización (50 – 400 volts). Cuando se aplican altos voltajes de polarización en la unión P – N (ver Figura III.41) a través de la zona de transición aparece un campo eléctrico muy intenso. En esta región de portadores de carga libres (pares electrón – hueco) se desplazan más rápidamente, con mayor energía y liberan nuevos portadores secundarios, los cuales también son acelerados y capaces de producir nuevos portadores. Este efecto es acumulativo y recibe el nombre de multiplicación por avalancha, que se cuantifica por el parámetro denominado ganancia (M) que está dada por:

$$M = \frac{I_T}{I_P} = \frac{1}{1 - (V/V_B)^n}$$

Donde:

$I_T$  es la fotocorriente total;

$I_P$  es la fotocorriente primaria.

$V$  es el voltaje de polarización aplicado.

$V_B$  es el voltaje de ruptura del dispositivo.

$n$  es un coeficiente.

$V_B$  y  $n$  dependen del material semiconductor y de las concentraciones de las impurezas empleadas en la fabricación del fotodetector.

La ganancia depende del diseño del dispositivo y de las condiciones de polarización, por lo que es función del voltaje aplicado y de la temperatura de la unión. Si la ganancia fuese un proceso determinístico cada electrón hueco primario debería de generar exactamente  $M$  pares electrón hueco secundarios, tal como si fuese un amplificador perfecto.

Sin embargo, el proceso de ganancia es estadístico en donde cada par electrón hueco primario genera un número aleatorio  $M$  de pares electrón hueco secundarios, con un valor medio  $\langle M \rangle$ .

Dado que el mecanismo de avalancha está sujeto a fluctuaciones estadísticas, se tiene un factor de ruido que aumenta con la ganancia, por tal motivo, aunque existan dispositivos con ganancias hasta de 1000, las ganancias que comúnmente se utilizan en los sistemas de telecomunicaciones por fibras ópticas están entre 10 y 100.

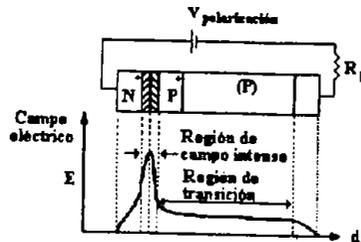


Figura III.41.- Fotodetectores de Avalancha.

En la Figura III.42 se muestran las características d corriente – voltaje de un fotodetector de avalancha típico. En polarización directa del diodo conduce corriente, la cual es limitada por la resistencia del dispositivo. En polarización inversa la unión P – N forma una barrera de potencia y sólo la atraviesa una corriente pequeña de oscuridad que es causada por la agitación térmica de los portadores, que se aceleran en el campo eléctrico existente en la zona desértica.

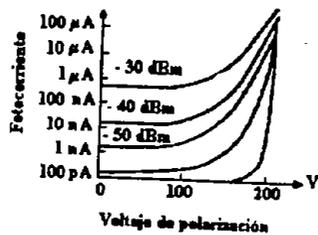


Figura III.42.- Características Corriente-Voltaje de Fotodetector de Avalancha Típico.

La corriente de oscuridad se presenta aún en ausencia de luz y existen en todos los fotodiodos en mayor o menor grado dependiendo de su construcción.

Al aumentar la polarización inversa, la corriente de oscuridad también aumenta, ya que el campo eléctrico crece en intensidad y los portadores de carga generados térmicamente son acelerados con energía suficiente para crear más pares electrón hueco por colisión. Estos pares generados por impacto se aceleran y colisionan con otros átomos de la red, produciendo nuevos portadores de carga. Para un valor determinado de voltaje de polarización, la corriente de oscuridad crece indefinidamente, a tal voltaje se le llama voltaje de ruptura del fotodetector. La máxima ganancia del APD se obtiene antes de su voltaje de ruptura. Sin embargo, no es recomendable operarlo en esta condición, dado que el ruido también es máximo. Además de que el voltaje de ruptura del fotodetector depende fuertemente de la temperatura. En la Figura III.43 se muestran curvas típicas de ganancia contra voltaje de polarización de un fotodetector de avalanchas para temperaturas de  $-40^{\circ}\text{C}$ ,  $-10^{\circ}\text{C}$  y  $25^{\circ}\text{C}$ .

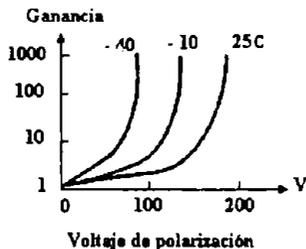


Figura III.43.- Curvas Típicas de Ganancia contra Voltaje de Polarización para un Fotodetector de Avalancha a Temperaturas de  $40^{\circ}\text{C}$ ,  $10^{\circ}\text{C}$ , y  $25^{\circ}\text{C}$ .

### III.17.- RECEPTORES OPTICOS PARA SISTEMAS DE TRANSMISIÓN ANALÓGICA.

La mayor parte de las aplicaciones de los sistemas de telecomunicaciones por fibras ópticas se centra en la transmisión de señales digitales. Sin embargo, cada día es más frecuente la utilización de la fibra óptica en sistemas de telecomunicaciones analógicas. La razón se debe, a las características que presenta la fibra óptica, así como el progreso en la fabricación de los dispositivos ópticos (fuentes de luz y fotodetectores), que han trascendido en la linealidad y estabilidad en sus características. La potencia óptica que inciden en el fotodetector del receptor, puede tener cualquiera de los métodos clásicos de modulación tales como: la modulación directa o en banda base, la modulación en doble banda lateral, la modulación en fase y otras.

#### **Modulación Directa o en Banda Base.**

A este tipo de modulación también se le conoce como de intensidad, ya que la información se tiene sobre las variaciones de potencia óptica. La expresión de la potencia óptica transmitida es:

$$P(t) = P_0 [ 1 + m(t) ]$$

Donde:

$P_0$  es el nivel de potencia óptica constante (cuando  $m(t)=0$ );

$m(t)$  es el índice de modulación.

$[ m(t) ] < 1$ .

#### **Modulación en Doble Banda Lateral Única.**

Cuando se utiliza este tipo de modulación, la fuente de luz del transmisor se excita con la señal eléctrica resultante de la modulación de una portadora, por lo que se tienen dos modulaciones, una se encuentra en la señal eléctrica y se denomina subportadora y la otra en la señal óptica y se denomina portadora óptica.

La expresión de la potencia óptica transmitida es formalmente idéntica a la ecuación anterior, pero en este caso  $m(t)$  corresponde a las variaciones de la portadora modulada, que está dada por.

$$m(t) = A(t) \cos \omega t$$

Donde  $A(t) \leq 1$

### Modulación de Fase.

En este caso de modulación de portadora eléctrica que excita la fuente de luz tiene la siguiente expresión:

$$m(t) = A_p \cos [ \omega_c t + k_p \phi(t) ]$$

Donde  $K_p$  es el índice de desviación de la fase, la desviación de la frecuencia angular se expresa por:

$$\Delta \omega = K_p \frac{d\phi(t)}{dt}$$

Para el caso en que la señal de banda base posea un ancho de banda  $B_w$ , la relación de desviación de frecuencia es.

$$D_p = \frac{\Delta \omega}{2 \pi B \omega}$$

el ancho de banda de la señal modulada de acuerdo a la regla de Carlson es:

$$B_F = 2 ( D_p + 1 ) B \omega$$

### Modulación de Frecuencia.

Cuando se utiliza este tipo de modulación la portadora eléctrica que excita la fuente de luz del transmisor tiene la siguiente expresión.

$$m(t) = A_f \cos [ \omega_c t + k_f \int_0^t \omega(u) du ]$$

Donde  $k_f$  es el índice de desviación de la frecuencia, la desviación de la frecuencia angular se expresa por:

$$\Delta \omega = k_f [ \omega(t) ]_{\max}$$

la relación del ancho de banda de la portadora con la desviación de frecuencia es:

$$B_F = 2 ( D_f + 1 ) B \omega$$

Cuando se tiene modulación directa, el receptor no requiere de modulación, ya que la señal está en banda base y el nivel del voltaje de salida del preamplificador es proporcional al mensaje.

Para la modulación en doble banda lateral, se debe incluir en el receptor un filtro para banda y un modulador. Para la modulación en fase el demodulador puede ser un PLL (red de amarre de fase) o un discriminador.

Los sistemas de transmisión analógicos que usan fibras ópticas tienen aplicación desde un circuito de voz individual de 4 KHz hasta varias docenas de señales de video de 5 MHz multiplexadas.

Los requerimientos principales de estos sistemas son la relación señal o ruido alta en la salida del receptor y gran linealidad para evitar interferencias entre los diferentes componentes de frecuencia de la señal analógica.

### III.18.- RECEPTORES ÓPTICOS PARA SISTEMAS DE TRANSMISIÓN DIGITAL.

Este tipo de receptores consiste básicamente en un fotodetector, una cadena de amplificación, un circuito de extracción de sincronía y un regenerador. La potencia óptica que incide en el fotodetector se convierte en señal eléctrica, la cual se amplifica para generar una señal de nivel suficiente grande que pueda ser manejada por los circuitos subsecuentes. La señal de salida del regenerador se decodifica para producir la réplica del mensaje transmitido o para excitar una fuente de luz y retransmitir el mensaje.

La potencia óptica que incide en el fotodetector es una secuencia de pulsos binarios que consisten de "1" o "0" en un intervalo de tiempo de duración T, el cual se refiere como periodo de un bit. La potencia óptica tiene la forma siguiente:

$$P_0(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \omega_k h_p(t-kT)$$

donde T es la duración de los pulsos,  $\omega_k = 0, 1$  dependiendo si hay o no hay pulso y  $h_p(t)$  es la forma de un impulso óptico. La potencia óptica  $P_0(t)$  es convertida en corriente por el fotodetector y su expresión es:

$$i_s(t) = R \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \omega_k h_p(t-kT)$$

donde R es la responsividad ( A / W )

La corriente de salida del fotodetector  $i_s(t)$  se convierte en voltaje por el preamplificador. La señal de salida del preamplificador posteriormente se amplifica y se filtra en el bloque del amplificador con control automático de ganancia, la expresión del voltaje de salida de este bloque es:

$$V_s(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} k h_s(t - kT)$$

donde  $h_s(t)$  es la forma del pulso de salida.

Existen eléctricamente varias formas de tener un mensaje digital pero muchas de ellas compatibles con el medio de transmisión por lo que se recurre a métodos de codificación.

En un sistema de transmisión digital por fibras ópticas, el transmisor óptico convierte una secuencia de pulsos eléctricos en una secuencia de pulsos ópticos, los cuales se transmiten a través de fibra óptica. La señal sufre atenuación y distorsión antes de que la convierta en señal eléctrica el receptor óptico. La señal de salida del receptor óptico es una versión distorsionada del mensaje transmitido, por lo que debe procesarse por un regenerador con el fin de tener una réplica del mensaje y pueda retransmitirse si se requiere.

El receptor óptico debe tener la máxima sensibilidad posible, el mayor intervalo dinámico, respuesta amplitud-frecuencia plana e introducir el mínimo de interferencia entre símbolos. También debe proporcionar en su salida un nivel de señal constante, con el fin de tener diferentes distancias entre repetidores y la versatilidad de utilizar fibras ópticas de transmisores con variaciones en el nivel de potencia óptica de salida, además de poder absorber los problemas de envejecimiento de los componentes del equipo, así como los efectos causados por las variaciones de temperatura.

La señal de salida del receptor óptico se compara con un umbral en el periodo de un bit para determinar si existe o no un pulso, desde luego, si está presente un pulso significa que incidió luz en el detector. La probabilidad de que la salida del receptor se presente un pulso, con nivel mayor al umbral en el intervalo de tiempo de un bit cuando no le incide luz al fotodetector, más la probabilidad de que cuando haya ausencia de luz en el fotodetector y en la salida del receptor se presente un pulso menor al umbral en el intervalo de tiempo de un bit, se le llama probabilidad de error o tasa de error de bit (BER). Este es un criterio de fidelidad para los sistemas de telecomunicaciones digitales.

Para determinar la probabilidad de error de debe tomar en cuenta la estadística de la fotodetección (si el fotodetector es un APD, la estadística de la ganancia de avalancha), el ruido térmico del amplificador, la corriente de oscuridad, la corriente de fuga, ciertas distorsiones no lineales de la señal recibida, la interferencia entre símbolos y la razón de extinción.

La señal binaria sin codificación puede aplicarse directamente al enlace óptico, pero se dificulta la restauración del nivel de corriente directa, así como la sincronización. En los sistemas que utilizan señales PCM, dichas dificultades se evitan usando codificación redundante con el fin de detectar errores y comprobar secuencias no permitidas.

Los sistemas de transmisión digital con fibras ópticas utilizan los códigos unipolares, se presentan en dos formatos: el formato retorno a cero (RZ) y el formato sin retorno a cero (NRZ). En el formato RZ el "1" corresponde al 50% del tiempo total de un bit y con en formato NRZ es igual al tiempo asignado para un bit. El formato RZ tiene la ventaja de requerir menor potencia para un transmisor. Además, presenta menor interferencia entre símbolos, dado que el ancho del pulso es igual a la mitad de la duración de un bit. La limitación es que requiere mayor ancho de banda.

### III.19.- RUIDO EN RECEPTORES ÓPTICOS.

En un sistema de telecomunicaciones por fibras ópticas, el receptor tiene como función, extraer la información contenida en la señal óptica perturbada por ruido. En la Figura III.44 se muestra un receptor óptico y varias fuentes de ruido, y algunos factores de degradación que limitan su funcionamiento. Los ruidos principales que limitan el funcionamiento de los receptores ópticos con detección directa son:

1.- **Ruido de fondo.**- Este ruido se interpreta como la potencia óptica incidente cuando no hay señal (mensaje). En los sistemas digitales que utilizan como fuente de luz un LD la razón de extinción es importante ya que es necesario tener la mínima radiación de fondo.

2.- **Ruido de mezclaje.**- Este ruido se presenta en el fotodetector por los diferentes componentes espectrales de la luz incoherente. Se tiene este ruido esencialmente en sistemas con transmisiones con LED y fibras ópticas multimodo.

3.- **Ruido cuántico.**- La manifestación de este ruido se da en la estadística de la fotodetección, es decir, por la aleatoriedad de la generación de portadores.

4.- **Ruido de corriente de oscuridad y de corriente de fuga.**- La corriente de oscuridad se debe a la generación térmica de pares electrón-hueco en el fotodetector cuando no le incide luz. La corriente de fuga se debe a las corrientes de superficie, que dependen básicamente del proceso de fabricación de los fotodetectores.

5.- **Ruido térmico.**- Este ruido se presenta en todos los resistores que se encuentran en la entrada del preamplificador óptico, siendo el dominante el del resistor de polarización del fotodetector o el del resistor de retroalimentación del amplificador, si el preamplificador óptico es de trans-impedancia. Si el preamplificador utiliza un FET como dispositivo activo de entrada, hay que tomar en cuenta el ruido térmico que genera el canal, además del ruido generado por los resistores.

6.- **Ruido de exceso.**- Este ruido se genera en los APD causado por el proceso de avalancha.

7.- **Ruido del preamplificador.**- Las fuentes principales de ruido en los preamplificadores están fundamentalmente determinadas por la etapa de entrada y por la red de retroalimentación, si éste es de trans-impedancia.

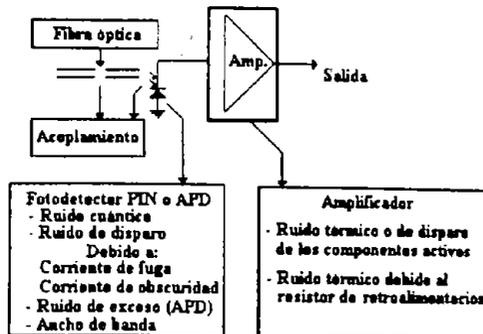


Figura III.44.- Fuentes de Ruido y Otros Factores de Degradación en Receptores Ópticos.

### Ruido Cuántico.

La redacción electromagnética es la región de radiofrecuencia diferente de la región óptica por la frecuencia. La energía en la región óptica se determina por:

$$E = h \nu$$

Donde:

$h$  es la constante de Planck,  $6.62620 \times 10^{-34}$  Js;

$\nu$  es la frecuencia asociada al fotón de energía  $E$ .

En los sistemas de radio por microondas, el ruido predominante es el térmico que entra por la señal a través de la antena, su nivel de potencia se determina por:

$$P = k T$$

Donde:

$k$  es la constante de Boltzmann,  $1.38062 \times 10^{-23}$  J / K;

$T$  es la temperatura de ruido equivalente de la antena en K.

La cuantización de frecuencia de una onda confinada en un resonador, es equivalente a una cuantización de la energía. En el caso de que las fluctuaciones de origen cuántico predominen sobre las térmicas, se tiene que  $h\nu > kT$ . Por ejemplo; para temperatura ambiente si en la región óptica se tiene una longitud de onda de 1300 nm,  $h\nu / kT = 37$ , y si en la región de RF se tiene una longitud de onda de 3 cm,  $h\nu / kT = 1.6 \times 10^{-3}$ . Esto demuestra que en los sistemas de microondas, las fluctuaciones de origen cuántico tienen un efecto despreciable, por lo que no son consideradas. Sin embargo, en los sistemas de transmisión por fibras ópticas tales fluctuaciones son dominantes y se les conoce como Ruido Cuántico.

En los sistemas de transmisión por fibras ópticas, cuando una señal óptica incide en el fotodetector, se generan dentro de éste pares electrón-hueco, que producen una corriente llamada fotocorriente.

Como la incidencia de los fotones sobre el fotodetector tiene carácter estadístico y se describe por medio de la Distribución de Poisson, también la fotocorriente se describe como la misma distribución. El número de pares electrón-hueco generados en el tiempo  $t$  para una señal de potencia óptica  $P_{opt}(t)$  es:

$$\bar{N} = \frac{n}{h\nu} \int_0^T P_{opt}(t) dt = n E / h\nu$$

Donde:

$h$  es la eficiencia cuántica del fotodetector.

$h\nu$  es la energía del fotón.

$E$  es la energía recibida en el intervalo de tiempo  $t$ .

La probabilidad de que un número  $n$  de pares electrón-hueco se generen en un intervalo de tiempo  $t$  responde a la Distribución de Poisson, esto es:

$$P(n) = \frac{(\bar{N})^n \text{Exp}(-\bar{N})}{n!}$$

La imposibilidad de predecir el número de pares electrón-hueco producidos por el fotodetector debido a la incidencia de una señal óptica conocida, se debe a las fluctuaciones de origen cuántico.

A los sistemas de telecomunicaciones por fibras ópticas afectados solamente por ruido cuántico (condición ideal), se les puede determinar la potencia mínima detectable. A dicha potencia se le llama límite cuántico y da una referencia de cómo afectan los demás tipos de ruido en la sensibilidad de los receptores ópticos.

En un sistema de transmisión analógica, la potencia óptica que llega al receptor es bastante débil (atenuada y limitada en banda) ésta debe convertirse en señal eléctrica, amplificarse y filtrarse, para tener en la salida del receptor un voltaje de la forma:

$$V_s(t) = m(t) + n_q(t) + n_s(t) + n_{th}(t)$$

Donde:

$m(t)$  es mensaje recibido.

$n_q(t)$  es el ruido causado por el proceso de detección, llamado ruido cuántico.

$n_s(t)$  es el ruido asociado a la fuente óptica.

$n_{th}(t)$  es el ruido térmico producido en el preamplificador.

La relación señal pico o ruido rms en la salida del receptor para un fotodetector PIN y el ruido térmico, sus expresiones son:

Parte limitada por el ruido cuántico.

$$S / R = \frac{[m(t)]^2 P_0}{2 h \nu B}$$

Parte limitada por el ruido térmico.

$$S / R = \frac{[m(t)]^2 P_0}{2 (h\nu)^2 B^2 Z^2}$$

Donde:

$h$  es la constante de Planck ( $6.62620 \times 10^{-34}$ )

$\nu = c/\lambda$  es la frecuencia

$c$  es la velocidad de la luz ( $3 \times 10^8$ )

$\lambda$  es la longitud de onda

$B$  es la frecuencia del mensaje

$Z$  es una figura de mérito para el preamplificador del receptor.

De las ecuaciones anteriores se concluye, que el ruido predominante es el cuántico, por lo que la relación señal pico o ruido rms es un receptor óptico analógico, normalmente se especifica considerando sólo, el ruido cuántico.

Por ejemplo; si se desea tener una relación señal pico o ruido rms de 60 dB, en la salida del receptor óptico de un sistema de transmisión analógico, que tiene como fuente de luz un LED que acopla a la fibra óptica una potencia de 10 mW (-20 dBm) a una longitud de onda de 1300 nm. Suponiendo que se transmite una señal de video de 5 MHz con índice de modulación de 0.8 se tiene por la ecuación (parte limitada por el ruido cuántico) la potencia promedio mínima requerida en la entrada del receptor.

$$P_0 = 2.389 \text{ mW} = -26.21 \text{ dBm}$$

Para la relación señal pico a ruido rms deseada se debe tener una atenuación entre el transmisor y el receptor de:

$$\text{ATENUACIÓN} = \left( \begin{array}{l} \text{potencia óptica} \\ \text{transmitida} = -20 \text{ dB} \end{array} \right) - \left( \begin{array}{l} \text{potencia óptica} \\ \text{el receptor para la RSR} \\ \text{deseada} = -26.21 \text{ dB} \end{array} \right) = 6.21 \text{ dB}$$

Con el dato de la atenuación se puede determinar el espaciamiento entre repetidores, para un tipo dado de fibra óptica. Con un diodo láser como fuente de luz, la relación señal pico a ruido mejora, sin embargo es necesario considerar el ruido de la fuente y sus características no lineales.

En los sistemas de transmisión digital por fibras ópticas, el límite cuántico se determina bajo las siguientes condiciones: el receptor del sistema le debe afectar únicamente el ruido cuántico (sin existir corriente de oscuridad, ni ruido térmico), la velocidad de transmisión debe ser  $B$  bits/s, la señal debe ser binaria, el "uno" debe tener una energía  $E$  en Joules (presencia de luz). Dado que no se tiene corriente la oscuridad, el fotodetector generará pares electrón-hueco en el tiempo  $1/B$ , sólo cuando le incida luz y la salida del receptor se interpretará como un "uno". Si no se tiene generación de pares electrón-hueco en un tiempo  $1/B$  la salida del receptor se interpretará como un "cero".

Debido a lo anterior, sólo hay dos formas de tener error, que son:

- a.- Cuando incide luz en el fotodetector (un "uno") y no se generan pares electrón-hueco.
- b.- Cuando de generan pares electrón-hueco en ausencia de luz (un "cero").

La probabilidad de que ocurra (a) o (b) es la misma, la cual está dada por la ecuación. Para el primer caso con  $n=0$ , la probabilidad de error es:

$$P_e = P(n=0) = \exp(-E/h\nu)$$

Con la ecuación anterior se puede calcular la energía del pulso óptico para una probabilidad de error deseada; por ejemplo: si se quiere un error en 1 000 millones, se debe fijar la  $P_e = 10^{-9}$ . Para este caso, la energía del pulso óptico es  $E = 21 h\nu$ . Esto quiere decir que si el número de fotones promedio contenidos en un pulso óptico es 21, solamente una vez en 1 000 millones no se generarán pares electrón-hueco, que es cuando se presenta el error.

La potencia mínima detectable o límite cuántico es la energía promedio por pulso multiplicada por la velocidad de transmisión ( $B$ ) y dividida entre 2 (por ser señal binaria). Así la potencia mínima detectable para una tasa de error de  $10^{-9}$  es:

$$P_{opt}(\min) = 10.5 h\nu B$$

Para el caso de que se tenga un sistema de transmisión digital por fibras ópticas que opere en la longitud de onda de 1300 nm y a una velocidad de 140 Mbit/s, la potencia mínima detectable cuántico es:

$$P_{opt}(\min) = 22.47 \text{ pW} = -66.5 \text{ dBm}$$

### III.20.- RUIDO EN FOTODETECTORES.

El proceso de detección en los fotodetectores consiste en la absorción de fotones para producir pares electrón-hueco, los cuales inducen corriente en el circuito externo. Dado que los fotones llegan aleatoriamente y caracterizados por la Estadística de Poisson, la corriente producida también es aleatoria. Las fluctuaciones en la corriente tienen el mismo carácter de ruido de disparo, que en este caso se denomina ruido cuántico. Para una fotocorriente  $I_p$ , dichas fluctuaciones se caracterizan por el ruido cuadrático medio con densidad espectral.

$$\frac{d}{df} \langle i^2 \rangle = q I_p$$

Donde  $f$  es la frecuencia en Hertz e  $I_p$  es la corriente total del fotodetector.

Este ruido es función de la potencia óptica incidente y representa el límite fundamental en el proceso de detección-

Si el detector es un PIN, la corriente total ( $I$ ) es:

$$I = I_p + I_{\text{fuga}} + I_{\text{oscuridad}}$$

Entonces el ruido total en el detector es  $2 q I$ .

Para los APD hay que incluir la ganancia de avalancha promedio ( $\langle M \rangle$ ), por lo que se tiene:

$$I = ( I_p + I_{\text{fuga}} + I_{\text{oscuridad}} ) \langle M \rangle$$

la densidad espectral del valor cuadrático medio del ruido para este caso es:

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

donde  $F(M)$  es el factor de ruido de exceso, que es una medida de degradación del proceso de ganancia real. Si el proceso de ganancia se supone ideal  $F(M) = 1$ . El valor de este factor depende del material de fotodetector, de la forma que toma el perfil del campo eléctrico dentro del dispositivo y de cómo se inicia la avalancha, con huecos o electrones.  $F(M)$  se caracteriza analíticamente en dos formas:

La primera es aproximada y está dada por:

$$F(M) = \langle M \rangle^x$$

Donde el parámetro  $x$  toma valores de 0.5 para APD de silicio y de 0.85 a 1 para APD de germanio.

La expresión exacta de  $F(M)$  es:

$$F(M) = \langle M \rangle [ 1 - (1-K) ( \langle M \rangle - 1 / \langle M \rangle )^2 ] = 2(1-K) + K \langle M \rangle$$

Donde  $K$  es el coeficiente de ionización.

Los APD funcionan mejor para  $K$  pequeños, para silicio  $K = 0.02 - 0.1$  y para germanio  $K = 0.5$ .

### III.21.- RUIDO EN PREAMPLIFICADORES.

La limitación fundamental de la sensibilidad de los sistemas de comunicaciones por fibras ópticas es el ruido cuántico. Para poder determinar este límite, es necesario que un solo par electrón-hueco generado en el fotodetector, pueda observarse en la salida del preamplificador, considerando sólo su ruido propio. En la práctica esto no es posible, ya que en la salida del preamplificador, el voltaje rms de ruido causado por éste, es bastante mayor que el voltaje pico generado por un solo par electrón-hueco.

Para precisar la penalidad de ruido cuántico es un preamplificador óptico, se define una figura de mérito  $Z$ . para amplificadores limitados por el ruido que produce un resistor físico colocado en su entrada se tiene:

$$Z = \frac{V_n \text{ (rms)}}{V_o \text{ (pico)}} = \sqrt{\frac{4 kT}{q^2 R \Delta f}}$$

Donde:

$V_n$  (rms) =  $\sqrt{4kTRA^2\Delta f}$  (V) es el voltaje de ruido en la salida del amplificador debido al resistor de la entrada;

$V_0$  (pico) =  $qRA\Delta f$  (V) es el voltaje pico en la salida del preamplificador debido a un solo par electrón-hueco;

k es la constante de Boltzman.

T es la temperatura en K;

q es la carga del electrón;

R es el resistor en la entrada del amplificador,

A es la ganancia del amplificador;

$\Delta f$  es el ancho de banda de ruido.

Esta figura de mérito tiene más representatividad en este caso que varios criterios convencionales, tales como; la figura de ruido y las mediciones de sensibilidad (potencia equivalente de ruido). Esto se debe a que el fotodetector es una fuente de corriente con una capacitancia en paralelo, no se tiene resistencia de fuente, por lo que no hay fuente de ruido térmico, excepto la corriente de oscuridad que varía de un detector a otro, por lo tanto, no se tiene una fuente de ruido resistiva efectiva para comparar contra el ruido del amplificador.

Un método práctico para determinar en valor de Z se muestra en la Figura III.45. La fuente óptica se ilumina al fotodetector debe proporcionar un tren de pulsos de duración mucho menor que el inverso del ancho de banda del preamplificador. El espaciamiento entre los pulsos debe ser mucho mayor que el inverso del ancho de banda del preamplificador. Esto es con el fin de no tener efectos acumulativos. Los pasos para determinar dicho valor son los siguientes:

- 1.- Se apaga la fuente óptica (sin que incida luz al fotodetector).
- 2.- Se mide el ruido en la salida del preamplificador. Esto puede realizarse con un milivómetro de RF con ancho de banda mayor al del preamplificador.
- 3.- Se mide la corriente promedio que fluye en el fotodetector. Para esto, se puede utilizar un electrómetro.
- 4.- Se enciende la fuente óptica y se aumenta el nivel de la potencia óptica hasta que se observe el pulso eléctrico de salida.
- 5.- Se mide el pulso de voltaje en la salida del preamplificador. Esto puede realizarse con un osciloscopio o con un VTVM.
- 6.- Se mide el incremento de corriente promedio que fluye en el fotodetector.

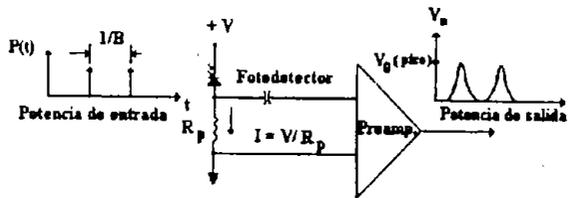


Figura III.45.- Método Práctico para Determinar la Figura de Mérito en Preamplificadores Ópticos.

El número  $N$  de pares electrón-hueco que contribuyen a la formación del pulso de salida en el preamplificador se determina por:

$$N = Z \left( \frac{V_o \text{ (pico)}}{V_n \text{ (rms)}} \right)$$

También se puede determinar por:

$$N = \frac{\Delta I}{R q}$$

Donde:

$V_0$  (pico) es el voltaje pico medio en la salida del preamplificador.

$V_n$  (rms) es el voltaje de ruido medido en la salida del preamplificador.

$I$  es el incremento de la corriente promedio que fluye en el fotodetector cuando se le aplica luz.

$R$  es la razón de repetición del pulso.

$Q$  es la carga del electrón.

De las dos ecuaciones anteriores se obtiene que:

$$Z = \frac{\Delta I V_n \text{ (rms)}}{R q V_0 \text{ (pico)}}$$

De la teoría de las comunicaciones, un sistema de transmisión digital con fibras ópticas con tasa de error de  $10^{-9}$ , debe tener en la salida del preamplificador un voltaje pico (en repuesta a un pulso óptico) igual a 12 veces del voltaje rms de ruido. Ya que en la salida de los preamplificadores ópticos, el voltaje rms de ruido es  $Z$  veces más grande que el voltaje pico producido por un solo par electrón-hueco emitido por el fotodetector, el número requerido de pares electrón-hueco para producir un voltaje pico en la salida del preamplificador de un sistema con el que se mencionó, es de  $12Z$ .

Si el número de pulsos ópticos por segundo es  $B$  (baud) y si  $h\nu$  es la energía de un fotón, entonces para  $B/2$  (ciclo de trabajo de los pulsos de 50%), la potencia óptica promedio detectada para una tasa de error de  $10^{-9}$  está dada por:

$$P_{\text{prom (detectada)}} = 6 h\nu BZ$$

Comparando la ecuación (límite cuántico) con la ecuación anterior, se ve que se requiere mayor potencia. Esto se debe a que en este caso se toma en cuenta el ruido del preamplificador. Esta penalidad puede reducirse construyendo preamplificadores con valores pequeños de  $Z$  o utilizando fotodetectores de avalancha, que tienen mayor generación de pares electrón-hueco.

### III.22.- PREAMPLIFICADORES ÓPTICOS.

De los bloques que constituyen un receptor óptico, el preamplificador es el más crítico. Este debe de convertir los niveles bajos de corriente que proporciona el fotodetector a niveles altos de voltaje de señal analógica o digital, con distorsión tolerable.

Los preamplificadores usados en sistemas de telecomunicaciones por fibras ópticas deben diseñarse y optimizarse tomando en cuenta diferentes factores, tales como: sensibilidad, intervalo dinámico, ancho de banda y forma de la función de transferencia.

Un método simple de convertir la corriente que proporciona el fotodetector en voltajes es utilizando un resistor, el cual se conecta en serie con el fotodiodo polarizado inversamente, tal como se muestra en la Figura III.46. Si se supone que el fotodetector tiene una eficiencia de 0.7 a una longitud de onda de 1  $\mu$ m y le incide una potencia óptica de 1 nW, se tiene que la corriente que proporciona el fotodetector es aproximadamente de 0.732 nA. Si el resistor que se utiliza tiene un valor de 1 M  $\Omega$ , la caída de voltaje a través de él, es aproximadamente 0.732 mV. Este voltaje puede aumentarse utilizando un preamplificador de voltaje de impedancia alta de entrada y de bajo ruido, pero se tiene una limitante que el ancho de banda, el cual está determinado por el valor del resistor y la capacitancia total que tiene un paralelo. Por ejemplo, si se supone que la capacitancia total es de 2 pF, entonces el tiempo de subida de la señal de salida del fotodetector en respuesta a un impulso de luz es de aproximadamente 4.4  $\mu$ s ( $T_r = 2.2 RC$ ), esto limita el ancho de banda de los - 3 dB a la frecuencia de 79.5 KHz.

Dado la dependencia del ancho de banda de la capacitancia total, es indispensable analizar con más detalle las componentes de ésta, que son:

- La capacitancia interna del fotodetector.
- La capacitancia parásita (conexiones exteriores).
- La capacitancia de entrada del preamplificador.

Como se puede observar de lo anterior, el empleo eficiente de un amplificador de voltaje para un determinado ancho de banda, requiere de la determinación precisa de todas las capacitancias antes mencionadas, con la característica de que algunas de ellas dependen del voltaje de polarización y de la disposición geométrica de los componentes.

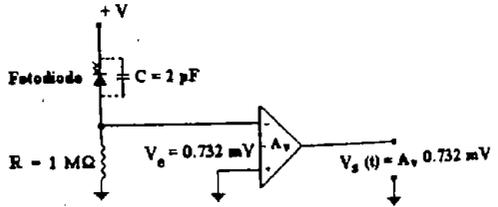


Figura III.46.- Preamplificador de Voltaje.

Un ancho de banda mayor se consigue disminuyendo el valor del resistor y de la capacitancia, pero se sacrifica la relación señal a ruido, ya que el fotodetector se comporta como una fuente de corriente y al disminuir el resistor la corriente de ruido aumenta, por lo que además se requiere que amplificador de voltaje sea de bajo ruido y de banda ancha. La relación señal a ruido es importante para sistemas de comunicaciones analógicas y para sistemas digitales, el límite lo fija la tasa de error de bit (BER).

El amplificador de voltaje es recomendable en receptores ópticos que utilicen fotodetectores que proporcionen fotocorrientes grandes y de capacitancia pequeña.

Un amplificador que ayuda a reducir las limitaciones antes mencionadas es el de trans-impedancia, su circuito se muestra en la Figura III.47. Analizando en primera instancia dicha configuración con ayuda del Teorema de Millar se puede encontrar un circuito equivalente como el que se muestra en la Figura III.48

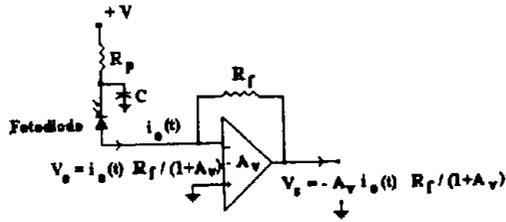


Figura III.47.- Preamplificador de Trans-impedancia.

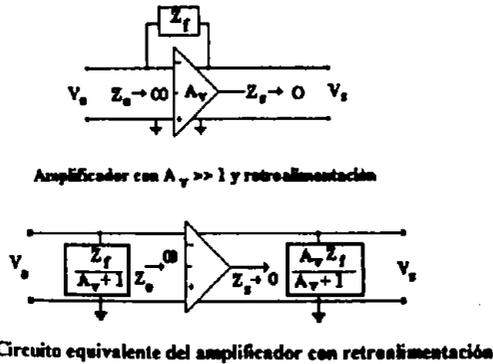


Figura III.48.- Aplicación del Teorema de Millar al Circuito de un Amplificador de Retroalimentación.

La función de transferencia del preamplificador de trans-impedancia es:

$$H_f(f) = \frac{A_v V_e(\omega)}{i_e(\omega)}$$

si se tiene que:

$$V_e(\omega) = Z * i_e(\omega) = i_e(\omega) * \frac{R_f / A_v + 1}{1 + R_f / A_v + 1 * j\omega [ C_i + C_f(1 + A_v) ]}$$

Donde :

$C_i$  es la capacitancia de entrada del amplificador.

$C_f$  es la capacitancia parásita del resistor de retroalimentación.

Entonces;

$$H_f(\omega) = - \frac{i_e(\omega)}{i_e(\omega)} * \frac{A_v * \frac{R_f}{A_v + 1}}{1 + j\omega \left[ \frac{C_i R_f}{A_v + 1} + \frac{C_f R_f (1 + A_v)}{A_v + 1} \right]}$$

Si  $A_v \gg 1$  se tiene finalmente que:

$$H_f(\omega) = \frac{R_f}{1 + j\omega R_f C_f}$$

en banda media se tiene;

$$H_f(\omega) = R_f$$

Por la ecuación ( $A_v \gg 1$ ) se tiene que el ancho de banda en  $-3$  dB está determinado por  $\omega = 1 / R_f C_f$ . Ahora bien, si  $C_f$  es capacitancia parásita del resistor, se tiene valores típicos de 0.1 a 0.5 pF y se supone que  $R_f$  es de 5 K $\Omega$ , se tiene que el límite superior de ancho de banda a los  $-3$  dB para el valor de capacitancia más grande se encuentra en la frecuencia de 106 MHz.

Desde luego estos preamplificadores requieren de un amplificador posterior de ancho de banda grande, ya que su señal de salida es pequeña, pero tiene la figura de mérito alta. Otra configuración utilizada para aumentar el ancho de banda es la que se muestra en la Figura III.49. Esta configuración se conoce como "bootstrap". El voltaje desarrollado en el resistor por la fotocorriente se amplifica y se retroalimenta al fotodetector. Los cambios de voltaje se mantienen a través de la capacitancia pequeña del fotodetector, este efecto reduce la reactancia y el circuito responde con la alta velocidad.

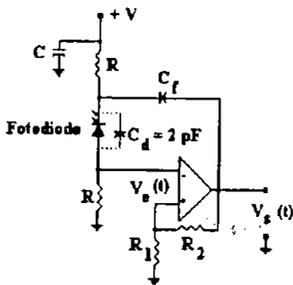


Figura III.49.- Preamplificador con Topología Bootstrap.

La etapa de entrada del preamplificador juega un papel muy importante en la determinación del ruido. La elección del elemento activo de entrada requiere de un compromiso entre la sensibilidad, ancho de banda e intervalo dinámico. El elemento activo de entrada puede ser un transistor bipolar (BJT), un JFET de silicio, un MOSFET, un BJT con emisor de polisilicio, un GaAsFET, un HFET o un HBJT. Los MOSFET de pequeña geometría tiene una figura de mérito  $g_m/C$  ( $g_m$ -transconductancia y  $C$ -capacitancia de entrada) bastante grande, además tienen la ventaja de la facilidad de integración a gran escala, lográndose preamplificadores similares a los preamplificadores con GaAsFET. Los preamplificadores BJT con emisor de polisilicio tiene grandes coeficientes de ganancia ( $\beta > 200$ ) y frecuencias de corte mayores a un GHz, permitiendo diseñar etapas de amplificación con niveles bajos de ruido. Los elementos activos con mayor potencialidad son los transistores bipolares de efecto de campo (HBJT), ya que tienen frecuencias de corte de 500 GHz y coeficientes de ganancia grandes.

Para el caso de un preamplificador con configuración de trans-impedancia, la etapa de entrada y el resistor de retroalimentación determinan el ruido del preamplificador, por tal motivo deben elegirse estos dos elementos adecuadamente. El valor del resistor debe seleccionarse haciendo un compromiso entre la sensibilidad, el intervalo y la estabilidad.

### III.23. - PREAMPLIFICADOR DE TRANS-IMPEDANCIA.

La estructura básica del circuito equivalente de la combinación típica fotodetector-preamplificador de trans-impedancia se muestra en la Figura III.50.- donde el fotodetector se modela por una fuente de corriente  $I_d$ . El preamplificador se representa por una fuente de corriente controlada por voltaje  $g_m V_e(t)$  y por la impedancia de entrada formada por la combinación paralela de la capacitancia de entrada  $C_e$  y la resistencia de entrada  $R_e$ . Las fuentes de ruido del preamplificador se modelan por las fuentes de corriente  $I_{n1}(t)$  e  $I_{n2}(t)$ , estas son estadísticamente Gaussianas, no correlacionadas y de espectro plano.  $Z_f$  es el elemento de retroalimentación, en este caso es un resistor ( $R_f$ ) y genera ruido térmico.

El voltaje de salida de un preamplificador está dado por:

$$V_s = A I_d, \text{ para } f \leq B$$

$$= 0, \text{ para } f > B$$

donde  $A$  es la ganancia de trans-impedancia y  $B$  es el ancho de banda del preamplificador.

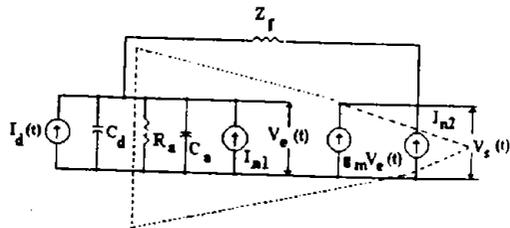


Figura III.50.- Circuito Equivalente de los Preamplificadores Ópticos de Trans-impedancia.

Se tiene que el ruido en la salida del preamplificador es:

$$\langle V_S^2 \rangle = N_1 A^2 B + N_f A^2 B + \frac{N_2 A^2 B}{(g_m R_a)^2} \Phi + \frac{N_2 A^2 B^3}{3g_m^2} [2\pi(C_d + C_a)]^2 \Phi$$

donde:

$N_1$  y  $N_2$  son las densidades espectrales de  $I_n(t)$  respectivamente.

$N_f = 4kT / R_f$ , ( $A^2 / \text{Hz}$ ) es la densidad espectral de la fuente de ruido de resistor de retroalimentación.

$$\Phi = [Z_{in} + Z_f / Z_f]^2 \text{ y } Z_{in} = 1 / R_a + j\omega(C_d + C_a)$$

Si  $Z_f \gg Z_{in}$  se tiene que  $\Phi = 1$

Dado que en cualquier sistema electrónico, el ruido total es en lo fundamental determinado por la primera etapa, puede considerarse para este análisis que el preamplificador está formado por una sola etapa, donde el dispositivo activo puede ser un transistor de efecto de campo (FET) o un transistor bipolar (BJT).

Si el amplificador se forma con un FET como elemento activo, puede considerarse que el preamplificador queda como se muestra en la Figura III.51 y el circuito equivalente del amplificador queda como se muestra en la Figura III.52.

En la Figura III.52  $R_a$  representa la combinación del resistor de polarización del fotodetector y de la resistencia de entrada del FET, tiene valores de  $M\Omega$ . La fuente de ruido  $N_1$  se debe al ruido Jonson generado por  $R_a$ , su densidad espectral es:

$$N_1 = 4kT / R_a, (A^2 / \text{Hz})$$

La fuente de ruido  $N_2$  se debe al ruido térmico generado en el canal del FET, su densidad espectral es:

$$N_2 = 2.8 kTg_m, (A^2 / \text{Hz})$$

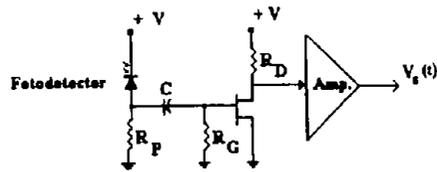


Figura III.51.- Preamplificador Óptico con FET.

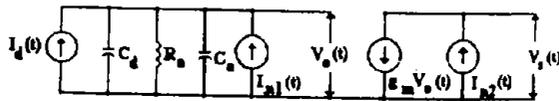


Figura III.52.- Circuito Equivalente de Amplificador con FET.

El ruido a la salida del amplificador con FET es:

$$\langle V_S^2 \rangle = \frac{4kTBA^2}{R_a} + \frac{2.8kTBA^2}{g_m R_a} + \frac{kTB^3A^2}{g_m} (2\pi(C_d+C_a))^2, (V^2)$$

Para tener el ruido mínimo  $R_a$  debe ser lo más grande posible. Con esta consideración, el ruido en la salida del amplificador se determina por:

$$V_S (\text{rms}) = \sqrt{4 \pi^2 kTB^3A^2 * (C_d+C_a)^2 / g_m}, (V)$$

De la ecuación anterior se ve que el ruido en la salida del amplificador es proporcional al cubo del ancho de banda del filtro y depende de los parámetros de la relación  $(C_a + C_d) / g_m$ , la cual se minimiza para  $C_a = C_d$ . Los valores de  $C_a$  y  $g_m$  dependen de la geometría y del material. Los FET que presentan mayor relación  $g_m / C_a$  son los de Arseniuro de Galio, pero tiene mayor ruido  $1/f$  que los FET de silicio.

Calculando la figura de mérito  $Z$  para este caso, donde el voltaje pico en la salida del amplificador para un solo par electrón-hueco es:  $V_{\text{pico}} = qBA$ , se tiene que:

$$Z = \sqrt{\frac{4\pi^2 kTB}{q^2} * \frac{(C_d + C_a)^2}{g_m}}$$

Comparando las ecuaciones se ve que el ruido en la salida del preamplificador de trans-impedancia es igual al ruido del amplificador más el ruido generado por el resistor  $R_f$ . Con esta ecuación, la figura de mérito para el preamplificador de trans-impedancia con FET como elemento activo de entrada es.

$$Z_{\text{trans-FET}} = \sqrt{\left( \frac{4\pi^2 kTB}{q^2} * \frac{(C_d + C_a)^2}{g_m} \right) + \left( \frac{4kT}{R_f q^2 B} \right)}$$

Para el caso en el que el amplificador tenga un BJT como elemento activo de entrada, el preamplificador queda como se muestra en la Figura III.53 y el circuito equivalente del amplificador queda como se muestra en la Figura III.54.

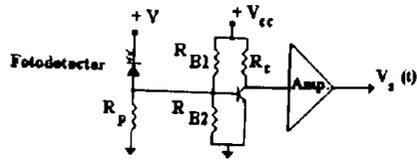


Figura III.53.- Preamplificador Óptico de BJT.

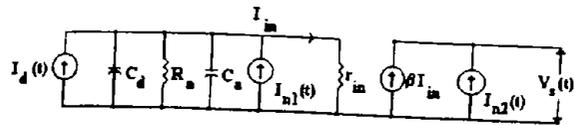


Figura III.54.- Circuito Equivalente del Amplificador con BJT.

En la Figura III.54,  $R_a$  es la combinación paralela de los resistores de polarización de la base de transistor y del fotodetector,  $r_{in}$  es la resistencia de entrada del transistor y esta dada por  $kT/qI_{base}$ , donde  $I_{base}$  es la corriente de base del transistor, que la determina el diseñador para satisfacer las condiciones óptimas de ruido,  $\beta$  es la ganancia de corriente del transistor. Las densidades espectrales de las fuentes de ruido son:

$$N_1 = \frac{4kT}{R_a} + 2qI_{base} = \frac{4kT}{R_a} + \frac{2kT}{r_{in}}, \quad (A^2 / Hz)$$

$$N_2 = 2qI_{base} = 2qI_{colector} / \beta, \quad (A^2 / Hz)$$

Si  $R_a \gg r_{in}$ , el ruido a la salida del amplificador con BJT es.

$$v_o^2 = \frac{2kTBA^2}{r_{in}} + \frac{2kTBA^2}{\beta r_{in}} + \frac{2kTr_{in}B^3A^2}{3\beta} [2\pi(C_d + C_a)]^2, \quad (V^2)$$

En la ecuación anterior, los dos primeros términos son proporcionales al ancho de banda B e inversamente proporcionales a la resistencia de entrada del transistor  $r_{in}$  y el tercer término es proporcional al cubo del B y a la resistencia  $r_{in}$ , por lo que para minimizar es ruido es importante llegar a un compromiso entre los parámetros  $r_{in}$ ,  $\beta$  y B.

Para una determinada ganancia de corriente  $\beta$  del transistor y un ancho de banda B de operación del amplificador, se puede obtener el ruido mínimo para una  $r_{in}$  óptima. Considerando esto, de la ecuación anterior se obtiene:

$$r_{in(\text{óptima})} = \frac{\sqrt{\beta}}{\pi(C_d + C_a)B}, \quad (W); \quad \text{para } \beta \gg 1$$

$$\langle V_s^2 \rangle = \frac{4\pi kTA^2B(C_d + C_a)}{\sqrt{\beta}}, \quad (V^2)$$

Como  $I_m = kT/qI_{\text{base}}$  y  $\beta = I_{\text{colector}} / I_{\text{base}}$ , las corrientes de base y colector óptimas el transistor son:

$$I_{\text{base}(\text{óptima})} = \frac{\pi kTB(C_d + C_a)}{q\sqrt{\beta}}$$

$$I_{\text{colector}(\text{óptima})} = \frac{\pi kT\sqrt{\beta}B(C_d + C_a)}{q}$$

Del análisis se determina, que este tipo de amplificadores con polarización óptima producen un ruido proporcional al cuadrado de su ancho de banda, el cual depende de la relación de parámetros  $(C_d + C_a) / \sqrt{\beta}$ , por lo que para tener el menor ruido posible, con un ancho de banda determinado y un fotodetector dado, el BJT debe seleccionarse con  $\beta$  grande y  $C_a$  pequeña.

La figura de mérito Z de la ecuación es:

$$Z_{BJT} = (\beta)^{-1/4} \sqrt{\frac{4\pi kT(C_d + C_a)}{q^2}}$$

Comparando las ecuaciones se ve que el ruido en la salida del preamplificador de trans-impedancia es igual al ruido del amplificador más el ruido generado por el resistor  $R_f$ . Con esta condición la figura de mérito para el preamplificador de trans-impedancia con BJT como elemento activo de entrada es:

$$Z_{\text{trans-BJT}} = \sqrt{\left(\frac{4\pi kT(C_d + C_g)}{q^2 \sqrt{\beta}}\right) + \left(\frac{4kT}{R_f q^2 \beta}\right)}$$

Para tener un intervalo dinámico razonable y anchos de banda amplios en este tipo de preamplificadores se requiere que  $R_f$  no sea de valores grandes, luego entonces, la determinación de  $R_f$  requiere de un compromiso entre el intervalo dinámico, ancho de banda y ruido.

La configuración de trans-impedancia requiere consideraciones cuidadosas en el margen de fase y en su construcción para evitar oscilaciones. Sin embargo ofrece ventajas en: ancho de banda, intervalo dinámico, respuesta plana de la característica amplitud-frecuencia y si requiere compensación es menos complicada.

La sensibilidad de los receptores con fotodiodos de avalancha para el caso de una razón de extinción perfecta y una tasa de error de  $10^{-9}$  de acuerdo a la aproximación Gaussiana, se determina por el producto de la potencia óptica promedio  $P$  disponible en el fotodetector.

$$\eta \bar{P} = hv(36F_d + 12Z / M)$$

Donde:

$hv$  es la energía de un fotón =  $1.52912 \cdot 10^{-19}$ , para  $\lambda = 1300$  nm.

$F_d$  es el factor de ruido de exceso =  $M^x$

$M$  es la ganancia de avalancha.

$X$  toma valores de 0.85 a 1 para APD de germanio.

$Z$  es la figura de mérito.

### III.24.- CONFIGURACIONES DE PREAMPLIFICADORES DE TRANS-IMPEDANCIA.

Los preamplificadores de trans-impedancia son aquellos amplificadores con retroalimentación negativa lineal de corriente, comúnmente llamada serie-paralelo. Su función de transferencia voltaje/corriente la determina en primera aproximación el elemento de retroalimentación, siendo indispensable de los parámetros del amplificador sin retroalimentación. Estos amplificadores son de banda ancha e intervalo dinámico grande.

En la Figura III.55 se muestran las configuraciones más comunes de los elementos activos que forman los amplificadores de trans-impedancia. La primera etapa puede formarse con BJT o FET en configuración emisor común (EC) o fuente común y colector común (CC) o drenaje común. La configuración más utilizada, en preamplificadores para receptores ópticos en la segunda y tercera jerarquía telefónica es el par retroalimentado, con fotodetectores PIN o de avalancha. La topología de esta configuración con el circuito equivalente del fotodetector, se muestra en la Figura III.56, los dispositivos activos son transistores bipolares, la primera etapa es un EC, la segunda etapa es un CC. El EC determina la ganancia de voltaje y el ruido del amplificador de bucle abierto, debido a que la segunda etapa tiene una ganancia de voltaje aproximadamente igual a la unidad.

La ganancia de Voltaje ( $A_v$ ) a bucle abierto es:

$$A_v \approx -\beta_m R_c \approx I_c R_c / V_T$$

Donde:

$$V_T = kT/q$$

La resistencia de entrada ( $R_i$ ) del preamplificador es dominada por el efecto Millar esto es:

$$R_i = R_f / (1 + A_v)$$

La capacitancia de entrada ( $C_i$ ) de preamplificador es:

$$C_i = C_d + C_{\pi 1} + C_{\mu 1}(1 + A_v) + C_f(1 + A_v)$$

Donde:

$C_d$  es la capacitancia del fotodetector.

$C_{\pi 1}$  es la capacitancia base-emisor de  $T_1$ .

$C_{\mu 1}$  es la capacitancia colector-base de  $T_1$ .

$C_{\mu 1} (1+Av)$  es la capacitancia millar de  $T_1$ .

$C_f$  es la capacitancia parásita del resistor de retroalimentación.

$C_f (1+Av)$  es la capacitancia Millar del preamplificador debido a  $R_f$ .

Si  $A_v \gg 1$  se tiene que

$$R_i = R_f/A_v \quad y \quad C_i = (C_{\mu 1} + C_f)A_v$$

De la ecuación, la frecuencia de corte superior a -3 dB es:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_i (C_{\mu 1} + C_f)}$$

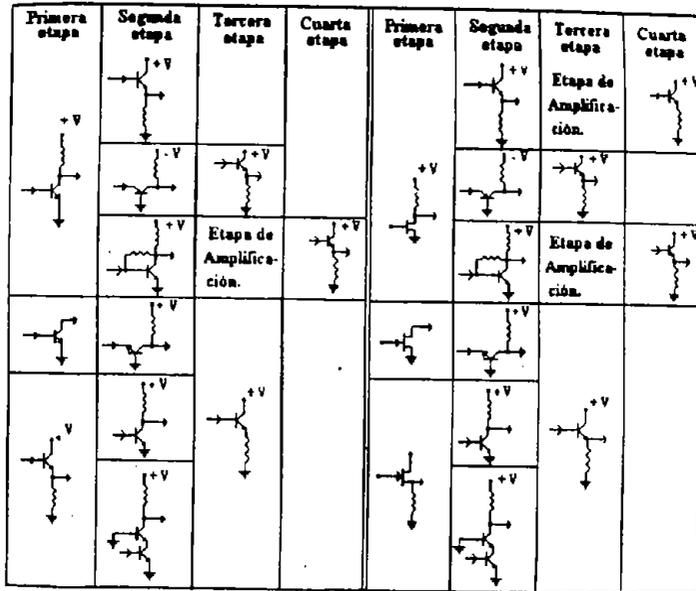


Figura III.55.- Topologías Típicas que Forman los Preamplificadores de Transimpedancia y cualquier otro Tipo de Amplificador.

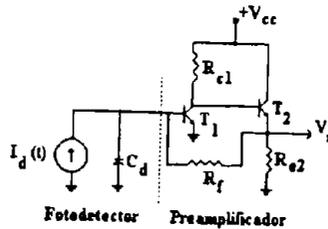


Figura III.56.- Preamplificador Óptico con Par Retroalimentado Serie-Paralelo.

Por consideraciones de ancho de banda, la ganancia de voltaje  $A_V$  no puede ser muy grande, por lo que las capacitancias debido al efecto Millar no son del todo dominantes en la  $C_i$  del preamplificador.  $A_V$  se determina especificando el valor de  $R_c$  o  $I_{c1}$ , la corriente de colector se fija para una polarización óptima de condiciones de ruido. El valor del resistor de retroalimentación ( $R_f$ ) se determina de acuerdo a un compromiso entre el ruido, ancho de banda y trans-impedancia.

Para obtener ancho de banda amplios se requiere de todas las capacitancias que forman  $C_i$  sean pequeñas, por lo que con esta configuración se han logrado anchos de banda del orden de 200 MHz en construcción híbrida y monolíticas, con el fotodetector en el mismo encapsulado.

La minimización de  $C_d$ ,  $C_{\pi 1}$  y  $C_{\mu 1}$  se logra seleccionando el fotodetector y el transistor de la primera etapa, mientras que para minimizar la capacitancia de Millar debido a  $T_1$  se requiere seleccionar un circuito cuya configuración reduzca dicha capacitancia. La reducción se logra colocando en la salida del EC un circuito de baja impedancia de entrada, de tal forma que la primera etapa no presente ganancia de voltaje.

Las configuraciones normalmente utilizadas en la segunda etapa para esta condición son: la base-común (BC) y la de emisor-común (EC) con retroalimentación paralela (ver Figura III.57). La combinación EC-BC es conocida como cascode, algunas de sus características son: gran ancho de banda, baja figura de ruido, alta estabilidad dinámica, buen aislamiento entre entrada y salida, etcétera. Sin embargo, esta configuración no es óptima, ya que restringe el valor máximo de la ganancia de voltaje que puede alcanzarse, limitando a  $R_f$ , con la posibilidad de que el ruido asociado a este sea el dominante en funcionamiento del preamplificador.

La mejor alternativa para la segunda etapa es la configuración EC con retroalimentación paralela. Este circuito tiene impedancia baja igual a la de BC, por lo que elimina el efecto Millar. La impedancia de entrada del circuito BC es :  $Z_{BC} = 1 / g_{m2}$  donde  $g_{m2}$  es la transconductancia de  $T_2$ . Para el circuito EC con retroalimentación paralela  $Z_{IEC}$ . Esta etapa tiene ganancias de voltaje bajas, lo que permite valores de  $R_f$  grandes para ciertas aplicaciones. Además el tener una retroalimentación local permite una gran estabilidad de bucle abierto.

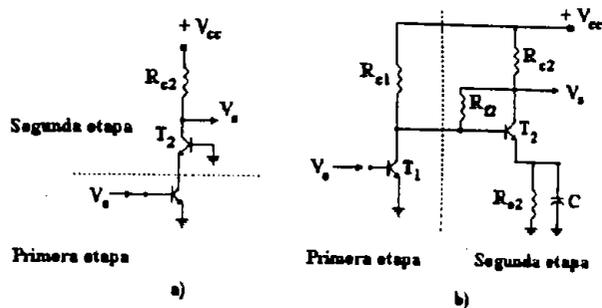


Figura III.57.- Circuitos sin Efecto Millar, a) cascode, b) EC-EC con Retroalimentación Paralela.

La selección del circuito EC con retroalimentación paralela, requiere de una tercera etapa dentro del bucle de retroalimentación, con el fin de aumentar la ganancia. El circuito que se a utilizado en esta etapa es un emisor común EC con retroalimentación serie. Un preamplificador óptico de tres etapas con estas configuraciones se muestra en la Figura III.58.

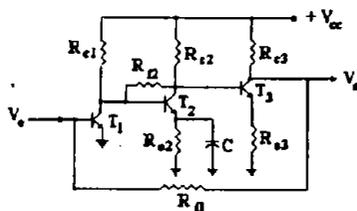


Figura III.58.- Preamplificador de Trans-impedancia con Etapa de Entrada sin Efecto Miller.

Con la configuración cascode se tiene que  $A_v = g_{m1} R_{E2}$ . Con la EC - EC con retroalimentación paralelo.-EC con retroalimentación serie tiene  $A_v = g_{m2} R_{12} (R_{c3} / R_{c3})$ .

El factor de mayor importancia que limita al ancho de la banda en este tipo de preamplificadores es la capacitancia parásita del resistor de retroalimentación  $C_f$ . La reducción de esta se logra usando resistores de dado o construyendo en preamplificador en forma híbrida o monolítica, ya que un resistor discreto de ¼ de watt presenta capacitancias parásitas de orden de 0.5 pF, en los resistores de dado estas capacitancias son del orden de 0.2 pF y en los circuitos monolíticos se tienen valores menores de 0.05 pF.

La alternativa para tener preamplificadores de trans-impedancia con menor nivel de ruido, es el uso de FET en la primera etapa. En la Tabla III.5 se muestran las principales características de los dispositivos activos usados en los preamplificadores ópticos. Los GaAsFET y HFET son los que tienen mejor figura de mérito por su pequeña capacitancia compuerta-fuente y su transconductancia grande. Debajo de 50 Mbit/s los Si-MOSFET y GaAs -MESFET tienen problemas de ruido  $1/f$ , debido a esto los JFET de silicio presentan mejor funcionamiento y frecuencias bajas a pesar de que tienen transconductancias menores y capacitancias altas con respecto a los otros tipos de FET. Una gran ventaja que presentan los Si-MOSFET con respecto a los GaAsFET y los transistores bipolares es su integración a gran escala. La combinación fotodetector PIN, transistores bipolares de microondas presenta mejor sensibilidad alrededor de 300 Mbit/s, que la combinación PIN-FET, sin embargo por el diseño propio de los BJT (capacitancia pequeña y ganancias de corriente grande) a las bajas velocidades las sensibilidades obtenidas son similares a las de la combinación PIN-FET.

Cuando el efecto Millar deja de ser dominante, entonces la capacitancia de entrada del dispositivo activo de la primera etapa puede llegar a limitar el valor máximo de  $R_f$ . Si dicho dispositivo es un BJT, en configuración EC y tiene valores grandes en la capacitancia base-emisor ( $C_{\pi}$ ) y en la resistencia de base  $r_b$ , la respuesta a frecuencia del preamplificador puede tener picos de resonancia. Estas características proporcionan los siguientes criterios de selección y polarización del BJT: frecuencia de corte grande, capacitancias base-emisor, y colector-base pequeñas, bajo nivel de ruido, ganancia de corriente grande, corriente de colector óptima y voltaje de colector-base relativamente grande.

Una configuración utilizada en la primera etapa que ofrece grandes ventajas en la de colector-común CC, con la cual el ancho de banda y el ruido del preamplificador no se limitan por la capacitancias de Miller ni por la de entrada del transistor y los valores grandes de  $r_b$  no causan efecto significativo en la función de transferencia.

DISPOSITIVOS	TRANSCONDUCTANCIA	CAPACITANCIA	FRECUENCIA DE CORTE
BJT TRANSISTORES DE MICROONDAS	200 Ms	0.3-0,5 Pf	4 - 8 GHz
FET			
SI - JFET	5 mS	4.5 pF	100 - 450 MHz
SI - MOSFET	30 - 50 mS	0.5 pF	10 - 20 GHz
GaAs - MESFET	30 - 50 mS	0.5 pF	10 - 20 GHz

Tabla III.5.- Características de Dispositivos Activos para Preamplificadotes Ópticos.

Recientemente se han desarrollado con esta configuración preamplificadotes ópticos que tienen características similares a las alcanzadas con los GaAsFET con la configuración CC, la segunda etapa debe de ser amplificación, para esto puede usarse un circuito EC o cascode. En la Figura III.59 se muestra un preamplificador de trans-impedancia con configuración CC-EC. En este circuito el fotodetector puede ser PIN o de avalancha con acoplamiento de CD a CA a la base de T1 CC, T2 EC proporciona ganancias de voltaje y T3 CC se encuentra fuera de la red de retroalimentación, se usa para acoplamiento de impedancias. La ganancia de voltaje a bucle abierto la determina T2, el voltaje en el colector de este transistor se fija a  $2V_{be}$  para que el circuito se autopolarice. El valor del resistor  $R_{c2}$  se optimiza junto con el valor de  $R_f$  para obtener la ganancia de voltaje de bucle abierto, compatible con el ancho de banda, respuesta amplitud-frecuencia plana, ruido y trans-impedancia del preamplificador.

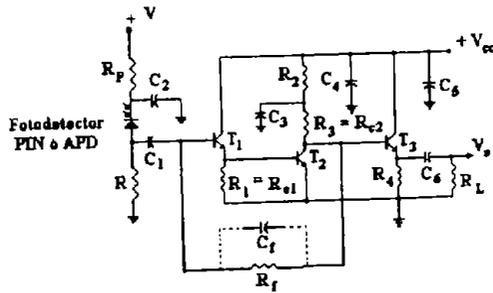


Figura III.59.- Preamplificador Óptico de Transimpedancia con Configuración CC-EC.

La mayor desventaja que presenta esta configuración es el ruido, debido a que la primera etapa tiene ganancia de voltaje baja y al ruido térmico asociado con la resistencia de base de  $T_2$ . Esto puede contribuir significativamente al ruido total del circuito, por consiguiente, el ruido es mayor en altas frecuencias, lo cual puede ser inadecuado en aplicaciones analógicas. Además la contribución del ruido de disparo de la segunda etapa es grande, debido a que tiene una impedancia de entrada baja por las características que presenta el CC en su impedancia de salida a altas frecuencias. Sin embargo este ruido puede desprejarse en los sistemas digitales. El ruido térmico debido a  $r_{b2}$  degrada la sensibilidad 0.3 dB, por lo que es una penalidad aceptable en los receptores ópticos para aplicaciones digitales.

Los polos dominantes de la función de transferencia del circuito mostrado en la Figura III.59 se determina básicamente por dos constantes de tiempo  $t_1$  y  $t_2$ . La resistencia y capacitancia de entrada del preamplificador determinan a  $t_1$  y la resistencia y capacitancia de entrada de la segunda etapa definen a  $t_2$ ; esto es

$$T_1 = R_{in} C_{in}$$

Donde:

$$R_{in} = \left\{ r_{b1} + r_{\pi 1} + \beta_1 \left[ (R_{e1}) \parallel (r_{b2} + r_{\pi 2}) \right] \right\} \left\{ \frac{R_f}{1 + A_v} \right\};$$

$$C_{in} = C_d + C_p + C_{\pi 1} + C_{\mu 1} + C_f(1 + A_v);$$

$A_v = A_1 * A_2$  es la ganancia de voltaje de bucle abierto de banda media.

$A_1$  es la ganancia de voltaje de la primera etapa en la banda media.

$A_2$  es la ganancia de voltaje de la segunda etapa en la banda media.

$C_d$  es la capacitancia del fotodetector.

$C_p$  es la capacitancia parásita de la entrada a tierra.

$C_f$  es la capacitancia parásita del resistor de retroalimentación.

$$t_2 = R_x C_x$$

Donde:

$$R_x = \left\{ \left( \frac{R_f + r_{\pi 1} + r_{b1}}{\beta_1} \right) \parallel (R_{e1}) + r_{b2} \right\} \parallel (r_{\pi 2});$$

$$C_x = C_{\pi 2} + C_{\mu 2}(1 + A_v);$$

$C_{\pi 2}$ ,  $C_{\mu 2}$ ,  $r_{b2}$  y  $r_{\pi 2}$  son parámetros del transistor  $T_2$

La función de transferencia (voltaje de salida/corriente de entrada) de la configuración CC-EC para  $A_v \gg 1$  es

$$H(S) = - \frac{A_v R_{in}}{S^2 C_a R_{in} \tau_2 + S(\tau_1 + R_{in} \tau_2 / R_a) + 1}$$

Donde:

$$C_a = C_d + C_p + C_{\mu 1} + C_{\pi 1} + C_f$$

$$R_a = \left\{ r_{b1} + r_{\pi 1} + \beta_1 \left[ (R_{e1} \parallel (r_{b2} + r_{\pi 2})) \right] \right\} \parallel (R_f)$$

Para el caso en que la segunda etapa sea un cascode (ver Figura III.60) la función de transferencia del preamplificador tiene la misma forma de la ecuación donde  $C_x = C_T^2 + 2 C_{\mu 2}$  debido a que  $T_2$  tiene baja ganancia de voltaje.

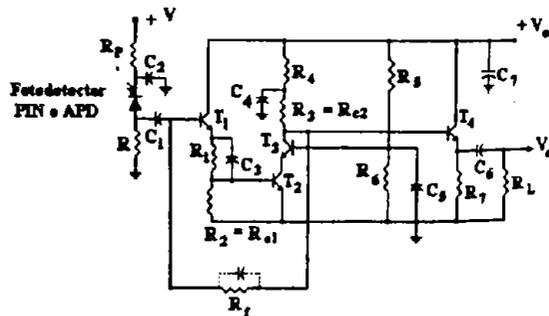


Figura III.60.- Preamplificador Óptico con Configuración CC Cascode.

Ruido equivalente de entrada del preamplificador óptico con configuración CC como primera etapa. Las fuentes de ruido asociadas con los preamplificadores de trans-impedancia que utilizan BJT son el ruido de disparo de las corrientes de base y colector, el ruido térmico debido a las resistencias de base y retroalimentación. Las fuentes de ruido de disparo son dependientes de las corrientes de polarización, por lo que se diseña con el criterio de minimizar este ruido, optimizando el valor de la corriente de polarización de colector ( $I_{c1}$ ). De la ecuación y sabiendo que la frecuencia de transición de la etapa de entrada es:

$$f_{T1} = g_m / 2\pi(C_{\pi1} + C_{\mu1})$$

Donde:

$$g_m = I_{c1(\text{óptima})} / (kT/q)$$

Se tiene que para sistemas digitales la  $I_{c1(\text{óptima})}$  es dada por las siguientes ecuaciones:

Para un código de formato con retorno a cero (RZ)

$$I_{c1(\text{óptima})} = \frac{1.813(kT/q)\sqrt{\beta_1}C_1B}{1 - 0.288\sqrt{\beta_1}(B/f_T)}$$

Para un código de formato sin retorno a cero (RNZ)

$$I_{c1(\text{óptima})} = \frac{2\pi(kT/q)\sqrt{(\beta_1/3)(I_3/I_2)}C_1B}{1 - \sqrt{(\beta_1/3)(I_3/I_2)}(B/f_{T1})}$$

Donde:

$B_1$  es la ganancia de corriente del transistor de la primera etapa.

$$C_1 = C_d + C_p + C_f$$

$B$  es la velocidad de transmisión en bit/s.

$I_2$  e  $I_3$  son integrales definidas que involucran la forma de pulso de entrada y salida de un receptor óptico, para este caso  $I_2 = 0.564$  e  $I_3 = 0.0868$ .

Los preamplificadores de trans-impedancia con etapa de entrada CC presentan una fuente adicional de ruido debido a la resistencia de base de la segunda etapa. El valor cuadrático de la corriente de ruido equivalente en la entrada está dada aproximadamente por:

$$\langle i_{n\text{eq}}^2 \rangle = \left( \frac{4kT}{R_f} + 2qI_{b1} \right) I_2 B + \frac{2qI_{c1}}{8_m^2} \left\{ \left( \frac{1}{R_f} + \frac{1}{r_{\pi 1}} \right)^2 I_2 B + (2\pi C_1)^2 I_3 B^3 \right\} +$$

$$4kT r_{b1} \left( \frac{I_2 B}{R_f^2} + (2\pi C_1)^2 I_3 B^3 \right) + \frac{4kT r_{b2}}{A_1^2} \left\{ \left( \frac{1}{R_f} + \frac{1}{R_1} \right)^2 I_2 B + (2\pi C_1)^2 I_3 B^3 \right\}$$

Donde:

$$C_1 = C_d + C_p + C_f + C_{\pi 1} + C_{\mu 1}$$

$$R_i = r_{b1} + r_{\pi 1} + \beta_1 (R_{c1} // (r_{b2} + r_{\pi 2}))$$

Para una polarización óptima de la etapa de entrada, el valor cuadrático medio mínimo de la corriente de ruido equivalente en la entrada es aproximadamente:

$$\langle i_{n\text{eq}}^2 \rangle_{\text{min}} = \frac{4kT}{R_f} I_2 B + 8\pi kT (C_i / \sqrt{\beta_1}) \sqrt{I_2 I_3} B^2 + 4kT r_{b1} \left( \frac{I_2 B}{R_f^2} + (2\pi C_i)^2 I_3 B^3 \right) + \frac{4kT r_{b2}}{A_1^2} \left\{ \left( \frac{1}{R_f} + \frac{1}{R_i} \right)^2 I_2 B + (2\pi C_i)^2 I_3 B^3 \right\}$$

Como se puede ver, el mejoramiento de la sensibilidad debido a una polarización óptima es pequeño, si el ruido térmico generado por  $R_f$  es el dominante. También si  $r_{b2}$  es pequeña, el valor mínimo de ruido lo determina predominantemente el término que aumenta con  $B^2$ . Si la primera etapa es un FET (MOSFET, GaAsFET) el valor mínimo del ruido lo determina el término que aumenta con  $B^3$ . Consecuentemente los preamplificadores con BJT polarizados óptimamente, pueden ser superiores a los que utilizan FET en la etapa de entrada, sobre todo en altas velocidades.

### III.25.-AMPLIFICADOR CON CONTROL AUTOMÁTICO DE GANANCIA

Los receptores de los sistemas de telecomunicaciones por fibras ópticas para distancias grandes de transmisión, sin repetidores a los que puedan usarse con una variedad de tipos de fibras, deben contener un amplificador con control automático de ganancia (CAG) con el objetivo de compensar las variaciones del nivel de potencia óptica que incide en el fotodetector, manteniendo el nivel constante de señal de salida del receptor para hacer el funcionamiento de los circuitos posteriormente al canal del receptor (circuito de decisión, de extracción de sincronía o demoduladores) independientes de dichas variaciones.

Para que los sistemas de transmisión por fibras ópticas funcionen eficientemente, el amplificador con CAG puede tener una o varias etapas de amplificación de ganancia variable, con el fin de realizar las siguientes funciones:

- Compensar los cambios de atenuación por las diferentes distancias entre el transmisor y el receptor.
- Compensar los cambios de atenuación por el empleo de fibras ópticas de diferente atenuación.
- Compensar las variaciones del nivel de potencia óptica en la salida de los transmisores.
- Compensar las pérdidas por los conectores y empalmes de las fibras ópticas.
- Compensar las variaciones de la potencia recibida debido a las fluctuaciones de temperatura.
- Compensar el envejecimiento del sistema.

Ya que todas las variaciones de potencia ópticas referidas anteriormente tiene un carácter lento, el controla automático de ganancia debe ser inercial del tipo de retroalimentación negativa. Con este tipo de CAG se logra que influyan poco las variaciones de los parámetros internos del amplificador con CAG.

Para elegir y diseñar el tipo de amplificador con CAG deben considerarse los siguientes aspectos, que se determinan de acuerdo a la aplicación específica: ancho de banda, tipo de respuesta amplitud-frecuencia, intervalo dinámico de entrada, intervalo dinámico de salida, impedancia de entrada, impedancia de salida, ganancia mínima, ganancia máxima, estabilidad térmica y además se debe exigir que no degrade la relación señal a ruido del receptor.

Para que el receptor óptico de sistemas de transmisión digital tenga la máxima sensibilidad e introduzca la mínima interferencia entre símbolos es necesario que la característica fase-frecuencia del amplificador tenga un comportamiento lineal y que el ancho de banda sea determinado en forma precisa. Una manera de lograr estas dos exigencias es colocando un filtro pasa bajos en la salida del amplificador del CAG. Este filtro determina en lo fundamental el ancho de banda y las características en la fase del receptor. Introduciendo el filtro dentro del amplificador con CAG se obtiene además de las ventajas que proporciona el bucle cerrado (estabilidad dinámica y estática); las siguientes ventajas: limitación del nivel de ruido y disminución del contenido de altas frecuencias en la entrada del detector de la red del CAG. Para alcanzar un mínimo de interferencias entre símbolos, la característica fase-frecuencia debe ser lineal y para obtener la máxima relación señal a ruido el ancho de banda debe aproximadamente limitarse al 75% de la razón de repetición. El tipo de filtro que posee una característica amplitud-frecuencia plana y un comportamiento fase-frecuencia lineal es el Thomson. Un compromiso entre la eficiencia y sencillez es un filtro LC de 5° orden.

Con el objetivo de tener una señal de error pequeña en la salida del amplificador con CAG (intervalo dinámico de salida pequeña), es necesario, por una parte emplear un detector sencillo y de alta eficiencia. Entre los diferentes tipos de detectores, el pico-pico es el más adecuado.

Por otra parte, para que el control automático de ganancia empiece a realizar su función a partir de cierto nivel de señal de entrada, el detector debe tener un umbral.

Además, con el objeto de tener un intervalo dinámico de salida pequeño es necesario incluir un bloque de ganancia de voltaje en la red de retroalimentación. Ya que la ganancia en altas frecuencias es más complicada y costosa que la amplificación de corriente directa, el bloque de amplificación se incluirá después del detector. Con el fin de prevenir sobretiros en la respuesta transitoria del amplificador a bucle cerrado, el filtro del detector debe ser de un solo polo dominante. El diagrama de bloque de un amplificador con CAG con las características mencionadas se muestra en la Figura III.61.

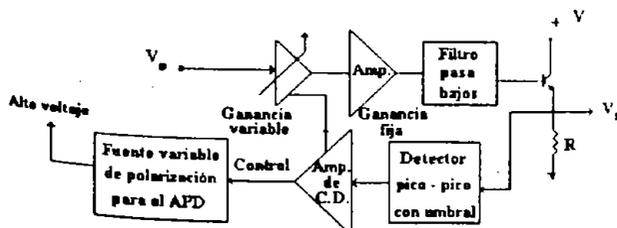


Figura III.61.- Diagrama de Bloque de Amplificadores con Control Automático de Ganancia.

Las ganancias mínimas y máximas del amplificador con CAG se pueden determinar de acuerdo con los niveles de la señal de entrada y el nivel de señal exigido en la salida (intervalo dinámico): Estas ganancias las determina el canal de amplificación de alta frecuencia, cuyo diagrama de bloques se muestra en la Figura III.62.

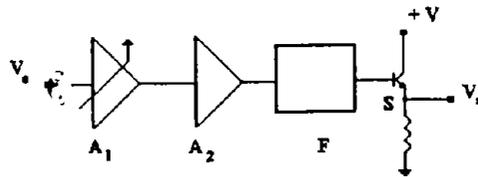


Figura III.62.- Diagrama de Bloques del Canal de Amplificación de Alta Frecuencia de Amplificadores con Control Automático de Ganancia.

## CAPÍTULO IV.

### **FIBRA ÓPTICA.**

#### IV.1.- INSTRUCCIÓN AL DISEÑO DE SISTEMAS DE COMUNICACIONES POR FIBRAS ÓPTICAS.

La tecnología de las fibras ópticas es un desarrollo actual, que a sustituido el uso de los cables metálicos en gran variedad de aplicaciones. En el presente existen comercialmente disponibles muchos sistemas con fibras ópticas, que tienen aplicación en las telecomunicaciones, en sistemas computacionales, en seguridad, control y monitoreo de procesos industriales. Por lo que se presentará una guía para el diseño de enlaces con fibras ópticas, desde luego no se pretende dar una respuesta a todas las incógnitas del diseño, pero sí presentar alternativas y ayudar al interesado a desarrollar sistemas de acuerdo a necesidades específicas.

#### **Análisis de un Sistema por Fibras Ópticas.**

Como en cualquier diseño, un sistema de comunicaciones vía fibras ópticas debe diseñarse de acuerdo a un protocolo. Existe toda una serie de procedimientos para esto, en los cuales se cubren los cinco pasos siguientes, que se consideran los más importantes:

- 1.- Especificación de los Requerimientos del Sistema.
- 2.- Descripción de los Requerimientos Físicos y del Medio Ambiente.
- 3.- Cálculos de los Niveles de Potencia Óptica.
- 4.- Realización de Análisis del Ancho de Banda.
- 5.- Revisión Global del Diseño del Sistema.

Las consideraciones más importantes de este proceso se detallan en cada punto, se incluyen hojas de trabajo con el fin de recopilar todos los datos del diseño y se lleva un control de éste. Un diagrama de flujo de las consideraciones básicas para el diseño de un sistema de comunicaciones ópticas se muestran en la Figura IV.1.

#### IV.2.- REQUERIMIENTOS DEL SISTEMA.

El proceso del diseño del sistema se inicia con la determinación de la relación señal a ruido, si se van a manipular señales analógicas o la tasa de error para señales digitales. Esto especifica el nivel mínimo de potencia óptica que reconocerá el receptor.

Estos parámetros dependen del ancho de banda o de la razón de datos. La selección es función de la señal a manipular (analógica o digital), ya que en un enlace punto con punto con fibra óptica, la electrónica o equipo terminal es diferente en cada caso.

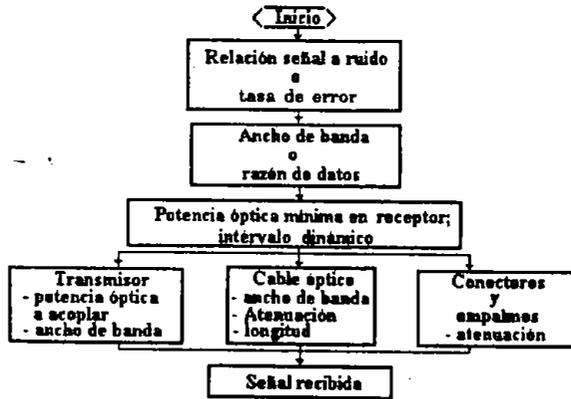


Figura IV.1.- Consideraciones para el Desarrollo de un Sistema de Comunicaciones Ópticas.

En la Figura IV.2.- se muestra cómo la fibra óptica puede transmitir señales analógicas o digitales y además ofrece la ventaja de futuras aplicaciones con respecto a la manipulación de mayor velocidad o más ancho de banda, cambiando simplemente la electrónica en el transmisor y en el receptor. Por esta razón, los sistemas de comunicaciones via fibra óptica se diseñan para la capacidad de ancho de banda mínima requerida.

### Señales Analógicas.

Las señales analógicas, tales como las de video y audio pueden excitar directamente al transmisor para obtener una salida óptica modulada, con el nivel de potencia requerido. A esto se le conoce como modulación de intensidad que es un método simple y directo de codificar la señal de onda de luz.

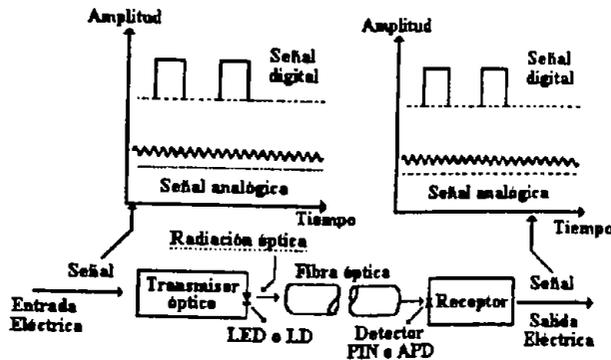


Figura IV.2.- Sistema de Fibras Ópticas para Transmitir Señales Analógicas y Digitales.

La calidad en la transmisión en los sistemas analógicos se determina con la relación señal a ruido (SNR) y la linealidad. En un sistema de este tipo, la calidad se mejora con la mayor relación posible señal a ruido (SNR) y una gran linealización, que se logra utilizando las técnicas de modulación en frecuencia (FM). En esta técnica, la información se usa para modular en frecuencia una subportadora, que modula en intensidad a las fuentes ópticas. Debido a los factores de dispersión del material y de intermodulación los enlaces de FM normalmente requieren fibras ópticas con anchos de banda mayores a 200 MHz/KM. Los enlaces cortos sin repetidores utilizan en su mayoría modulación analógica, sin embargo, en la actualidad para muchas aplicaciones se emplea transmisión digital con modulación binaria.

## Señales Digitales

En las fibras ópticas, las señales digitales se forman por presencia y ausencia de luz en instantes breves. Al tiempo en que la fuente óptica emite luz se le conoce como pulso digital y representa el estado binario "1", mientras que el estado binario "0" se representa cuando la fuente óptica no emite luz. Estos dos estados representan la señal digital, que consiste en una serie de bits que resultan de emisión breve de radiación por la fuente óptica, tal como se muestra en la Figura IV.3.

Al tiempo que tarda un pulso en alcanzar su amplitud máxima, se le conoce como tiempo de elevación. Tiempos de elevación y de decaimiento rápidos permiten tener una mayor cantidad de pulsos por segundo, que desde luego se refleja en más bits de información que pueden transmitirse.

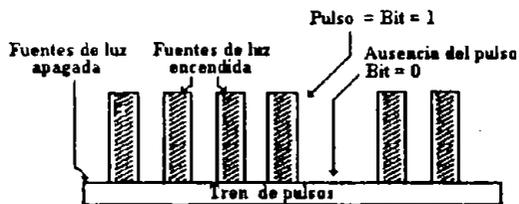


Figura IV.3.- Representación de un Tren de Pulsos Utilizados en la Transmisión Digital.

En los sistemas de transmisión digital el parámetro que determina la calidad del sistemas es la tasa de error (VER, *Bit Error Rate*) una tasa de error típica para este tipo de sistemas es  $VER = 1 \times 10^{-9}$  bits.

Las características de los sistemas digitales varían dependiendo de la distancia de transmisión, ya que entre más viaje el pulso dentro de la fibra éste sufre mayor deformación debido a los problemas de distorsión que ocurren en la fibra.

El nivel de potencia óptica que debe de emitir una fuente, así como el nivel mínimo de potencia que puede incidir en el detector y el tipo de fibra óptica, son función de la distancia y de la razón del bit o ancho de banda. Los niveles típicos de la misma potencia óptica requerida en los detectores de silicio en la longitud de onda de 850 nm para señal digital y analógica se muestran en las Figuras IV.4 y IV.5.

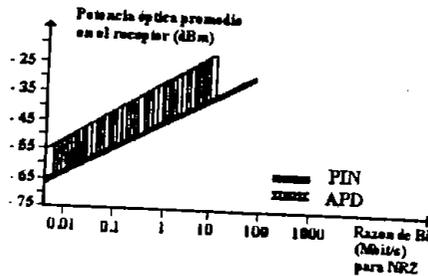


Figura IV.4.- Potencia Óptica Promedio Requerida en un Sistema Digital para una Tasa de error de  $10^{-9}$  y Formato de la Señal NRZ.

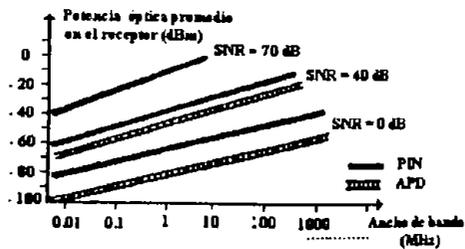


Figura IV.5.- Potencia Óptica Promedio Requerida en un Sistema Analógico.

Los requerimientos necesarios para un sistema de transmisión por fibra óptica, pueden resumirse en la siguiente hoja de trabajo.

**APLICACION**

Telefonia \_\_\_\_\_ TV \_\_\_\_\_ Red de Datos \_\_\_\_\_ Otro \_\_\_\_\_

**TIPO DE SEÑAL**

**ANALOGICA**

Ancho de banda del sistema \_\_\_\_\_ MHz

Relación señal a ruido del sistema \_\_\_\_\_ dB

**DIGITAL**

Formato de la señal NRZ \_\_\_\_\_ RZ \_\_\_\_\_ Otro \_\_\_\_\_

Razón de Datos o velocidad de transmisión \_\_\_\_\_ Bit/s

Tasa de error BER  $10^{-8}$  \_\_\_\_\_  $10^{-9}$  \_\_\_\_\_ Otro \_\_\_\_\_

Tipo de señal logica TTL \_\_\_\_\_ ECL \_\_\_\_\_ Otro \_\_\_\_\_

A - Mínima potencia óptica requerida en el receptor (dato del fabricante)

Promedio \_\_\_\_\_ dBm Pico \_\_\_\_\_ dBm

B - Intervalo dinámico del receptor (dato del fabricante)

\_\_\_\_\_ dBm

C - Máxima potencia en el receptor (A+B)

Promedio \_\_\_\_\_ dBm Pico \_\_\_\_\_ dBm

**EQUIPO TERMINAL**

Espacio disponible para:

Transmisor \_\_\_\_\_ cm X \_\_\_\_\_ cm X \_\_\_\_\_ cm

Receptor \_\_\_\_\_ cm X \_\_\_\_\_ cm X \_\_\_\_\_ cm

Repetidores \_\_\_\_\_ cm X \_\_\_\_\_ cm X \_\_\_\_\_ cm

Conectores del equipo terminal RS-232 BNC \_\_\_\_\_ Otro \_\_\_\_\_

Montaje del equipo terminal Tarjeta \_\_\_\_\_ Bastidor \_\_\_\_\_ Otro \_\_\_\_\_

Requerimientos de alimentación:

Voltaje \_\_\_\_\_ VAC \_\_\_\_\_ VDC

Corriente \_\_\_\_\_ mA

Frecuencia \_\_\_\_\_ Hz

### IV.3.- ARREGLO DEL SISTEMA.

La determinación de las características y de los componentes de los sistemas de fibras ópticas dependen de su aplicación (TV, telefonía, redes de datos, otros), distancia de transmisión (longitud del enlace) y velocidad de transmisión o ancho de banda, así como las características ambientales en que va a operar el sistema. En este paso se describe el arreglo físico y los requerimientos ambientales para sistemas de este tipo.

Un sistema simple punto a punto se muestra en la Figura IV.6 y un sistema más elaborado de una red de área local que involucra telefonía, datos, video, control y funciones de alarma se muestran en la Figura IV.7. Ambos sistemas en la actualidad se instalan con fibras ópticas por las ventajas ya conocidas. En la mayoría de estos se usa la tecnología de las fibras ópticas comunes, en la cual, se emplea una fibra para transmitir y otra para recibir, por lo que muchos sistemas punto a punto, requieren al menos dos fibras para una comunicación dúplex.

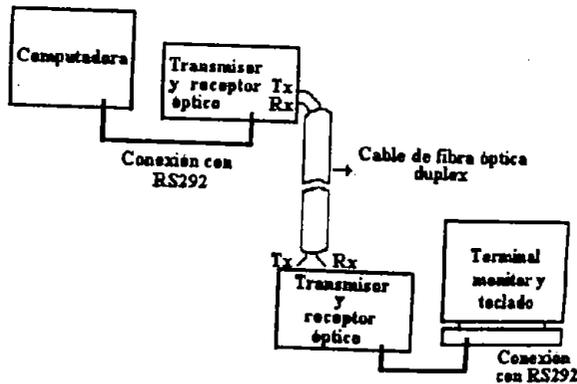


Figura IV.6.- Enlace Punto a Punto con Fibra Óptica.

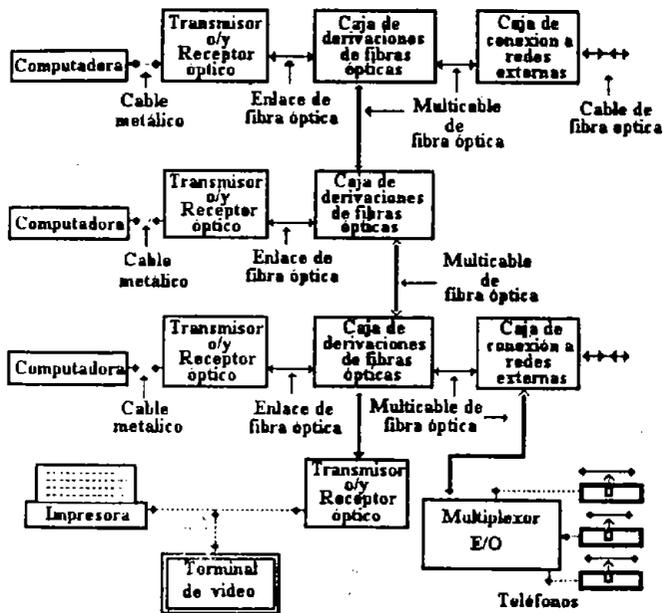


Figura IV.7.- Sistema Básico de una Red de Área Local con Fibra Óptica.

El diseñador de sistemas deberá desarrollar un arreglo esquemático similar al que se muestra en la Figura IV.8, donde se especifique la distancia entre el transmisor y los repetidores, así como la del receptor y el número de empalmes requeridos de acuerdo al tramo máximo que proporciona el fabricante. Esta información sirve para llenar la hoja de trabajo correspondiente a este paso.

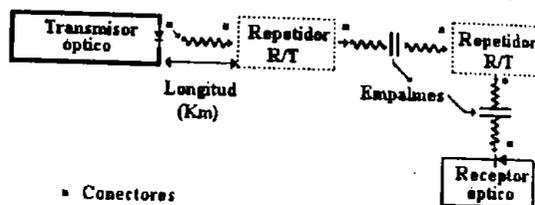


Figura IV.8.- Enlace de Fibra Óptica con Repetidores, Empalmes y Conectores.

### LOCALIZACION DEL SISTEMA

Localización del equipo terminal edificio \_\_\_\_\_ Otro \_\_\_\_\_  
Distancia entre el equipo terminal (transreceptor) \_\_\_\_\_ Km  
Plan de enrutamiento para los cables \_\_\_\_\_

### MEDIO AMBIENTE DEL SISTEMA

Equipo terminal y repetidores Con protección \_\_\_\_\_ Sin protección \_\_\_\_\_  
Instalación del cable (en base al enrutamiento)  
Ducto \_\_\_\_\_ Enterrado \_\_\_\_\_ Aéreo \_\_\_\_\_ Otros \_\_\_\_\_  
Intervalo de temperatura \_\_\_\_\_ C a \_\_\_\_\_ C  
En presencia de Altos Voltajes Si \_\_\_\_\_ No \_\_\_\_\_ Volts \_\_\_\_\_  
En presencia de radiación nuclear Si \_\_\_\_\_ No \_\_\_\_\_ Dosis \_\_\_\_\_  
En presencia de agua Si \_\_\_\_\_ No \_\_\_\_\_

### INSTALACION

Equipo requerido para la instalación \_\_\_\_\_  
Longitud del cable de fibra óptica (Dato por tramo de fibra, proporcionado por el fabricante) \_\_\_\_\_

#### IV.4 - NIVEL DE POTENCIA ÓPTICA REQUERIDA.

Conociendo la topología del sistema y sus componentes es posible determinar las pérdidas de potencia Óptica en cada punto, tal como se muestra en la Figura IV.9.

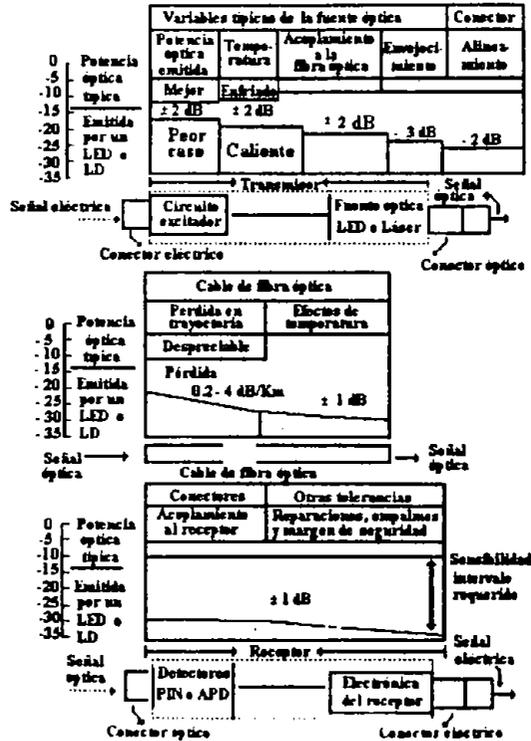


Figura IV.9.- Análisis de Potencia de un Enlace Óptico.

Las fibras ópticas y los conectores tienen un intervalo de pérdida de potencia, debido a las variaciones de su fabricación. Los empalmes también generan al enlace una pérdida de potencia que depende de su proceso. En el caso de las fuentes ópticas se deben de especificar sus características principales, tales como: el intervalo de potencia óptica que emiten (máximo y mínimo), su longitud de onda, el ancho de espectro, su frecuencia de operación y otros. El intervalo de variación de dichas características normalmente se considera, que no sea mayor de 60% y para la potencia óptica emitida la variación debe ser menor de 4 dB.

Los detectores también tienen un intervalo de sensibilidad (potencia óptica mínima detectable). Esta característica la especifica el fabricante de los dispositivos, sin embargo, normalmente se especifica la sensibilidad global del sistema que es la del receptor, en la cual se involucra el ruido de la electrónica asociada al detector.

#### IV.5.- PLAN DE ESPECIFICACIONES.

Para determinar las características de la fibra óptica del transmisor y receptor, es necesario enlistar los parámetros importantes del sistema, con el objetivo de cubrir un análisis lo más completo posible.

##### **Plan de Cableado del Sistema.**

- ⊙ Características Mecánicas del Cable.- Esto depende del medio ambiente en el que va a estar el sistema, las consideraciones más importantes son: capa protectora, rigidez, tipo de conductor, número de conductores y otros.
- ⊙ Fibra Óptica.- La selección de la fibra depende de las características del sistema; las consideraciones más importantes son: tipo de fibra (plástico o silicio) dimensiones del núcleo y recubrimiento, modo de propagación (monomodo o multimodo), tipo de índice (gradual o escalonado) y otros.
- ⊙ Apertura numérica (NA).- esto depende del tipo de fibra seleccionada.
- ⊙ Longitud de Onda.- Valor nominal de operación.
- ⊙ Ancho de Banda.- Se especifica en MHz/KM.
- ⊙ Tiempo de subida.- tiempo de subida de un pulso óptico desde 20% al 80% de su máxima intensidad, esto lo define el fabricante.
- ⊙ Pérdida en el cable.- la atenuación se da en dB por Km.
- ⊙ Conectores.- Número de conectores y la pérdida de estos en decibeles.
- ⊙ Interruptores Ópticos.- Si se utilizan interruptores ópticos, la cantidad de estos y la máxima atenuación permitida.
- ⊙ Empalmes.- El número de empalmes y la atenuación en dB de cada uno de ellos.
- ⊙ Distancia de Transmisión.- La distancia entre el transmisor y el receptor.

### **Transmisor.**

- Señal De entrada.- Tipo de señal de entrada "digital o analógica", si es digital, por ejemplo TTL o ECL. También se necesita especificar la impedancia y el nivel de la señal en volts.
- Potencia Óptica Emitida.- La potencia que emite la fuente óptica del transmisor.
- Máxima Razón de datos o Ancho de banda.- La máxima velocidad de transmisión de Bits/s o la máxima respuesta en Hz.
- Tiempo de Subida.- El tiempo de subida óptico es el 20% al 80% de la intensidad máxima del pulso. El tiempo de subida eléctrico del 10% al 90% de la amplitud máxima de la señal.
- Tipo de Conector.- Eléctrico y óptico; especificar el nivel de atenuación que se introduce.
- Formato de la Señal o Código.- Tipo de formato de la señal RZ o NRZ, Código Manchester o MBNB.
- Retardo.- Tiempo en que tarda la señal en el transmisor en nanosegundos.

### **Receptor.**

- Sensibilidad.- El nivel de potencia óptica mínima detectable por el receptor, en watts o decibeles referidos a un miliwatt.
- Máxima Tasa de Error "VER" o Relación Señal a Ruido "SNR". Para sistemas analógicos el SRN en dB, para sistemas digitales los VER típicos son de  $10^{-9}$ .
- Formato de la Señal o Código.- Tipo de formato de la señal RZ o NRZ, Código Manchester o MBNB.
- Tiempo de Subida.- El óptico es el 20% al 80% de la intensidad máxima del pulso. El tiempo de subida eléctrico del 10% al 90% de la amplitud máxima de la señal.
- Señal de Salida.- Nivel del Voltaje de salida e impedancia.
- Máxima Razón de Datos o Ancho de Banda.- La máxima velocidad de transmisión en Bits/s o la máxima respuesta en frecuencia en Hz.
- Fuente de Alimentación.- Voltaje requerido para la alimentación del receptor.

### IV.6.- SELECCIÓN DE LA FIBRA ÓPTICA.

A partir de las especificaciones del sistema se tiene que examinar los parámetros ópticos, mecánicos y estructurales de la fibra, para determinar cual es la adecuada. Un diagrama de flujo para este proceso se muestra en la Figura IV.10.

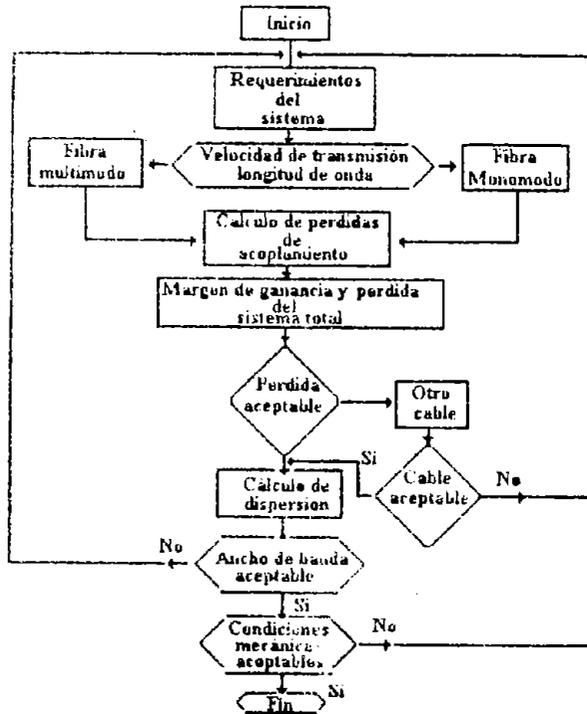


Figura IV.10.- Diagrama de Flujo para la Selección del Cable de Fibra Óptica.

Los tipos básicos de fibra óptica son representados en la Figura IV.11. Las principales propiedades y características de la fibra, tales como la atenuación, apertura numérica "NA", diámetro del núcleo y otros, se trataron con anterioridad. La NA y el diámetro del núcleo deben ser considerados para las condiciones de captación de potencia óptica. Estas características se comparan para una longitud de un Km. y una potencia óptica relativa, tal como se muestra en la Tabla IV.1.

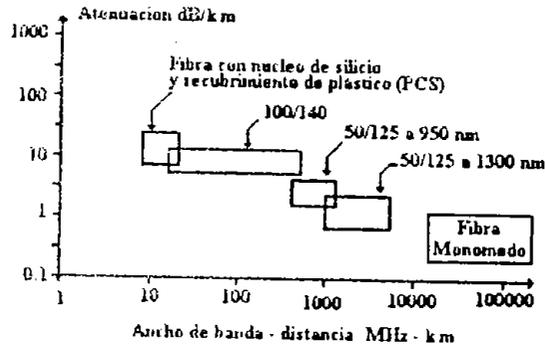


Figura IV.11.- Características de Operación para Varios Tipos de Fibra.

MATERIAL	DIAMETRO DEL NUCLEO ( $\mu\text{m}$ )	APERTURA NUMERICA	ATENUACION dB/Km	ANCHO DE BANDA MHz - km
SILICIO	10 <i>monomodo</i>	0.08	0.3	> 1000
SILICIO	50 <i>multimodo</i>	0.26	2	600
SILICIO	50 <i>multimodo</i>	0.20	3	600
SILICIO	62.5 <i>multimodo</i>	0.20	4	400
SILICIO	85 <i>multimodo</i>	0.26	4	200
SILICIO	100 <i>multimodo</i>	0.28	5	100
PCS	200	0.20	7	25
PCS	300	0.20	7	20

Tabla IV.1.- Características de Fibras Ópticas Típicas; para el Tipo Monomodo, la longitud de Onda es 1300 nm; para la Multimodo Es de 850 nm.

Existen varios tipos de fibras, que difieren tanto en el material como en el proceso, como por ejemplo para el caso de las redes de área local LAN, se centran normalmente las fibras de silicio y se seleccionan haciendo un compromiso entre su funcionamiento, costo y estandarización. En este tipo de fibras normalmente se consideran 4 tamaños.

Todas las fibras multimodo de índice gradual aseguran un adecuado ancho de banda y bajas pérdidas, son ideales para las capacidades típicas de las LAN y los requerimientos de su tamaño.

Para sistemas de video y CATV frecuentemente se emplean las fibras multimodo de índice gradual 50/125 y las fibras monomodo debido a su gran ancho de banda y bajas pérdidas. Los enlaces entre centrales telefónicas también se emplean fibras monomodo.

Después de haber hecho la selección de la fibra, puede calcularse la atenuación por Km. y el ancho de banda.

### Atenuación de a fibra "L<sub>c</sub>" en dB/Km

$$L_c = \frac{\text{Máxima pérdida entre repetidores.}}{\text{Máxima longitud de la fibra.}}$$

Máxima longitud de la fibra.

Ancho de banda "BW" en Hz.

$$BW = \frac{\text{Ancho de banda de la fibra especificada por el fabricante.}}{\text{Distancia entre repetidores.}}$$

Distancia entre repetidores.

El ancho de banda de la fibra especificado por el fabricante se da en MHz/KM.

Las fibras ópticas pueden ser seleccionadas por una gran variedad de anchos de banda y atenuación, y que operen en la primera, segunda y tercera ventana. La atenuación de la fibra óptica es función de la longitud de onda de la potencia óptica transmitida.

#### IV.7.- ANÁLISIS DE ANCHO DE BANDA.

Una de las características más importantes de los sistemas con fibras es en ancho de banda, por lo que es indispensable asegurar que todos los componentes tengan suficiente ancho de banda para transmitir la señal requerida de acuerdo a las experiencias del sistema. Las redes de área locales típicas requieren fibras con anchos de banda de 20 a 600 MHz-Km. Los sistemas telefónicos con distancias grandes entre repetidores requieren de anchos de banda con más de 1000 MHz-km los cuales se asocian con las fibras de tipo monomodo.

El ancho de banda de a fibra óptica se especifica cuando la magnitud de la señal óptica, disminuye 3dB "la mitad de la potencia". La conversión del ancho de banda entre el equipo de manipulación de señal óptica a eléctrica es un sistema de transmisión de este tipo, tal como el transmisor, fibra y receptor, se relaciona por:

$$F_c \text{ (óptico)} = 1.41 f_c \text{ (eléctrico)}$$

Donde:

$F_c$  es la frecuencia de corte superior.

Muchas veces, los fabricantes de transmisores y receptores especifican solamente el tipo de subida  $t_R$ . El ancho de banda eléctrico (MHz) está relacionado con el tipo de subida (nanosegundos) por:

$$F_c = 350/t_g$$

En un sistema de transmisión óptica, el ancho de banda total se obtiene de los anchos de banda de cada uno de sus componentes y se especifica para la señal eléctrica, es decir:

$$\frac{1}{f_c^2 \text{ total}} = \frac{1}{f_c^2 \text{ transmisor}} + \frac{1}{f_c^2 \text{ fibra}} + \frac{1}{f_c^2 \text{ receptor}}$$

En sistemas digitales el ancho de banda depende de la razón de datos "R en bits por segundo", que es la velocidad de transmisión y del formato de la señal, esto se determina por:

$$F_c \text{ sistema} = R/K$$

Donde:

K depende del formato de señal utilizado para un formato de no retorno a cero "NRZ" , K = 1.4 y para un formato con retorno RZ, K=1.

En cualquier sistema, el componente que presente menor ancho de banda es el que limita al sistema. En el caso donde se utilizan fibras ópticas, el ancho de banda del sistema es limitado por el equipo terminal, ya que la fibra tiene una respuesta de frecuencia bastante mayor.

Como recomendación general, el receptor se selecciona con un ancho de banda mayor o igual al requerido por el sistema. El transmisor y la fibra óptica deberán tener un ancho de banda mínimo de 1.5 a 2 veces mayor que el del receptor.

Entre mayores son los requerimientos con respecto a la razón de datos "velocidad transmisión", los sistemas son más costosos: si la fibra óptica tiene un ancho de banda mayor que el que requiere, el sistema permitirá un margen de degradación. Bajo esta condición se debe tener cuidado al estimar el ancho de banda óptico MHz-km.

Una relación aproximada del ancho de banda de la longitud total del cable y una sección de un km es:

$$F_c (i \text{ km}) = f_c (\text{total}) + L^x$$

Donde:

L es la longitud en km.

x es igual a 1 para cables de longitud de un km o menor, y para longitudes mayores de un km es igual a 0.75.

#### IV.8.- SELECCIÓN DEL TRANSMISOR.

Las características requeridas para un transmisor de un sistema con fibras ópticas se especificaron anteriormente. Aquí se presentara un diagrama de flujo Figura IV.12 del procedimiento para diseño del trasmisor, ya que al analizarlo sirve para gran ayuda en la selección de los componentes.

Teniendo los datos del sistema de transmisión óptica, para el diseño del transmisor primero hay que seleccionar la fuente óptica "LED o láser", posteriormente en el procesamiento de la señal, tipo de modulación, forma de la señal ancho de banda, características de acoplamiento, nivel de potencia óptico, ruido, efectos de temperatura y otros para seleccionar adecuadamente la electrónica del transmisor.

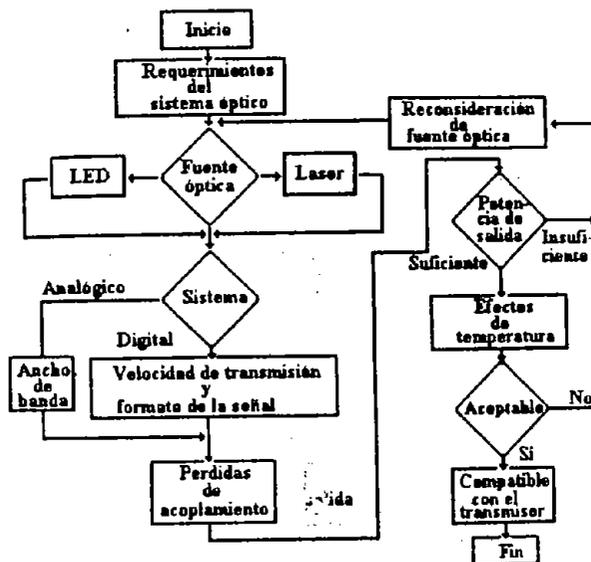


Figura IV.12.- Diagrama de Flujo para el Procesamiento de Diseño de Transmisores Ópticos.

## Ejemplo

Considerando las siguientes especificaciones de un transmisor, las cuales se derivan del sistema, determinar la potencia óptica necesaria que debe emitir la fuente para seleccionar el dispositivo más adecuado.

Núcleo de la fibra óptica.	50 $\mu\text{m}$ .
Apertura numérica "NA".	0.2
Potencia óptica requerida en la fibra $P_L$ .	-20 dBm
Señal de entrada.	TTL
Velocidad de transmisión.	10 Mbits/s
Temperatura ambiente.	-10 grados C a 55 grados C.
Longitud de onda.	765 a 875 nm

La potencia óptica que debe emitir una fuente  $P_o$  se determina por:

$$P_o (NA)^2 = P_L$$

Como  $P_L = -20 \text{ dBm} = 10 \log P_L / 2 \text{ mW}$  se tiene que:

$$P_L = 10 \mu \text{ W}$$

Para las especificaciones del sistema con respecto a la velocidad, intervalo de temperatura, longitud de onda y el nivel de potencia requerido, la fuente más adecuada es el LED.

Un LED de tipo SE3352 – X04 de Honeywell cubre perfectamente estos requerimientos, ya que emite una potencia de  $P_o = 500 \mu\text{W}$  a 100 mA; entonces la potencia que se acopla ala fibra es:

$$P_L = (0.2)^2 (500 \mu \text{ W} = 20 \mu \text{ W}$$

## IV.9.- SELECCIÓN DEL RECEPTOR.

Existe toda una serie de metodologías para la selección de receptores ópticos. Aquí se presenta un resumen de varias de ellas a través de un diagrama de flujo que se muestra en la Figura IV.13.

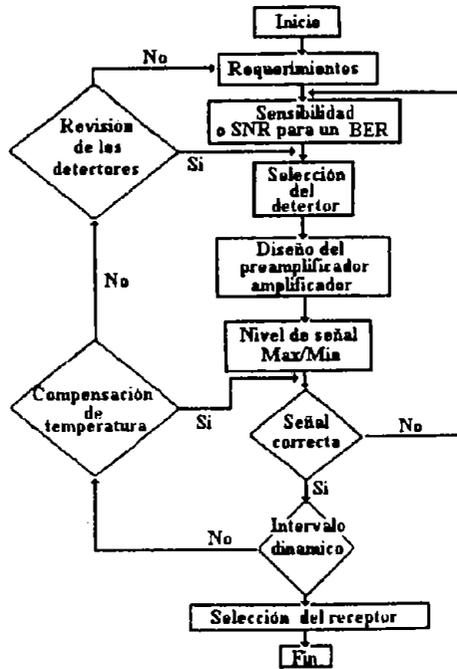


Figura IV.13.- Diagrama de Flujo para el Diseño de Receptores Ópticos.

### **Ejemplo.**

Un transmisor se localiza a 1 km. de la estación de difusión. El sistema tiene 4 canales de voz. El sistema requiere un receptor con sensibilidad de  $1 \mu W$  para una tasa de error "BER" de  $10^{-9}$  y un intervalo dinámico de 10 dB. Determinar el nivel de potencia máximo y la velocidad de transmisión.

Como la mínima potencia es de  $1 \mu W$  se tiene que:

$$P_{\min} = 10_{\log} 1 + 10^{-6} / 1 \text{ m W} = -30 \text{ dBm}$$

$$P_{\max} = 10 \text{ m W}$$

La razón de muestreo de voz = 2 x el ancho de banda del canal de voz = 2 x 4 KHZ = 8 KHZ, lo que implica que se tiene un tiempo de muestreo de 125  $\mu$  s.

BIT/muestra = razón de baud.  
= sincronía / tiempo de muestreo.

Razón de baud =  $(8 \times 48) + 1 / 125 \mu\text{s} = 3.08 \text{ Mbits/s.}$

### IV.10.- REVISIÓN DEL SISTEMA.

En este paso, el diseño total del sistema se comprueba revisando todos los datos obtenidos en los pasos anteriores y se corroboran que se cumplan los requerimientos exigidos. La combinación de todos los parámetros puede enlistarse de acuerdo a la hoja de trabajo.

Para un análisis más detallado con respecto a los parámetros de la construcción del cable, tales como recubrimientos, número de cables, rigidez mecánica y otros, es necesario consultar los catálogos de los fabricantes.

La estructura de un cable completo puede establecerse usando los siguientes criterios, dados en la hoja de trabajo IV.3. Y el procedimiento del cálculo del margen de potencia se muestra en la hoja de trabajo IV.4.

La especificación de los materiales y la construcción multifibras han llevado al diseño de diversos cables, que permiten incorporar varias fibras para diferentes aplicaciones. El diseño híbrido incorpora fibra óptica y conductores metálicos.

Construcción del cable

Híbrido \_\_\_\_\_ Totalmente dieléctrico \_\_\_\_\_  
Número de metales reforzados \_\_\_\_\_  
Material del forro  
PVC \_\_\_\_\_ Poliuretano \_\_\_\_\_  
Otros \_\_\_\_\_

Protección al medio ambiente

Protección contra el fuego \_\_\_\_\_  
Resistencia a los rayos solares \_\_\_\_\_  
Resistencia a abrasivos \_\_\_\_\_  
Aceite \_\_\_\_\_ Ácidos \_\_\_\_\_ Alcalinos \_\_\_\_\_ Solventes \_\_\_\_\_  
Recubrimiento contra agua \_\_\_\_\_  
Protección contra roedores \_\_\_\_\_  
Resistencia a radiación nuclear \_\_\_\_\_  
Otros \_\_\_\_\_

Características de la fibra

Número de fibras \_\_\_\_\_  
Tipo de fibra \_\_\_\_\_  
Tamaño del núcleo \_\_\_\_\_  
Longitud de onda \_\_\_\_\_  
Atenuación \_\_\_\_\_  
Ancho de banda \_\_\_\_\_  
Apertura numérica \_\_\_\_\_  
Número y tipo de conductores eléctricos \_\_\_\_\_

De acuerdo a la aplicación de los sistemas se debe de hacer un compromiso entre los diferentes parámetros de la fibra y los requerimientos del usuario, por lo que es importante consultar y entender perfectamente los criterios de diseño y los parámetros proporcionados por el fabricante.

### CALCULO DEL MARGEN DE POTENCIA

X1	Potencia óptica proporcionada por el transmisor	dBm
X2	Pérdidas en las terminales del transmisor	dB
X3	Atenuación del cable	dB/Km
X4	Maxima longitud del cable	Km
X5	Atenuación del enlace	dB
X6	Numero de fibras por interruptor optico	
X7	Pérdidas por interruptor optico	dB
X8	Pérdida total generada por los interruptores	dB
X9	Pérdidas en las terminales de los interruptores	dB
X10	Maximo numero de empalmes	
X11	Pérdida por empalme	dB
X12	Pérdida total debido a los empalmes	dB
X13	Pérdidas en cada terminal de un acoplador estrella	dB
X14	Pérdida proporcionada por cada acoplador estrella	dB
X15	Potencia de salida total de cada acoplador estrella	dBm
X16	Pérdida en conector del receptor	dB
X17	Mínimo sensibilidad en el receptor	dBm
X18	Variación de potencia debido a la temperatura	dB
X19	Formato de señal NRZ: -3 dBm, RZ: -6 dBm	
X20	Pérdidas por envejecimiento	dB
X21	Margen de potencia de vida útil del transmisor	dB a 80%
X22	Requerimientos de SNR	dB o BER
X23	Incremento de potencia durante la vida útil del transmisor	-3 dB
X24	Pérdidas diversas	dB
X25	Pérdida Total debido a acoplamientos	dB
X26	Ajuste de la potencia de salida	dBm
X27	Margen de potencia total disponible	dB
X28	Margen de potencia	dB

### **Explicación de las Variables.**

X1.- Potencia que proporciona el transmisor debido al tipo de fuente óptica, para el caso de los LED las potencias típicas son de -20 a 0 dBm. Los láser proporcionan potencias hasta de 10 dBm.

X2.- Es la pérdida en el conector del transmisor, es decir el acoplamiento de la fuente a la fibra, valores típicos de 0.1 a 1.5 dB.

X3.- Es la atenuación del cable, depende del tipo de fibra óptica utilizada, para el caso de fibra multimodo 50/125  $\mu\text{m}$ , los valores típicos son de 2 a 6 dB/Km para una longitud de onda de 850nm, para fibra monomodo en la ventana de 1300 nm es de 0.3 – 0.7 dB/Km, para fibras monomodo con la ventana de 1500 nm es de 0.2 – 0.3 dB.

X4.- Es la longitud del cable y depende del tipo de aplicación por ejemplo, para las redes locales LAN, las distancias típicas son de 0.5 a 10 Km. Para aplicación en telefonía se tienen distancias mayores de 10 Km.

X5.- Para calcular este parámetro se tiene:

$$X5 = (X3) (X4)$$

X6.- Es el número de interruptores ópticos que utilizan para condicionar el proceso de transmisión en las redes de área local LAN.

X7.- Es la pérdida generada para cada interruptor óptico, valores típicos son de 1 a 2 dB.

X8.- Es la pérdida total debido a los interruptores ópticos, se determinan por:

$$X8 = (X6) (X7)$$

X9.- Es la pérdida en los conectores de los interruptores ópticos, valores típicos son de 0.1 a 1.5 dB.

X10.- Es el número de las uniones de fibras ópticas que se realizan en la longitud total de enlace.

X11.- Son los valores típicos de la atenuación de un empalme, están en el intervalo de 0.05 a .02 dB.

X12.- Es la pérdida total debido a los empalmes y se calcula como:

$$X12 = (X10)(X11)$$

X13.- Es la pérdida introducida por conector en un acoplador tipo estrella, se utilizan en las redes de área local LAN.

X14.- Pérdida generada por cada acoplador estrella, los valores típicos son de 1 a 3 dB.

X15.- Es la potencia de salida del acoplador tipo estrella, normalmente la proporciona el fabricante.

X16.- Es la atenuación típica de los conectores del receptor, está en el intervalo de 0.1 a 1.5 dB.

X17.- Este dato lo proporciona el fabricante o lo calcula el diseñador del receptor, los valores típicos están en el intervalo -25 a -55 dBm.

X18.- Este parámetro trata con las variaciones de potencia, sensibilidad y atenuación que se generan al variar la temperatura, dentro de un intervalo.

X19.- Esta variación de potencia de acuerdo al formato de la señal, se tiene bien establecido que para el caso de NRZ,  $X19 = -3$  dBm y para RZ,  $X19 = -6$  dBm.

X20.- Representa el envejecimiento de los componentes del sistema no se puede evitar, por lo que hay que proporcionar un margen de pérdida.

X21.- El transmisor tiende a degradarse durante su tiempo de operación, por lo que hay que especificar hasta donde puede utilizarse sin que se deteriore el sistema. Normalmente su potencia de salida se especifica a un 80% de su valor máximo.

X22.- Este parámetro es importante especificarlo para determinar si el sistema funciona adecuadamente durante su vida útil.

X23.- Normalmente cuando un sistema está nuevo, la potencia de las fuentes ópticas es mayor que lo especificado, además con las variaciones de temperatura y de polarización, los niveles de potencia pueden cambiar, por lo que es necesario especificar un intervalo de potencia debido a este efecto, normalmente se da -3 dB.

X24.- Como pérdidas diversas se pueden clasificar las debidas al tipo de código, al acoplamiento de un tramo corto de fibra óptica a la fuente o al detector y otros que no se especifican.

X25.- Este parámetro se calcula por:

$$X25 = X2+X5+X8+X9+X12+X13+X14+X16+X18+X20+X24$$

X26.- Este parámetro se refiere a la potencia disponible después de hacer los ajustes necesarios y se calcula por:

$$X26 = X1+X19+X21+X23.$$

X27.- Es el margen de potencia total disponible antes de considerar cualquier pérdida del enlace.

X28.- Es el exceso del margen de potencia, su valor es negativo significa que no se tiene ningún margen en el enlace. Se determina como:

$$X28 = X27 - X25$$

para que un enlace funcione en forma adecuada  $X28 \geq 0$

Ejemplo:

Dimensionar un enlace telefónico con fibra óptica desde la Ciudad de México hasta la Ciudad de Querétaro, el cual maneje 1920 canales de voz y 256 canales de señalización (supervisorios y control).

1.- Determinar la velocidad de transmisión como:

- Ⓒ Ancho de banda de un canal de voz = 4 KHz.
- Ⓒ Nivel de cuantización es de 8bits.
- Ⓒ La razón de muestreo es 8 KHz "Teorema Nyquist").

Se tiene:

- Ⓒ Cada canal transmite 64 Kbits/s (8 bits x 8 KHz)
- Ⓒ Para los 1920 +256 = 2176 canales.

Se tiene:

- Ⓒ Velocidad de transmisión = 2176x64 Kbit = 139.264 Kbit/s.

2.- Distancia de transmisión = 200 km

- Ⓒ  $X5 = 200$  km.

3.- Atenuación del cable:

Para transmitir información de dicha velocidad y a la mayor distancia posible, se requiere una fibra de tipo monomodo con atenuación máxima de 0.5 dB/km, por lo tanto,  $X3 = 0.5$  dB/km.

Como normalmente la fibra se vende en carretes de un km; y si no se utilizan repetidores, para hacer la transmisión se tendrán 199 empalmes y 2 conectores, por lo tanto se tiene:

Si cada empalme proporciona una atenuación de 0.1 dB ( $X_{11}=0.1\text{dB}$ ) el total de pérdida por empalmes es de  $X_{12} = 19.9$  dB.

Pérdida por conectores es 0.1 dB, entonces el total es:  $X_2 + X_{16} = 0.2$  dB.

Pérdida total de la fibra óptica:  $X_5 = 100$  dB.

4.- Tipo de señal a transmitir.

Si se utiliza formato NRZ se tiene  $X_{19} = -3$  dBm.

5.- Margen de atenuación.

Por variaciones de temperatura  $X_{18} = 3$  dB.

Por envejecimiento del sistema  $X_{20} = 3$  dB.

Por degradación en el transmisor  $X_{21} = -1$  dB.

Pérdidas diversas  $X_{24} = -1$  dB.

6.- Cálculo total de la atenuación (como son pérdidas se suman).

$$\begin{aligned} X_{25} &= X_2 + X_{16} + X_5 + X_{12} + X_{18} + X_{20} + X_{24} \\ &= 0.1 + 0.1 + 100 + 19.9 + 3 + 3 + 1 = 127.1 \text{ dB.} \end{aligned}$$

Como son pérdidas  $X_{25} = -127$  dB

7.- Potencia disponible. En este caso una fuente óptica adecuada por el tipo de fibra y la velocidad de transmisión es el láser que puede acoplar a la fibra una potencia óptica de 0 dBm "1 miliwatts"; entonces  $X_1 = 0$  dBm, entonces para un formato NRZ y un margen de potencia de -1 dB se tiene que el ajuste de potencia es:

$$X_{26} = X_{19} + X_{21} \times 1$$

$$X_{26} = (-3\text{dBm}) + (1\text{dBn}) + (0 \text{ dBm}) = -4 \text{ dBm}$$

8.- La sensibilidad requerida en el receptor es:

$$X_{17} = X_{25} - X_{26} = -127 - (-4) = -123 \text{ dBm}$$

Comercialmente no existen receptores ópticos con sensibilidad de -123 dBm; luego entonces se requiere utilizar repetidores y poner una fibra de mayor calidad.

Con repetidores cada 50 km se tiene:

2 conectores  $X_2=0.1$  dB y  $X_{16} = 0.1$  dB

19 empalmes  $X_{12} = 4.9$  dB.

Atenuación en la fibra  $X_5 = 25$  dB

Con las mínimas condiciones anteriores se tiene:

$X_{25}= 0.1+0.1+25+4.9+3+3+1=37.1$  dB

Como son pérdidas  $X_{25} = -37$  dB.

Entonces la sensibilidad del receptor es:

$X_{17}=X_{25}-X_{26}= -33$  dBm.

Receptores comerciales con sensibilidad de -33 dBm para una VER de  $10^{-9}$  son fáciles de conseguir.

Con repetidos cada 100 km se tiene:

2 Conectores  $X_2 = 0.1$  dB y  $X_{16} = 0.1$  dB

99 empalmes  $X_{12} = 9.9$  dB.

Atenuación de la fibra  $X_5 = 50$  dB.

Con las mismas condiciones se tiene:

$X_{25}= 0.1+0.1+50+9.9+3+3+1=67.1$  dB.

Como son pérdidas  $X_{25}=-67$  dBm

La sensibilidad requerida en el receptor es  $X_{17}= X_{25}-X_{26}=-67-(-4) = -63$ dBm.

Receptores ópticos con esta sensibilidad y a la velocidad requerida se consiguen comercialmente:

### **Tiempo de Elevación de una Sistema de Transmisión con Fibras Ópticas.**

Para un sistema digital, el tiempo de elevación de un sistema se define para el tipo de formato de la señal que esta transmitiendo. Para el caso de NRZ el tiempo de elevación se define como 70% del periodo ( $t_n = 0.7T = 0.7/RNRZ$ ) donde T es el ancho del pulso y RNRZ es la razón de repetición. Cuneado el formato es RZ éste es el 70% de la mitad del periodo ( $t_s 0.7 (T/2) = 0.35 /RZ$ ).

En este tiempo se involucran todos los tiempos de elevación del sistema.

$$T_s^2 = T_{LS}^2 + t_F^2 + t_{PD}^2$$

Donde:

$T_{LS}^2$  = Tiempo de elevación de la fuente.

$T_F^2$  = Tiempo de elevación de la fibra.

$T_{PD}^2$  = Tiempo de elevación del fotodetector.

Si se conoce la velocidad de transmisión y el formato que se va a utilizar, se puede seleccionar entonces el tipo de fibra óptica, cuyo tiempo de elevación debe ser más corto que el del sistema y está dado por:

$$\Delta\sigma = t_F = 0.35 / \text{ancho de banda de la fibra.}$$

El tiempo de elevación de la fibra es igual al ensanchamiento del pulso y que se debe a la dispersión y al tipo de material, los cuales se especifican como factores de dispersión de guía "M" y del material "M'". El factor total es  $M_1 = M + M'$ .

El ensanchamiento total del pulso se determina por:

$$\Delta\sigma = L M_1 \Delta\lambda$$

Donde:

L es la longitud del enlace.

$M_1$  es el factor total.

$\Delta\lambda$  es el ancho del espectro emitido por la fuente seleccionada.

#### IV.11.-MULTIPLEXAJE EN LONGITUD DE ONDA.

Ha sido una constante lucha el desarrollar nuevas técnicas para aprovechar en forma más eficiente y económica los medios de comunicación, los sistemas ópticos no son la excepción y para esto se ha desarrollado el multiplexaje por división en longitud de onda "WDM"; con el cual, la capacidad de transmisión de información se incrementa usando una sola fibra.

Con el multiplexaje por división de longitud de onda "WDM", todos los canales se transmiten simultáneamente y utilizan cada uno de ellos todo el ancho de banda del medio de transmisión. Se les asigna una longitud de onda en particular, por medio de un modulador electro-óptico, el cual convierte la señal eléctrica en energía luminosa, con una longitud de onda específica, que se distribuye en forma simultánea en toda la fibra óptica.

Para alimentar la energía luminosa a la fibra, se utilizan dispositivos que se les llama distribuidores selectivos de longitudes de onda, estos tienen bastante aplicación en sistemas de distancias cortas y enlace sin repetidores. Un sistema completo con multiplexaje por longitud de onda se muestra en la Figura IV.14.

Los multiplexores de este tipo pueden ser unidireccionales o bidireccionales. En los WDM unidireccionales, las señales se transmiten en una misma dirección con varios portadores ópticos con diferentes longitudes de onda. Los WDM bidireccionales transmiten la información en dos sentidos sobre la misma fibra, utilizando diferentes longitudes de onda en cada sentido. Cada uno de los dispositivos del sistema WDM combina señales con una determinada longitud de onda para transmitir las sobre la fibra, desde luego, también en el receptor se requieren dispositivos que separen estas señales.

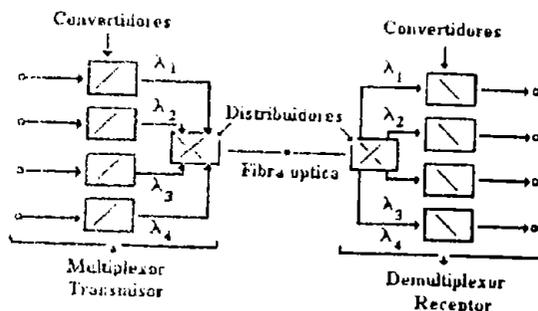


Figura IV.14.- Sistema de Transmisión de Fibra Óptica con Multiplexaje por División en Longitud de Onda.

Este tipo de sistemas básicamente se forman con:

1.- Fuentes Ópticas.- Estos elementos convierten la señal eléctrica en energía luminosa y la emiten con diferentes longitudes de onda.

2.- Multiplexores Ópticos. Los multiplexores combinan la energía luminosa emitida por las fuentes ópticas para alimentarlas a la fibra.

3.- Medio de Transmisión.- Esta es la fibra óptica que lleva la información separada por longitud de onda, la cual debe tener baja atenuación para las longitudes de onda de interés.

4.- Demultiplexores Ópticos.- Dispositivos que separan la energía luminosa que le llega a través de la fibra por medio de la longitud de onda.

5.- Fotodetector.- Este es el elemento que se encarga de hacer la conversión de energía óptica a la señal eléctrica.

Para esta técnica, básicamente existen tres tipos de multiplexores/demultiplexores, los cuales son:

- 1.- Los de rejilla de difracción.
- 2.- Los de filtro de interferencia.
- 3.- Los de prisma.

Las características más importantes que deben cubrir estos dispositivos son:

- 1.- Bajas pérdidas por inserción.
- 2.- Baja diafonía.
- 3.- Facilidad de fabricación.
- 4.- Fácil adaptación de conectores, para tener una transmisión directa.
- 5.- Tamaño pequeño.
- 6.- Alta confiabilidad.

Los más utilizados son los de rejilla y de interferencia, ya que tienen menor costo y menores pérdidas que los de prisma.

El empleo de los multiplexores/demultiplexores "WDM/DWDM" dependen del tipo de sistema. Los unidireccionales son sencillos, ya que sólo requieren óptica para el acoplamiento hacia las fibras de los haces luminosos que emiten las diferentes fuentes, y dispositivos de dispersión para separar las longitudes de onda.

Quando se usan sistemas bidireccionales en los extremos del enlace se debe de tener WDM/DWDM, ya que en un sentido se deben de transmitir un número de longitudes de onda, así como también se debe ser capaz de recibir señales ópticas de diferentes longitudes de onda.

En los sistemas bidireccionales se emplean los mismos dispositivos en el WDM y DWDM, normalmente se hace una combinación de filtros de interferencia y rejillas de difracción.

Quando se dimensiona un sistema se debe tomar en cuenta que para las diferentes longitudes de onda se tienen distintas atenuaciones, por lo que el dimensionamiento se debe de orientar de acuerdo al caso menos favorable.

Los sistemas WDM se utilizan en redes locales, en telecomunicaciones de larga distancia "entre troncales", en telecomunicaciones de banda ancha, tales como videoteléfono, videoconferencia, TV, audio y otros. Una red de telecomunicaciones que utiliza WDM de tres canales se muestra en la Figura IV.15.

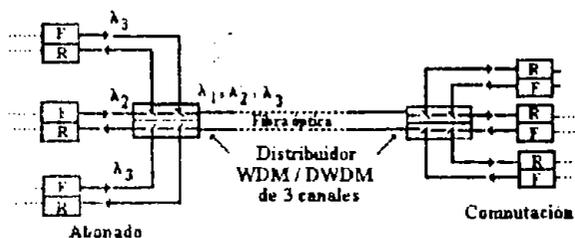


Figura IV.15.- Red de Telecomunicaciones de Banda Ancha que Utiliza Distribuidores WDM de Tres Canales.

## CONCLUSIONES.

Muchas organizaciones tienen una cantidad importante de ordenadores en operación, con frecuencia alejadas entre sí. Por ejemplo, una compañía con muchas fábricas puede tener un ordenador en cada localidad para llevar el control de los inventarios, vigilar la productividad y pagar la nómina local. Inicialmente, cada una de estos ordenadores puede haber trabajado aislado de los otros, pero en algún momento, la Gerencia decidió conectarlos para poder extraer y correlacionar información acerca de toda la compañía. (Stallings, 1995a).

En términos más generales, la cuestión aquí es compartir los recursos y la meta es hacer que todos los programas, el equipo y especialmente los datos estén disponibles para cualquiera en la red, sin importar la localización física de los recursos y de los usuarios. En otras palabras, el hecho de que un usuario esté a 1 000 kilómetros de distancia de sus datos no deberá impedirle usar los datos como si fueran locales. Este objetivo puede resumirse diciendo que es un intento por acabar con la "tiranía de la geografía".

Una segunda meta es lograr una alta confiabilidad al contar con fuentes alternativas de suministro. Por ejemplo, todos los archivos podrían replicarse en dos o tres máquinas; así, si una de ellas no está disponible (debido a una falla de la arquitectura), podrán usarse las otras copias. Además, la existencia de múltiples equipos significa que si uno de ellos falla, los otros serán capaces de hacer su trabajo, aunque se reduzca el rendimiento. En aplicaciones militares, bancarias, de control de tráfico aéreo, seguridad de reactores nucleares y muchas otras, la capacidad para continuar operando pese a problemas de arquitectura, es de suma importancia.

Otra meta es ahorrar dinero. Los ordenadores pequeños tienen una relación costo/beneficio mucho mejor que los grandes equipos. Los llamados "mainframes" (ordenadores del tamaño de un cuarto) son aproximadamente 10 veces más rápidos que los ordenadores personales, pero cuestan mil veces más que éstos. Este desequilibrio ha ocasionado que muchos diseñadores construyan sistemas compuestos por ordenadores personales, uno por usuario, con los datos guardados en uno o más equipos llamados servidores de archivos compartidos. En este modelo, los usuarios se denominan clientes, y el arreglo completo se llama Modelo Cliente-Servidor.

En el Modelo Cliente -Servidor, la comunicación generalmente adopta la forma de un mensaje de solicitud del cliente al servidor pidiendo que se efectúe algún trabajo. A continuación, el servidor hace el trabajo y devuelve la respuesta. Por lo regular, muchos clientes utilizan un número pequeño de servidores.

Otra meta al establecer redes, es la escalabilidad: la capacidad para incrementar el rendimiento del sistema gradualmente cuando la carga de trabajo crece, añadiendo solamente más procesadores. En el caso de "mainframes" centralizados, cuando el sistema esté lleno hay que reemplazarlo por uno mayor, usualmente más caro, lo que implica largas interrupciones para los usuarios. Con el Modelo Cliente-Servidor se pueden añadir nuevos clientes y nuevos servidores cuando es necesario.

Un objetivo más del establecimiento de una Red de Ordenadores tiene poco que ver con la tecnología. Una Red de Ordenadores puede proporcionar un potente medio de comunicación entre empleados o clientes que están muy distantes. Al usar una red, es fácil para dos o más personas que viven lejos escribir un informe de manera conjunta. (Stallings, 1995b).

Cuando un trabajador hace un cambio a un documento en línea, los demás pueden ver el cambio inmediatamente, sin tener que esperar varios días la llegada de una carta. Tal rapidez hace fácil la cooperación entre grupos de gente muy apartada, cosa que previamente era imposible. A largo plazo, el uso de redes para mejorar la comunicación entre las personas probablemente resultará más importante que las metas técnicas tales como la mejora de la confiabilidad.

Todas las innovaciones arriba citadas para construir redes de computadoras son de naturaleza esencialmente económica y tecnológica. Si "mainframes" suficientemente grandes y potentes estuvieran disponibles a precios aceptables, muchas compañías hubieran optado por guardar todos sus datos en ellas y proporcionar a sus empleados terminales conectadas a estas máquinas. En la década de los 70 y a principios de los 80, casi todas las compañías operaban de esta forma. Las redes de ordenadores llegaron a ser populares únicamente cuando los ordenadores personales ofrecieron una descomunal ventaja precio/rendimiento (costo/beneficio), sobre los llamados "mainframes".

Al iniciar la década de los 90, las redes de ordenadores comenzaron a prestar servicios a particulares en su hogar. Estos servicios y la motivación para usarlos son muy diferentes del modelo de "Eficiencia Corporativa" descrito anteriormente. A continuación se esbozan tres de los más estimulantes aspectos de esta evolución:

- 1.- Acceso a información remota.
- 2.- Comunicación de persona a persona.
- 3.- Entretenimiento interactivo.

El acceso a la información remota vendrá de muchas formas. Un área en la cual ya está sucediendo es el acceso a las instituciones financieras. Mucha gente paga sus facturas, administra sus cuentas bancarias y maneja sus inversiones en forma electrónica. Las compras desde el hogar se están haciendo populares, con la facilidad de inspeccionar los catálogos en línea de miles de compañías.

Algunos de estos catálogos pronto ofrecerán un video instantáneo de cualquier producto que se pueda ver sólo con hacer "clic" con el puntero del ratón en el nombre del archivo.

Los periódicos de publicarán en línea y serán personalizados. Se podrá decirle al periódico que se quiere saber todo lo que haya acerca de los políticos corruptos, los grandes incendios, los escándalos de las celebridades y las epidemias, etcétera. En la noche mientras se duerme, el periódico se bajará al disco del ordenador o quedará impreso en documento. A pequeña escala, este servicio ya existe. El siguiente paso más allá de los periódicos (y de las revistas y publicaciones científicas) es la biblioteca digital en línea. Dependiendo del costo, tamaño, peso de los ordenadores portátiles, los libros impresos quizá lleguen a ser obsoletos. (Stallings, 1999).

Otra aplicación en esta categoría es el acceso a sistemas de información como la actual red mundial ("*World Wide Web*"), la cual contiene información sobre arte, negocios, cocina, gobierno, salud, historia, aficiones, recreación, ciencia, deportes, viajes y muchos otros temas, demasiado diversos y números para mencionarlos en este trabajo de tesis.

Todas las aplicaciones antes mencionadas implican la limitación entre una persona y una Base de Datos remota. La segunda categoría extensa de redes que se utilizará implica la interacción persona a persona; básicamente, la respuesta del Siglo XXI al teléfono del Siglo XIX. Millones de personas ya utilizan el Correo Electrónico (*e-mail*) y pronto contendrá en forma rutinaria audio, video y texto.

El correo electrónico de tiempo real permitirá a los usuarios remotos comunicarse sin retraso, posiblemente viéndose y escuchándose. Esta tecnología hace posible realizar reuniones virtuales llamadas videoconferencias, entre gente muy alejada. A veces se dice que el transporte y la comunicación están en competencia, y cualquiera que gane hará al otro obsoleto. Las reuniones virtuales podrán servir para recibir enseñanza remota, obtener opiniones médicas de especialistas distantes, y muchas otras aplicaciones.

Los grupos de noticias a nivel mundial, con discusiones sobre todos los temas concebibles, son ya comunes entre un grupo selecto de personas, y esto crecerá para incluir a la población en general. Estas discusiones en las cuales una persona pone un mensaje y los demás suscriptores al grupo de noticias pueden leerlo, van desde lo humorístico hasta lo apasionado.

La tercera categoría es el entretenimiento, que es una industria enorme y en crecimiento. La aplicación irresistible aquí (y que puede impulsar a todas las demás) es el video por solicitud. Dentro de algunos años, será posible seleccionar cualquier película o programa de televisión creado en cualquier país y exhibirlo en la pantalla en forma instantánea.

Algunas películas nuevas llegarán a ser interactivas, preguntándose al usuario ocasionalmente que dirección debe seguir la historia, con argumentos alternativos para todos los casos. La televisión en vivo también puede llegar a ser interactiva, con el auditorio participando en concursos, escogiendo entre los concursantes, etcétera.

Por otro lado, tal vez la aplicación irresistible no sea la petición de videos, sino los juegos. Se tiene ya, juegos de simulación en tiempo real multipersonales, como las aventuras en calabozos virtuales, y simuladores de vuelo en que los jugadores en equipo tratan de derribar a los del equipo contrario. Si esto se hace con anteojos que muestren imágenes en movimiento con calidad fotográfica, en tiempo real tridimensional, se tendrá una especie de realidad virtual compartida mundial. En pocas palabras, la capacidad para combinar información, comunicación, audio, video, datos y entretenimiento, seguramente hará surgir una nueva y enorme industria basada en las redes de ordenadores. (Stallings, 1995c).

La introducción ampliamente difundida de redes significará nuevos problemas sociales, éticos y políticos (Laudon, 1995). Sólo se mencionará en forma breve algunos de ellos: un estudio minucioso requiere un libro completo, por lo menos. Una característica popular de muchas redes son los grupos de noticias o quioscos de anuncios en los que la gente puede intercambiar mensajes con individuos de gustos muy parecidos. Mientras los temas estén restringidos a asuntos técnicos o aficiones como la jardinería, no se presentarán muchos problemas.

El problema surge cuando los grupos de noticias tratan temas que a la gente de verdad le importan como la política, la religión o el sexo. Las opiniones expresadas en tales grupos pueden ser profundamente ofensivas para algunas personas de criterio muy cerrado. Además, los mensajes no necesariamente están limitados al texto. Fotografías a color de alta definición e incluso pequeños "videoclips" pueden transmitirse ahora con facilidad por las redes de ordenadores. Algunas personas adoptan una postura de vive y deja vivir, pero otras sienten que enviar cierto material (por ejemplo; pornografía infantil) es simplemente inaceptable. Así pues, el debate sigue causando furor.

Hay gente que ha demandado a los operadores de redes, reclamando que son responsables por el contenido de lo que aquéllas acarrean, como los periódicos y revistas. La respuesta inevitable es que una red es como una compañía de teléfonos o como la oficina de correos y no puede esperarse que los operadores vigilen lo que los usuarios dicen. Por otro lado, si se obligará a los operadores a censurar los mensajes, probablemente optarían por eliminar cualquier cosa que tuviera la más leve posibilidad de causar una demanda en su contra y por lo tanto, violarían el derecho de los usuarios a hablar con libertad. Lo más seguro es que este debate continuará durante un tiempo.

Otra área divertida es el conflicto entre los derechos de los empleados y los derechos de los patrones. Muchas personas leen y escriben correo electrónico en su trabajo.

Algunos patrones han reclamado el derecho a leer y posiblemente censurar los mensajes de los empleados, incluidos los mensajes enviados desde una terminal casera después de las horas de trabajo. No todos los empleados están de acuerdo con esto. (Sipior y Ward, 1995).

Aun si los patrones tienen poder sobre los empleados, ¿esta relación también gobierna a las universidades y estudiantes? En 1994, la Universidad Carnegie-Mellon decidió bloquear la entrada de mensajes de algunos grupos de noticias que trataban el sexo porque la Universidad (sus autoridades) sintió que el material era inapropiado para los pocos alumnos aún menores de edad. Las repercusiones de este suceso tardarán años en disiparse.

Las redes de ordenadores ofrecen la posibilidad de enviar mensajes anónimos. En algunas situaciones, esta capacidad puede ser deseable. Por ejemplo, proporciona un mecanismo para que estudiantes, empleados, ciudadanos y militares, llamen la atención sobre comportamientos ilegales por parte de profesores, oficiales, superiores y políticos, sin miedo a represalias. Por otro lado, en los Estados Unidos de América la Ley otorga específicamente a una persona acusada el derecho de enfrentar y recusar a su acusador en los tribunales. Las acusaciones anónimas, no pueden aceptarse como pruebas.

En pocas palabras, las redes de ordenadores, igual que la imprenta hace 500 años, permiten a los ciudadanos comunes distribuir sus puntos de vista en diferentes formas y a diferentes públicos que antes estaban fuera de su alcance. Esta nueva libertad trae consigo muchos problemas sociales, políticos y morales aún no resueltos.

## ANEXO 1. "GLOSARIO DE TÉRMINOS".

2B+D.- Codificación de línea: 2B1Q.

2B+D.- Canales B, B y D.

AC.- Control de Acceso, (*Access Control*).

ACF.- Campo de Control de Acceso, (*Access Control Field*).

ACK.- Acuse de Recibo, (*Acknowledgement*).

ADM.- Multiplexor de Agregar-Soltar, (*Add-Drop Multiplexer*).

ADPCM.- Modulación Adaptativa por Código de Pulso Diferencial (*Adaptive Differential Pulse Code Modulation*).

ARP.- Protocolo de Resolución de Dirección, (*Address Resolution Protocol*).

ARPA.- Agencia de Investigación de Proyectos Avanzados, (*Advanced Research Projects Agency*).

ARQ.- Requerimiento de Repetición Automático, (*Automatic Repeat Request*).

ASCII.- Código Estándar Americano para el Intercambio de Información, (*American Standard Code for Information Interchange*).

ATM.- Model de Transferencia Asíncrono, (*Asynchronous Transfer Mode*).

BER.- Tasa de Errores de Bit (*Bit Error Rate*).

BOOTP.- *Bootstrap Protocol*.

BRI.- Interfase de Tasa Básica, (*Basic Rate Interface*).

CBR.- Tasa de Bit Constante, (*Constant Bit Rate*).

CCS.- Señalización de Canal Común, (*Common Channel Signaling*).

CCITT.- Comité Consultivo Internacional de Telegrafía y Telefonía, (*Committee Consultative International for Telegraphy and Telephony*).

CDMA.- Acceso Múltiple por División de Código, (*Code Division Multiple Access*).

CIB.- Bit Indicador de CRC 32, (*CRC 32 Indicator Bit*).

CIR.- Tasa de Información Comprometida, (*Committed Information Rate*).

CNM.- Gestión de Red de Cliente, (*Customer Network Management*).

COCF.- Función de Convergencia Orientada a Conexiones, (*Connection-Oriented Convergent Function*).

COM.- Continuación del Mensaje (*Continuation of the Message*).

CPCS.- Subcapa de Convergencia de Parte Común, (*Common Part Convergent Sublayer*).

CPCS-UU.- Subcapa de Convergencia de Parte Común-Indicación Usuario a Usuario, (*Common Part Convergent Sublayer-User to User Indication*).

CRC.- Verificación de Redundancia Cíclica (*Cyclic Redundancy Check*).

CSMA/CD.- Acceso Múltiple por Detección de Portadora/Detección de Colisiones, (*Carrier Sense Multiple Access/Collision Detect*).

CSTA.- Aplicaciones Telefónicas Soportadas por Ordenador, (*Computer Supported Telephony Applications*).

CSU.- Unidad de Servicio de Canal, (*Channel Service Unit*).

DECT.- Telecomunicaciones Digitales Europeas sin Cordón, (*Digital European Cordless Telecommunications*).

DLCI.- Identificador de Conexión de Enlace de Datos, (*Data Link Connection Identifier*).

DNS.- Sistema de Nombres de Dominio, (*Domain Name System*).

DP.- Punto de Detección, (*Detection Point*).

DPDU.- PDU de Capa de Enlace de Datos, (*Data Link Layer PDU*).

DPSK.- PSK Diferencial, (*Differential PSK*).

DSI.- Interpolación Digital de Voz, (*Digital Speech Interpolation*).

DSP.- Parte Específica para el Dominio, (*Domain Specific Part*).

DSU.- Unidad de Datos de Servicio, (*Data Service Unit*).

DTE.- Equipo Terminal de Datos, (*Data Terminal Equipment*).

DTI.- Departamento de Comercio e Industria, (*Department of Trade and Industry*).

DTMF.- Tono Dual, Múltiple Frecuencia, (*Dual Tone Multiple Frequency*).

DNA.- Arquitectura Digital de Red, (*Digital Network Architecture*).

EC.- Comisión Europea, (*European Commission*).

ECMA.- Asociación de Fabricantes de Equipo de Cómputo Europea, (*European Computer Manufacturers Association*).

ECSA.- Asociación de Normas Portadoras de Intercambio, (*Exchange Carriers Standards Association*).

EOM.- Fin del Mensaje, (*End of Message*).

ETSI.- Instituto de Normas de Telecomunicaciones Europeas, (*European Telecommunications Standard Institute*).

FCC.- Comisión Federal de Comunicaciones, (*Federal Communications Commission*).

FDDI.- Interfase de Datos Distribuida por Fibra, (*Fiber Distributed Data Interface*).

FEC.- Control de Errores hacia Adelante, (*Forward Error Control*).

FEC.- Corrección de Errores hacia Adelante, (*Forward Error Correction*).

FECN.- Bit de Notificaciones Explícita de Congestión hacia Adelante, (*Forward Explicit Congestion Notification Bit*).

FRF.- Foro de Frame Relay, (*Frame Relay Forum*).

FTP.- Protocolo de Transferencia de Archivos, (*File Transfer Protocol*).

GSM.- Grupo Especial Móvil, (*Groupe Speciale Mobile*).

GUI.- Interfase Gráfica de Usuario, (*Graphical User Interface*).

HCS.- Secuencia de Verificación de Encabezado, (*Header Check Sequence*).

HDCL.- Control de Enlace de Datos de Alto Nivel, (*High Level Data Link Control*).

HDSL.- Línea de Suscriptor Digital con Alta Tasa de Bits, (*High Bit-Rate Digital Subscriber Line*).

HTTP.- Protocolo de Transferencia de Hipertexto, (*Hyper Texte Transfer Protocol*).

ICF.- Función de Convergencia Isócrona, (*Isochronous Convergence Function*).

ICI.- Interfase de Portadora de Intercambio, (*Interchange Carrier Interface*).

ICIP.- Protocolo ICI, (*ICI Protocol*).

IEEE.- Instituto de Ingenieros en Electricidad y Electrónica, (*Institute of Electrical and Electronic Engineers*).

IGMP.- *Internet Group Multicast Protocol*.

IKE.- *Internet Key Exchange*.

IMPDU.- Unidad de Datos de Protocolo MAC Inicial, (*Inicial MAC Protocol Data Unit*).

IP.- Protocolo de Internet, (*Internet Protocol*).

IPv4.- Protocolo de Internet Versión 4, (*Internet protocol Version 4*).

IPv6.- Protocolo de Internet Versión 6, (*Internet protocol Version 6*).

ISDN.- Red Digital de Servicios Integrados, (*Integrated Services Digital Network*).

ISO.- Organización Internacional de Normas, (*Internacional Standards Organization*).

ISP.- *Internet Service Provider*.

ISUP.- Parte de Usuario de ISDN, (*ISDN User Part*).

ITU.- Unión Internacional de Telecomunicaciones, (*Internacional Telecommunications Union*).

LAN.- Redes de Área Local, (*Local Area Networks*).

LAPB.- Procedimiento de Acceso a Enlaces Balanceado, (*Link Access Procedure Balanced*).

LAPD.- Procedimiento de Acceso a Enlaces para el Canal D, (*Link Access Procedure for the D Channel*).

LT.- Terminación de Línea, (*Line Termination*).

MAN.- Red de Área Metropolitana, (*Metropolitan Area Network*).

MIB.- Base de Información de Gestión, (*Management Information Base*).

MID.- Identificador de Mensaje, (*Message Identifier*).

MMDS.- Servicio de Distribución Multipunto Multicanal, (*Multipoint Multichannel Distribution Service*).

MPLS.- *Multi Protocol Label Switching*.

MSU.- Unidad de Señal de Mensaje, (*Message Signal Unit*).

MTP.- Parte de Transferencia de Mensajes, (*Message Transfer Part*).

N-ISDN.- ISDN de Banda Angosta, (*Narrowband ISDN*).

NAK.- Acuse de Recibo Negativo, (*Negative Acknowledgment*).

NEI.- Identificador de Entidad de Red, (*Network Entity Identifier*).

NIU.- Unidad de Interfase de Red, (*Network Interface Unit*).

MNS.- *Network Management System*.

NNI.- Interfase Red-Nodo (*Network-Node Interface*).

NNI.- Interfase Red-Red, (*Network-to-Network Interface*).

NOC.-*Network Operations Center.*

OSPF.- *Abrir Primero el Trayecto más Corto, (Open Shortest Path First).*

PABX.- *Private Automatic Branch Exchange.*

PBX.- *Private Branch Exchange.*

PCI.- *Protocol Control Information.*

PCM.- *Modulación por Código de Pulso, (Pulse Code Modulation).*

PCMCIA.- *Personal Computer Memory Card Internal Associated.*

PHY.- *Capa Física, (Physical Layer).*

PPTP.- *Poin-to-Point Tunneling Protocol.*

PRI.- *Interfase de Tasa primaria, (Primary Rate Interface).*

PSK.- *Modulación por Desplazamiento de Fase, (Phase Shift Key).*

PSTN.- *Public Switched Telephone Network.*

PT.- *Tipo de carga Útil, (Payload Type).*

PTT.- *Protocolo para Telefonía y Telegrafía.*

PVC.- *Circuito Virtual Permanente, (Permanent Virtual Circuit).*

PVN.- *Red Virtual Permanente, (Private Virtual Network).*

QAM.- *Modulación de Amplitud y Cuadratura, (Quadrature Amplitude Modulation).*

QoS.- *Calida de Servicio, (Quality of Service).*

QPSK.- *Modulación de Cuadratura y Desplazamiento de Fase, (Quadrature Phase Shift Keyed).*

RQ.- *Contador o Temporizador de Solicitudes, (Request Timer).*

SAP.- *Punto de Acceso al Servicio, (Service Access Point).*

SAPI.- *Identificador de Punto de Acceso al Servicio, (Service Access Point Identifier).*

SDDI.- *Especificación de Par trenzado Blindado.*

SDH.- *Jerarquía Digital Síncrona, (Synchronous Digital Hierachy).*

SIR.- *Tasa de Información Sostenida, (Sustained Information Rate).*

SNMP.- *Protocolo Simple de Gestión de Redes, (Simple Network Management Protocol).*

SONET.- *Red Óptica Síncrona, (Synchronous Optical Network).*

SPVC.- *Circuito Virtual Semipermanente, (Semipermanent Virtual Circuit).*

SQL.- *Standard Query Language.*

STDM.- *Multiplexor Estadístico por División en el Tiempo, (Statistical Time Division Multiplexer).*

SVC.- *Circuito Virtual Conmutado, (Switched Virtual Circuit).*

TCP.- *Protocolo de Control de Transmisión, (Transmisión Control Protocol).*

TDM.- *Multiplexión por División en el Tiempo, (Time Division Multiplexing).*

TDMA.- *Acceso Múltiple por División del Tiempo, (Time Division Multiple Access).*

TELNET.- *Protocolo TELNET.*

ToS.- *Tipo de Servicio, (Type of Service).*

TTY.- Teletipo.

UI.- Información no Numerada, (*Unnumbered Information*).

UDP.- *User Datagram Protocol*.

ULP.- Protocolos de Capa Superior, (*Upper Layer Protocols*).

UTP.- Par Trenzado no Blindado, (*Unshielded Twisted Pair*).

VC.- Canal Virtual, (*Virtual Channel*).

VCC.- Conexión de Canal Virtual, (*Virtual Channel Connection*).

VLAN.- *Virtual LAN*.

VPC.- Conexión de Trayectoria Virtual, (*Virtual Path Connection*).

VPN.- Red Privada Virtual, (*Virtual Private Network*).

WAN.- Red de Área Amplia o Extensa, (*Wide Area Network*).

WLAN.- *Wireless LAN*.

## BIBLIOGRAFÍA.

Banke, A. y Badrinath, B. (1995). I-TCP: Indirect TCP for Mobile Hosts. New York: Prentice-Hall.

Barlow, J. P. (1995). Property and Speech: Who Owns What You Say in Cyberspace. USA: Commun of the ACM, vol. 38.

Bates, R. J. (1994). Wireless Networked Communications. New York: Mc Graw-Hill.

Beltrao, A. (1998). Redes de Computadoras, Protocolos y Prestaciones. México: Mc Graw-Hill. Primera Edición.

Bertsekas D. y Gallager R. (1997). Data Networks. New Jersey: Prentice-Hall, Englewood Cliffs.

Black, U. D. (1994). Emerging Communication Technologies. New Jersey: Prentice-Hall, Englewood Cliffs.

Black, U. D. (1995). TCP/IP and Related Protocols. New York: Mc Graw-Hill.

Black, Ulysees. (1999). Redes de Computadoras: Protocolos, Normas e Interfases. México: Mc Graw-Hill.

Carl-Mitchell, S. y Quarterman, J. S. (2001). Practical Internetworking with TCP/IP and UNIX. New Jersey: Addison Wesley.

Clark, D. (1998). Window and Acknowledgement Strategy in TCP. New Jersey: Prentice Hall, Englewood Cliffs.

Comer D. E. (1995). Internetworking with TCP/IP. New Jersey: Prentice-Hall, Englewood Cliffs.

Comer, D. (1996). Redes Globales de Información con Internet y TCP/IP: Principios Básicos, Protocolos y Arquitectura. México: Pearson-Prentice Hall.

Conant, G. E. y Wecker, S. (1996). DNA: An Architecture for Heterogeneous Computer Networks. Toronto: ICC.

De Prycker, M. (1993). Asynchronous Transfer Mode Solution for Broadband ISDN. UK: Ellis Horwood, Second Edition.

De Prycker, M. (1993). Asynchronous Transfer Mode. New York: Ellis Horwood. Second Edition.

Deening, P. J. (1989). The Science of Computing: Worldnet. USA: In American Scientist, 432-434.

Deering, S y Cheriton, R. (2000). Multicast Routing in Datagram Internetworks and Extended LAN's. New Jersey: Prentice- Hall.

Fischer, W et al. (1994). Data Communications Using ATM: Architectures, Protocols and Resource Management. IEEE Magazine, vol. 32.

Floyd, S. y Jacobson, V. (1993). Random Early Detection Gateways for Congestion Avoidance. IEEE/ACM Transactions on Networking. 1(4).

Frank, H. y Chiou, W. (1991). Routing in Computer Networks. New Jersey: Prentice Hall.

Frank, H. y Frish, J. (1991). Comunicacion, Transmission and Transportation Networks. Massachusetts: Addison-Wesley.

Gerla, M. y Kleinrock, I. (1998). Flow Control: A Comparative Survey. *IEEE Transactions on Communications*. USA: IEEE.

Giozza, W.; De Araújo, J. y Moura, J. (1996). Redes Locales de Computadores: Aplicaciones y Tecnologías. México: Mc Graw-Hill.

González, Néstor. (1999). Comunicaciones y Redes de Procesamiento de Datos. México: Mc Graw-Hill.

Green, Paul. (1992). Computer Network Architectures and Protocols. New York: Plenum Press, Second Edition.

Huitema, C. (1995). Routing in the Internet. New Jersey: Prentice-Hall, Englewood Cliffs.

International Organization for Standardization. (1987a). Information Processing Systems –Open Systems Interconnection- Specification of Basic Specification of Abstract Syntax Notation One (ASN.1). International Standard number 8824, ISO, Switzerland.

International Organization for Standardization. (1987b). Information Processing Systems –Open Systems Interconnection – Specification of Basic Encoding Rules for Abstract Syntax Notation One (ASN.1). International Standard number 8825, ISO, Switzerland.

International Organization for Standardization. (1988a). Information Processing Systems –Open Systems Interconnection- Management Information Protocol Definition, Part 2: Common Management Information Protocol. Draft International Standard number 9596-2.

Latif, A., Rowland, E. J. y Adams, R. H. (1992). The IBM LAN Bridge. IEEE Network Magazine.

Laudon, K. C. (1995). "Ethical Concepts and Information Technology". Comun of the AMC, vol. 38. pp. 33-39, Dec. 1995.

Madrón, A. (1997). Redes de Computadoras. México: Mc Graw-Hill.

Menascé, D. A. y Schwabe, D. (1994). Redes de Computadoras. Buenos Aires: Ed. Campus.

Milenkovic, Anton. (1998). Sistemas Operativos. México: Mc Graw-Hill.

Novel, Inc. (1995). Introducción a Novel: Manual de Referencia. México: Novel Incorporation.

Perlman, R. (1992). Interconnections: Bridges and Routers. New Jersey: Addison Wesley.

Rose, M. (1993). The Internet Message. New Jersey: Prentice Hall, Engewood Cliffs.

Rosenthal, R. (Ed.). The Selection of Local Area Computer Networks. USA: National Bureau of Standards Special Publications.

Santifaller, M. (1994). TCP/IP and ONC/NFS. New Jersey: Addison Wesley.

Schwartz, M. y Stern, T. (1999). IEEE Transactions on Communications. USA: COM-28 (4), 539-552.

Sipior, J. C. y Ward, B. T. (1995). « The Ethical and Legal Quandary of E-mails Privacy ». Comun of the AMC, vol. 38, pp. 48-54, Dec. 1995.

SNA, (1995). IBM System Network Architecture – General Information. North Carolina: IBM System Development Division, Publications Center Department.

Stallings, W. (1995a). ISDN and Broadband ISDN with Frame Relay and ATM. New Jersey: Prentice Hall.

Stallings, W. (1995b). Network and Internetwork Security. New Jersey: Prentice Hall.

Stallings, W. (1995c). Protect your Privacy: The PGP User's Guide. New Jersey: Prentice Hall.

Stallings, W. (1999). Data and Computer Communications. New York: Macmillan Edition.

Tanenbaum, ~~Andrews~~. (1997). Redes de Computadoras. México: Pearson/Prentice-Hall. Tercera Edición.

Tanenbaum, A. (1981). Computer Networks: Toward Distributed Processing Systems. New Jersey: Prentice-Hall, Englewood Cliffs.

Tanenbaum, A. S. (1991). Computer Networks. New Jersey: Prentice Hall, Englewood Cliffs.

Villamizan, C. y Song, C. (1995). High Performance TCP in ANSNET. USA: Mc Graw-Hill.

Yeh, H., Hluchyj, M y Acampora, A. (1997). The Knockout Switch: A Simple, Modular Architecture for High-Performance Packet Switching. USA: IEEE Edition.

## ÍNDICE.

Objetivo General.	1
Objetivos Particulares.	1
Introducción.	2

### **CAPÍTULO I. RED DE TRANSMISIÓN DE DATOS.**

I.1.- Introducción.	3
I.2.- Elementos de una Red.	6
I.3.- Topologías y Métodos para Acceder a las Redes.	9
I.4.- Características de las Topologías de una Red.	10
I.4.1.- Red Tipo Anillo.	10
I.4.2.- Red Tipo Bus o Lineal.	11
I.4.3.- Red Tipo Árbol o Estrella.	13
I.5.- Técnicas de Comunicación.	16
I.6.- Redes Locales en el Mercado.	17
I.6.1.- Red Local Arcnet.	17
I.6.2.- Red Local Ethernet.	18
I.6.3.- Red Token – Ring.	20

### **CAPÍTULO II. ELEMENTOS DE ELECTRÓNICA DIGITAL.**

II.1.- Introducción.	22
II.2.- Concepto de Microprocesador y Microcontrolador.	22
II.3.- Sistemas con Microprocesador.	27
II.4.- Programación de Microprocesadores.	28
II.5.- Estructura de Microprocesadores.	31
II.5.1.- Microprocesadores de 8 bits.	31
II.5.2.- Microprocesadores de 16 bits.	36
II.5.3.- Microprocesadores de 32 bits.	42
II.5.4.- Microprocesadores de 64 bits.	45
II.6.- Microprocesadores.	49
II.7.- Procesadores de Señales (DSP).	53
II.8.- Conclusión.	54

### **CAPÍTULO III. OPTOELECTRÓNICA.**

III.1.- Interacción Electro-Óptica en Uniones Semiconductoras.	56
III.2.- Diodos Emisores de la Luz.	60
III.3.- Características de Operaciones de los LED.	66
III.4.- Diodos Láser.	68
III.5.- Análisis Comparativo de las Fuentes Ópticas.	71
III.6.- Circuitos de Excitación.	73
III.7.- Diseño de un Transmisor Óptico que Utiliza como Fuente Luminosa Un Diodo Láser Simulado.	74
III.8.- Circuito de Excitación para Diodos Láser.	80

III.9.- Elección del Circuito de Control para el Diodo Láser.	86
III.10.- Diseño del Circuito de Control para Regular la Potencia Óptica Del Diodo Láser.	87
III.11.- Circuito de Control de la Corriente de Modulación.	90
III.12.- Mediciones Experimentales del Transmisor.	92
III.13.- Diseño del Circuito de Protección contra Transitorios para Transmisores con Diodo Láser.	97
III.14.- Fotodetectores.	109
III.15.- Fotodetectores PIN.	111
III.16.- Fotodetectores de Avalancha.	117
III.17.- Receptores Ópticos para Sistemas de Transmisión Analógica.	121
III.18.- Receptores Ópticos para Sistemas de Transmisión Digital.	123
III.19.- Ruido en Receptores Ópticos.	125
III.20.- Ruido de Fotodetectores.	131
III.21.- Ruido en Preamplificadores.	132
III.22.- Preamplificadores Ópticos.	136
III.23.- Preamplificadores de Trans-impedancia.	141
III.24.- Configuraciones de Preamplificadores de Trans-impedancia.	150
III.25.- Amplificador con Control Automático de Ganancia.	163

## **CAPÍTULO IV.**

### **FIBRA ÓPTICA.**

IV.1.- Introducción al Diseño de Sistemas de Comunicación por Fibras Ópticas.	167
IV.2.- Requerimientos del Sistema.	167
IV.3.- Arreglo del Sistema.	174
IV.4.- Nivel de Potencia Óptica Requerida.	178
IV.5.- Plan de Especificaciones.	179
IV.6.- Selección de la Fibra Óptica.	180
IV.7.- Análisis de Ancho de Banda.	184
IV.8.- Selección del Transmisor.	186
IV.9.- Selección del Receptor.	188
IV.10.- Revisión del Sistema.	190
IV.11.- Multiplexaje en Longitud de Onda.	198

<b>CONCLUSIONES.</b>	202
<b>ANEXO 1. "GLOSARIO DE TÉRMINOS".</b>	207
<b>BIBLIOGRAFÍA.</b>	212
<b>ÍNDICE.</b>	217