

881202  
19  
24

ESCUELA DE INGENIERIA  
DE LA UNIVERSIDAD AMHUAC,  
con Estudios Incorporados  
a la U. N. A. M.

Tesis Licenciatura con el título: "Análisis,  
diseño, medición experimental y simulación por  
computadora de un receptor optico para señales  
digitales".

Tesis que para obtener el título de Ingeniero  
Mecánico Eléctrico, Area de Sistemas Eléctricos  
y Electrónicos, presenta el alumno:  
Oliver Salazar Marco Antonio.

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

U. N. A. M.  
Dirección General de Incorporación  
y Revalidación de Estudios  
NOV 8 1986  
RECIBIDO  
SERVICIO ESTUDIOS  
PROFESIONALES



Universidad Nacional  
Autónoma de México



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

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

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

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

## INDICE

### CAPITULO I LA TELECOMUNICACION

|         |   |      |
|---------|---|------|
| 1.1     | INTRODUCCION. . . . .   | 1-1  |
| 1.2     | DESARROLLO DE SISTEMAS DE TELECOMUNICACION. . . . .                           | 1-1  |
| 1.3     | DIVERSOS SISTEMAS DE TELECOMUNICACION EN EL SECTOR<br>ELECTRICO. . . . .      | 1-2  |
| 1.3.1   | TRANSMISION DE SEÑALES POR CABLE. . . . .                                     | 1-3  |
| 1.3.1.1 | LINEAS DE TRANSMISION POR CABLE ELECTRICO. . . . .                            | 1-3  |
| 1.3.1.2 | LINEAS DE TRANSMISION POR CABLE OPTICO. . . . .                               | 1-6  |
| 1.3.2   | TRANSMISION RADIADE DE SEÑALES. . . . .                                       | 1-9  |
| 1.4     | SELECCION DE SISTEMAS DE TELECOMUNICACION. . . . .                            | 1-10 |
| 1.5     | NECESIDADES PRESENTES Y FUTURAS DE<br>TELECOMUNICACION EN MEXICO. . . . .     | 1-12 |
| 1.6     | JUSTIFICACION ECONOMICA EN EL EMPLEO DE SISTEMAS<br>POR FIBRA OPTICA. . . . . | 1-13 |
| 1.6.1   | ECONOMIA ENTRE SISTEMAS OPTICOS Y RADIAADOS. . . . .                          | 1-13 |
| 1.6.2   | ECONOMIA ENTRE SISTEMAS OPTICOS Y POR CABLE<br>CONVENCIONAL. . . . .          | 1-18 |

## I N D I C E

### CAPITULO 2 DISEÑO DE CIRCUITOS AUXILIADO POR COMPUTADORA

|          |   |      |
|----------|---|------|
| 2.1      | INTRODUCCION. . . . .   | 2-1  |
| 2.2      | LA SIMULACION POR COMPUTADORA Y LOS MODELOS EMPLEADOS. . . . .      | 2-1  |
| 2.3      | SIMULACION DE CIRCUITOS POR COMPUTADORA (SPICE). . . . .            | 2-3  |
| 2.3.1    | EL MODELAO DEL TRANSISTOR. . . . .                                  | 2-5  |
| 2.3.2    | ANALISIS GENERAL DEL CIRCUITO. . . . .                              | 2-5  |
| 2.3.3    | PROCEDIMIENTO DE SOLUCION. . . . .                                  | 2-6  |
| 2.3.4    | IMPORTANCIA DE LAS GRAFICAS EN SISTEMAS CAD PARA CIRCUITOS. . . . . | 2-6  |
| 2.3.5    | PROGRAMAS DE ORDENAMIENTO DE SALIDA EN CIRCUITOS. . . . .           | 2-7  |
| 2.3.6    | PROGRAMAS REQUERIDOS EN SISTEMAS CAD. . . . .                       | 2-7  |
| 2.3.7    | MODELAO DE DISPOSITIVOS PARA SISTEMAS CAD. . . . .                  | 2-8  |
| 2.3.8    | TIPOS DE MODELOS. . . . .   | 2-9  |
| 2.3.9    | MODELOS DEL DIODO Y TRANSISTOR. . . . .                             | 2-9  |
| 2.3.9.1  | MODELOS DE LOGICA SERIAL. . . . .                                   | 2-9  |
| 2.3.9.2  | MODELOS PIEZOLINEALES. . . . .                                      | 2-9  |
| 2.3.9.3  | MODELOS DE GRAN SERIAL. . . . .                                     | 2-9  |
| 2.3.10   | MEASION Y EVALUACION DE PARAMETROS DEL MODELO. . . . .              | 2-10 |
| 2.3.10.1 | INFORMACION EMPLEADA DE HOJAS DEL FABRICANTE. . . . .               | 2-10 |
| 2.3.11   | PRECISION EN LA SOLUCION Y COMPLEJIDAD DEL MODELO. . . . .          | 2-10 |
| 2.3.11.1 | COMPLEJIDAD DEL MODELO. . . . .                                     | 2-10 |
| 2.3.11.2 | COMPROMISOS ENTRE EXACTITUD Y COMPLEJIDAD. . . . .                  | 2-11 |
| 2.3.12   | CARACTERISTICAS DEL PROGRAMA SPICE. . . . .                         | 2-11 |

## I N D I C E

### CAPITULO 3 SISTEMAS DE RECEPCION PARA FIBRAS OPTICAS

|           |   |      |
|-----------|---|------|
| 3.1       | INTRODUCCION. . . . .   | 3-1  |
| 3.2       | GENERALIDADES. . . . .  | 3-1  |
| 3.3       | SISTEMA GENERAL DE TELECOMUNICACIONES POR FIBRA OPTICA. . . . .         | 3-2  |
| 3.4       | TRANSMISION POR FIBRA OPTICA DE SEÑALES ANALOGICAS Y DIGITALES. . . . . | 3-2  |
| 3.4.1     | TRANSMISION POR FIBRA OPTICA DE SEÑALES ANALOGICAS. . . . .             | 3-3  |
| 3.4.2     | TRANSMISION POR FIBRA OPTICA DE SEÑALES DIGITALES. . . . .              | 3-3  |
| 3.5       | ANALISIS TEORICO DEL RECEPTOR OPTICO. . . . .                           | 3-4  |
| 3.5.1     | DISPOSITIVOS Y CIRCUITOS QUE CONSTITUYEN EL RECEPTOR OPTICO. . . . .    | 3-5  |
| 3.5.2     | DISPOSITIVOS FOTODETECTORES. . . . .                                    | 3-7  |
| 3.5.2.1   | FOTODIODOS P-I-N. . . . .   | 3-8  |
| 3.5.2.2   | FOTODIODOS DE AVALANCHA (APD). . . . .                                  | 3-12 |
| 3.5.3     | ANALISIS DE RUIDO EN EL RECEPTOR OPTICO. . . . .                        | 3-15 |
| 3.5.4     | EFFECTOS DE RUIDO EN CONFIGS. FUENTE COMUN Y EMISOR COMUN. . . . .      | 3-19 |
| 3.5.4.1   | CONFIGURACION DE FUENTE COMUN (FET). . . . .                            | 3-20 |
| 3.5.4.2   | CONFIGURACION DE EMISOR COMUN (BJT). . . . .                            | 3-21 |
| 3.5.4.2.1 | OPTIMIZACION DE LA CORRIENTE DE COLECTOR. . . . .                       | 3-21 |
| 3.5.4.3   | COMPARACION ENTRE BJT Y FET. . . . .                                    | 3-22 |
| 3.5.5     | DISEÑO PRACTICO Y RUIDO EN LA ETAPA DE PREAMPLIFICACION. . . . .        | 3-23 |
| 3.5.6     | OPTIMIZACION EN EL AMPLIFICADOR DE TRANSIMPEDANCIA. . . . .             | 3-26 |
| 3.5.7     | RECEPTORES DIGITALES. . . . .   | 3-28 |
| 3.5.7.1   | SENSIBILIDAD. . . . .   | 3-29 |
| 3.5.7.2   | APROX. GAUSSIANA Y DISTRIB. DE PROBABILIDADES. . . . .                  | 3-29 |
| 3.5.7.3   | EMPLEO DE FOTODIODOS P-I-N. . . . .                                     | 3-32 |
| 3.5.7.4   | EMPLEO DE FOTODIODOS DE AVALANCHA (APD). . . . .                        | 3-33 |
| 3.5.8     | RECEPTORES ANALOGICOS. . . . .  | 3-35 |
| 3.5.8.1   | FOTODIODOS P-I-N EN RECEPTORES ANALOGICOS. . . . .                      | 3-36 |
| 3.5.8.2   | FOTODIODOS (APD) EN RECEPTORES ANALOGICOS. . . . .                      | 3-39 |
| 3.5.9     | CONTROL DE LA DISPERSION DE LA SEÑAL MEDIANTE EL IGUALADOR. . . . .     | 3-39 |
| 3.5.10    | EFFECTO DEL FILTRO EN EL RECEPTOR. . . . .                              | 3-41 |

## I N D I C E

### CAPITULO 4 ANALISIS TEORICO Y DISEÑO DEL RECEPTOR OPTICO

|       |   |      |
|-------|---|------|
| 4.1   | INTRODUCCION. . . . .   | 4-1  |
| 4.2   | SELECCION DE UNA CONFIGURACION DE PREAMPLIFICACION<br>Y DE UN TIPO DE DISPOSITIVO SEMICONDUCTOR. . . . .      | 4-1  |
| 4.3   | ANALISIS TEORICO DEL PREAMPLIFICADOR DE<br>TRANSIMPEDANCIA EN MALLA ABIERTA. . . . .                          | 4-5  |
| 4.3.1 | ANALISIS EN $C_0$ DEL PREAMPLIFICADOR DE<br>TRANSIMPEDANCIA. . . . .  | 4-6  |
| 4.3.2 | ANALISIS EN $C_A$ DEL PREAMPLIFICADOR DE<br>TRANSIMPEDANCIA. . . . .  | 4-7  |
| 4.3.3 | EVALUACION DE LA FRECUENCIA ALTA DE CORTE A<br>PARTIR DE LOS POLOS DE LA FUNCION DE<br>TRANSFERENCIA. . . . . | 4-11 |
| 4.4   | DISEÑO DEL PREAMPLIFICADOR DE TRANSIMPEDANCIA EN<br>MALLA ABIERTA. . . . .                                    | 4-13 |
| 4.5   | ANALISIS TEORICO DEL PREAMPLIFICADOR DE<br>TRANSIMPEDANCIA EN MALLA CERRADA. . . . .                          | 4-17 |
| 4.6   | DISEÑO DEL PREAMPLIFICADOR DE TRANSIMPEDANCIA EN<br>MALLA CERRADA. . . . .                                    | 4-22 |
| 4.7   | ANALISIS TEORICO DE LA ETAPA DE<br>POSTAMPLIFICACION. . . . .   | 4-27 |
| 4.8   | DISEÑO DE LA ETAPA DE POSTAMPLIFICACION. . . . .  | 4-31 |
| 4.9   | ANALISIS TEORICO DE LA ETAPA DE SALIDA. . . . .   | 4-33 |
| 4.10  | DISEÑO DE LA ETAPA DE SALIDA. . . . .   | 4-35 |
| 4.11  | DIMENSIONAMIENTO DEL CIRCUITO RECEPTOR. . . . .   | 4-36 |

## I N D I C E

### CAPITULO 5 SIMULACION Y MEDICION EXPERIMENTAL DEL RECEPTOR

|       |  |      |
|-------|--|------|
| 5.1   | INTRODUCCION. . . . .  | 5-1  |
| 5.2   | SIMULACION DEL CIRCUITO RECEPTOR MEDIANTE EL<br>PROGRAMA SPICE. . . . .      | 5-1  |
| 5.2.1 | SIMULACION DEL AMPLIFICADOR DE TRANSIMPEDANCIA<br>EN MALLA ABIERTA. . . . .  | 5-2  |
| 5.2.2 | SIMULACION DEL AMPLIFICADOR DE TRANSIMPEDANCIA<br>EN MALLA CERRADA. . . . .  | 5-2  |
| 5.2.3 | SIMULACION DE LA ETAPA DE POSTAMPLIFICACION. . . . .                         | 5-3  |
| 5.2.4 | SIMULACION DE LA ETAPA DE SALIDA. . . . .                                    | 5-3  |
| 5.2.5 | SIMULACION DEL CIRCUITO RECEPTOR. . . . .                                    | 5-4  |
| 5.3   | PRUEBAS Y MEDICION DE PARAMETROS EN EL CIRCUITO<br>RECEPTOR. . . . .         | 5-4  |
| 5.3.1 | MEDICION DEL PREAMPLIFICADOR DE TRANSIMPEDANCIA<br>EN MALLA ABIERTA. . . . . | 5-5  |
| 5.3.2 | MEDICION DEL PREAMPLIFICADOR DE TRANSIMPEDANCIA<br>EN MALLA CERRADA. . . . . | 5-7  |
| 5.3.3 | MEDICION DE LA ETAPA DE POSTAMPLIFICACION. . . . .                           | 5-9  |
| 5.3.4 | MEDICION DE LA ETAPA DE SALIDA. . . . .                                      | 5-11 |
| 5.3.5 | MEDICION DEL CIRCUITO RECEPTOR. . . . .                                      | 5-12 |

## I N D I C E

### CAPITULO 6 CONFIABILIDAD DE LA SIMULACION

|       |  |      |
|-------|--|------|
| 6.1   | INTRODUCCION. . . . .  | 6-1  |
| 6.2   | IMPORTANCIA DEL ASPECTO TEORICO. . . . .   | 6-1  |
| 6.3   | ANALISIS DE PARAMETROS DE DISEÑO, SIMULACION Y<br>MEDICION EXPERIMENTAL. . . . . | 6-1  |
| 6.3.1 | ANALISIS DE PARAMETROS DE DISEÑO Y DE LA<br>SIMULACION. . . . .                  | 6-3  |
| 6.3.2 | ANALISIS DE PARAMETROS DE DISEÑO Y MEDIDOS<br>EXPERIMENTALMENTE. . . . .         | 6-4  |
| 6.3.3 | ANALISIS DE PARAMETROS SIMULADOS Y MEDIDOS. . . . .                              | 6-5  |
| 6.4   | CONFIABILIDAD DE LA SIMULACION. . . . .  | 6-6  |
| 6.5   | COSTO APPROXIMADO DEL CIRCUITO RECEPTOR. . . . .                                 | 6-7  |
| 6.6   | CONCLUSIONES. . . . .  | 6-8  |
| 6.7   | COMENTARIOS. . . . .   | 6-10 |



## **CAPITULO 1**

### **LA TELECOMUNICACION**

#### **1.1 INTRODUCCION.**

En el presente capítulo se hace referencia a la imperiosa necesidad que ha tenido el hombre de comunicarse. Se mencionan los sistemas más frecuentemente empleados para dicho fin, y se establece una comparación entre ellos según sus aplicaciones, especialmente dentro del sector eléctrico.

Se habla de ciertos aspectos que deben ser considerados para elegir un sistema en especial, y se establece que el desarrollo de esos sistemas está en función de la satisfacción de necesidades más complejas, bajo un campo de aplicación específico.

#### **1.2 DESARROLLO DE SISTEMAS DE TELECOMUNICACION.**

Desde sus orígenes, el hombre tuvo la necesidad de expresar sus ideas, sensaciones y experiencias, como una forma de sobrevivir y trascender. Con el paso del tiempo creó diversas formas de expresión, mismas que han repercutido en el surgimiento de los lenguajes y los alfabetos. En las sociedades, la comunicación siempre ha sido un factor decisivo para el desarrollo. Como consecuencia de esto surgió la necesidad de comunicarse a largas distancias, dando origen a la telecomunicación (TELE viene del Griego DISTANCIA).

Inicialmente el hombre fue el portador del mensaje, empleando tiempos de señalización relativamente largos. El tiempo de señalización es el tiempo que toma a un mensaje, ir desde su lugar de origen hasta su destino [1].

## LA TELECOMUNICACION

En su lucha por reducir este tiempo, recurrió a formas más veloces de comunicación, como son la transmisión de mensajes de un hombre a otro (carreras de relevos), empleo de camellos, caballos, etc.

Posteriormente tuvo la idea de codificar los mensajes, buscando nuevas maneras de transmitirlos. Surgieron diversos medios, entre los cuales se pueden mencionar las señales manuales, señalización con humo, empleo de banderas, sonido de tambores, toque de cuernos, manejo de espejos, disparo de cañones, uso de faros y semáforos de varios tipos. A partir de este momento el hombre dejaba de ser el portador de mensajes a larga distancia, logrando una consecuente reducción del tiempo de señalización.

Sin embargo estos métodos eran adecuados hasta la limitación de distancia a la cual pudieran ser percibidos por el hombre, mediante la vista o el oído.

Un método para transmitir señales a mayores distancias sin aquella limitación, fue el adiestramiento de palomas mensajeras. La restricción era el riesgo de interceptación por cazadores o aves mayores, que impedian la llegada del mensaje a su destino.

La revolución en la telecomunicación surgió con el desarrollo de técnicas electromagnéticas para la transmisión de mensajes, logrando los menores tiempos de transmisión. En estas técnicas se transmite modulando la señal de información. Modular una señal consiste en variar en forma proporcional a la señal de información, la amplitud, la fase o la frecuencia de una señal auxiliar llamada portadora.

Dentro de la telecomunicación por modulación de señales, se pueden distinguir dos medios de comunicación; transmisión de señales por cable, y transmisión radiada de señales.

### 1.3 DIVERSOS SISTEMAS DE TELECOMUNICACION EN EL SECTOR ELECTRICO.

Características y aplicaciones; ventajas y desventajas.

En lo que respecta al sector eléctrico se manejan varios sistemas de telecomunicación enfocados hacia aplicaciones tales como teleproceso, telecomunicación, telemetría, telecontrol, etc. Un análisis más profundo sobre la clasificación hecha en la sección anterior, permitirá tener una idea de los principales sistemas de telecomunicación en dicho sector, así como de sus respectivos campos de aplicación.

## LA TELECOMUNICACION

### 1.3.1 TRANSMISION DE SEÑALES POR CABLE.

Como su nombre lo indica, la transmisión es mediante cable y en su empleo se requiere la existencia de repetidores localizados a determinadas distancias para regenerar y compensar la señal, dadas las pérdidas y distorsión en el mismo medio.

El cableado entre puntos distantes lo constituyen las líneas de transmisión, que pueden estar formadas por cable eléctrico o bien por cable óptico.

#### 1.3.1.1 LINEAS DE TRANSMISION POR CABLE ELECTRICO. -

En este tipo de líneas se consideran transmisiones desde señales de corriente directa como es el caso de la telegrafía, hasta la señalización por corriente alterna. En esta última se ha incrementando gradualmente el espectro de frecuencia de trabajo, desde señalización telefónica (300 a 3000 Hz) hasta señales de muy alta frecuencia (MHz).

Las características de transmisión en este tipo de líneas están en función de la conductividad, diámetro y espaciamiento entre conductores, así como de la constante dieléctrica del aislamiento, impedancia característica y la constante de propagación de los mismos. Se pueden distinguir tres tipos de cable [2].

1. Cable de un solo conductor (puede ser de varios hilos). El cablear con el único propósito de comunicar dos puntos lejanos resulta altamente incostruible. La adaptación de este tipo de telecomunicación se encuentra en el sistema OPLAT (onda portadora por línea de alta tensión) [3], [4], donde se aprovechan las líneas de alta tensión trifásica como medio de comunicación para transmitir señales de radio de baja frecuencia. Aquí se emplean ciertos dispositivos como trampas de onda, capacitores de acoplamiento y filtros complejos. La ventaja en este sistema es la omisión de repetidores, que implica poco equipo y con ello, bajos costos de operación. Se transmite por BLU (banda lateral única), con un rango de frecuencias entre 30 y 500 KHz.

La figura 1.1 muestra un esquema de este tipo de telecomunicación.

## LA TELECOMUNICACION

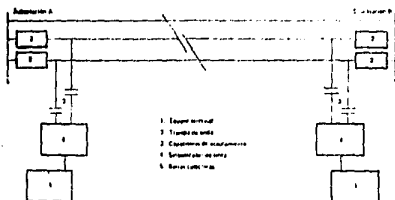


Figura 1.1. Sistema de telecomunicación OPLAT.

Entre las desventajas del OPLAT se tiene el ruido de la línea de alta tensión que produce interferencia en la señal. Aunado a esto, la atenuación de la señal es considerable y el costo de los capacitores de acoplamiento es elevado.

El sistema de telecomunicación OPSA (onda portadora por subconductores aislados) es otro sistema de transmisión de señales, esta vez, por los subconductores de una misma fase de la línea de alta tensión [3]. Se cuenta con un número de canales de voz que va de 12 a 24, con un mejor uso del espectro. Las trampas de onda son substituidas por dispositivos más sencillos y de menor costo.

Otro sistema de transmisión de señales por medio de conductores es el de OPHGA (onda portadora por hilo de guarda aislado) [3]. El hilo de guarda proporciona un medio de comunicación cuando se aísla adecuadamente de sus conexiones a tierra, de forma que no se altere la protección a la línea contra descargas atmosféricas. Se contemplan anchos de banda de 6 a 500 KHz. Como ventajas se tiene un mayor número de canales que el OPLAT; el equipo de acoplamiento se conecta a la línea de alta tensión, haciendo más económico y simple su mantenimiento. Como desventaja, el costo de implantación es proporcional a la longitud, por lo que a largas distancias es más costoso el sistema OPLAT.

Por lo general los sistemas OPLAT, OPSA y OPHGA están afectados por disturbios diversos, como el ruido debido a los campos que son consecuencia de las altas corrientes de línea.

Estos tres sistemas tienen aplicación en transmisión, control y distribución de señales de telemando, telemetría, teleproceso,

## LA TELECOMUNICACION

telecontrol, telegrafía y teleprotección exclusivamente en los sectores eléctricos de potencia.

2. Cable trenzado o enredado (telefónico). El cable dedicado está formado por pares telefónicos trenzados y se aplica para comunicar puntos cercanos, dada su susceptibilidad a interferencia electromagnética. Para controlar esto, se emplean blindajes y aislamientos adecuados [2]. Las ventajas en su elección son básicamente su bajo costo y su fabricación nacional. La principal limitante es su reducido ancho de banda.

Sus aplicaciones están referidas a telefonía principalmente (ya que presenta la posibilidad de multicanalización de señales), teleprotección, telealimentación y telediagnóstico.

El cable aéreo es una variante del anterior y consiste en un cable de guarda no aislado que permite una buena confiabilidad. Lleva varios pares telefónicos, donde cada uno puede manejar 12 canales, lo que justifica su uso en regiones de alta demanda de comunicaciones. Entre sus desventajas se presenta la atenuación de la señal en los pares y un alto costo de adquisición. Además requiere de repetidores a intervalos cortos y no se justifica su uso en tramos largos (más de 30 Kms. aproximadamente).

La figura 1.2 muestra un corte transversal de un cable aéreo.

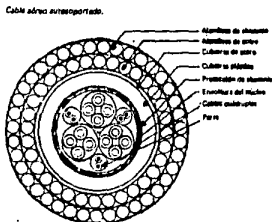


Figura 1.2. Cable aéreo.

3. Cable coaxial. El uso de este tipo de cable se justifica cuando se trabaja a altas frecuencias (radiofrecuencia) [2], [3]. Su estructura consiste en un conductor central rodeado por otro concéntrico. Su aplicación se centra en transferencia de control y

## LA TELECOMUNICACION

señales de alarma desde o hacia repetidores remotos. Como característica de este cable se puede mencionar un excelente blindaje contra señales extrañas. Sin embargo en bajas frecuencias, donde el área afectada por el efecto piel (efecto Skin) es comparable con el espesor del conductor externo, el blindaje es ineficaz. Su principal inconveniente radica en la atenuación de la señal después de ciertas distancias y su costo es elevado.

La figura 1.3 muestra una gráfica de atenuación contra ancho de banda de modulación para ciertos cables coaxiales comerciales (medición de atenuación a una longitud de 100 pies).

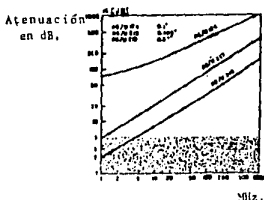


Fig. 1.3. Gráfica de atenuación de la señal contra ancho de banda.

### 1.3.1.2 LINEAS DE TRANSMISION POR CABLE OPTICO. -

Dentro de las líneas de transmisión ha surgido recientemente la comunicación de señales ópticas, a través de una fibra de silicio con propiedades reflectivas muy particulares, conocida con el nombre de fibra óptica.

En este tipo de transmisión se puede trabajar en el espectro de longitudes de onda  $\lambda$ , desde la luz visible, hasta el infrarrojo cercano [5].

En los sistemas actuales de comunicación mediante fibra óptica se presentan diversas ventajas tales como inmunidad a interferencia electromagnética (incluyendo transitorios), ancho de banda grande,

## LA TELECOMUNICACION

aislamiento eléctrico, poco peso, bajos niveles de diafonía, inmunidad a efectos térmicos en la transmisión, etc. Pese a ello, también existen ciertas desventajas tales como el ruido asociado en la etapa de recepción -que es alto y depende de la sensibilidad del receptor-, costos altos de operación, empleo de repetidores y atenuación de señal en las fibras existentes en la actualidad. Aunado a esto el cableado, manejo, empalmado y acoplamiento entre las fibras, implican consideraciones especiales en su aplicación.

Los sistemas de telecomunicación por fibra óptica están en etapa de desarrollo, y se esperan grandes avances tecnológicos, así como reducciones en costos de producción y operación. No obstante su reciente surgimiento, se han logrado avances importantes tales como el desarrollo de diversas fibras, con diferentes índices de refracción.

La aplicación de fibra óptica se hace más adecuada en sistemas de transmisión multicanalizados, ya que el costo por canal se incrementa lentamente según aumenta el número de éstos. Esta disminución es mucho más marcada que en los sistemas por cable trenzado o coaxial.

En el sector eléctrico las distancias de transmisión bajo este tipo de sistema se pueden clasificar en:

1. Transmisión a corta distancia (hasta 1 Km), donde debe existir una adecuada justificación en la preferencia de este tipo de sistema. Las aplicaciones se encuentran en telemetría, interconexión entre sistemas de procesamiento de datos, etc., donde se pueden emplear fibra de alta pérdida y diodos emisores de luz (LEDs), que implican bajos costos.
2. Transmisión a media distancia (entre 1 y 30 Kms), donde se justifica su elección en el manejo de grandes cantidades de información -cuando es necesario un ancho de banda grande-, sin importar la desventaja de atenuación en la señal. Se aplica a enlaces urbanos, como son los enlaces digitales en la red telefónica, logrando un menor costo por canal.

En la figura 1.4 se grafica atenuación contra ancho de banda en fibras ópticas.

## LA TELECOMUNICACION

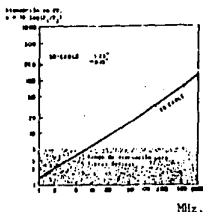


Fig. 1.4. Gráfica de atenuación en función del ancho de banda en fibras ópticas.

La figura 1.5 es una comparación entre los costos en sistemas de telecomunicación analógica, digital convencional y digital vía fibra óptica.

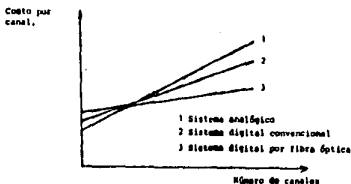


Fig 1.5. Comparación entre sistemas de telecomunicación.

3. Transmisión a larga distancia (a partir de 30 Kms.). Es poco conveniente el empleo de sistemas por fibra óptica, ya que se requiere un cierto número de repetidores a lo largo de la misma. El empleo de microondas puede resultar más adecuado, sin embargo se efectúan investigaciones sobre el empleo de fibras unimodo para transmisiones eficientes a larga distancia.



## LA TELECOMUNICACION

### 1.3.2 TRANSMISION RADIADA DE SEÑALES.

Este tipo de transmisión se basa en la radiación de la señal. Se transmite la información dentro de ciertos rangos de frecuencia, con la consecuente modulación en amplitud o frecuencia de la portadora. Al transmitir señales a frecuencias muy elevadas, la portadora tiene longitudes de onda del orden de centímetros. Esta es la transmisión por microondas. Diversas aplicaciones de este tipo de transmisión han surgido en tiempos recientes, como es el caso de comunicación vía satélite. Este medio de telecomunicación tiene la característica de enviar señales radiadas, siendo el medio de transmisión el espacio libre. Se transmite en diferentes rangos de frecuencia, denominados bandas VHF (30 a 300 MHz.), UHF (300 a 3000 MHz.) y SHF (3 a 30 GHz.).

Como ventajas en este tipo de comunicación se tienen la independencia de la línea de transmisión eléctrica, transmisión a largas distancias y manejo de un gran número de receptores [4]. Se pueden considerar dos dificultades básicas en radio; la asignación de bandas de frecuencia y la interrupción de la transmisión por diversos obstáculos físicos. En la primera, el grado de interferencia se aumenta con el incremento en el número de canales. La interrupción de la señal se presenta principalmente en las grandes ciudades por sus construcciones.

La banda VHF, donde se cuenta con canales de voz y transmisión de información codificada, se emplea en aquellos puntos donde no existe otro tipo de comunicación, con ventajas tales como flexibilidad en operación y adaptabilidad a diversas situaciones. Como desventajas se tienen una capacidad limitada de información, bajo alcance y congestión de frecuencias [3].

Los canales en la frecuencia de UHF manejan una buena calidad de señal, así como una alta directividad que permite un mejor empleo del espectro de frecuencias. Como desventajas se tiene la necesidad de emplear equipo auxiliar de respaldo para proteger información de canales en caso de falla. La confiabilidad del sistema se reduce con el empleo de estaciones repetidoras, además de un consecuente incremento en el costo de mantenimiento.

En aplicaciones de señales radiadas se tienen la transmisión de audio, video y buena perspectiva en telefonía mediante codificación digital.

Dentro de la transmisión radiada se encuentran las microondas (1 a 100 GHz.), en las que se maneja un gran número de canales, con una alta confiabilidad de transmisión. Esta comunicación tiene sus mejores aplicaciones a grandes distancias y su grado de costeabilidad está en función del número de repetidores necesarios.

## LA TELECOMUNICACION

El empleo de satélites de telecomunicación radiada (repetidores) permite la comunicación entre puntos remotos, no obstante, su alto costo y el retardo de señal en la transmisión. Para enlaces entre ciudades, la transmisión de señales por microondas es más económica que por medio de fibra óptica. Sin embargo se espera que en un futuro no lejano (1990), la transmisión a larga distancia por fibra óptica tenga una importancia equivalente a la de microondas, en cuanto a inversión se refiere [5].

### 1.4 SELECCION DE SISTEMAS DE TELECOMUNICACION.

La selección de un determinado sistema de telecomunicación, implica una serie de consideraciones que justifiquen la decisión. Dichas consideraciones son función de diversos factores asociados a la necesidad de comunicación específica.

Existen dos aspectos fundamentales en la selección:

1. Aspecto técnico. Está relacionado con las especificaciones que debe cumplir el sistema de telecomunicación y que pueden ser; capacidad de información requerida, susceptibilidad al ruido, flexibilidad y confiabilidad, distancia entre puntos de comunicación y seguridad del personal y del equipo.
2. Aspecto económico. Se relaciona con la inversión y los costos de los diferentes sistemas alternativos de telecomunicación, de forma que la inclinación hacia alguno, sea justificada por las necesidades técnicas. Se deben contemplar costos de adquisición, instalación, operación y mantenimiento del sistema; costos de comunicación por canal por unidad de longitud, y reducción de los mismos con el aumento del número de canales.
3. Existen otros aspectos a considerar, relacionados con la autorización legal del sistema y la protección legal en la transmisión en ciertos rangos de frecuencia.

La figura 1.6 muestra una comparación entre diversos sistemas de telecomunicación dentro del sector eléctrico.

## LA TELECOMUNICACION

| CRITERIO          | OPIAT | TELEFONIA<br>PUBLICA | PAR<br>TRINADO | CABLE<br>COAXIAL | RADIO | FIBRA<br>OPTICA |
|-------------------|-------|----------------------|----------------|------------------|-------|-----------------|
| <b>/TECNICO</b>   |       |                      |                |                  |       |                 |
| 1.Capacidad       | -     | +                    | +              | ++               | +     | ++              |
| 2.Latencia        | ++    | -                    | +              | ++               | +     | ++              |
| 3.Error           | 0     | +                    | +              | ++               | +     | ++              |
| 4.Crecimiento     | -     | 0                    | +              | ++               | 0     | ++              |
| 5.Fallas          | 0     | +                    | +              | +                | +     | ++              |
| 6.Ruido           | -     | -                    | -              | +                | +     | ++              |
| 7.Interferencia   | -     | -                    | -              | +                | -     | ++              |
| <b>/LEGAL</b>     |       |                      |                |                  |       |                 |
| 8.Autorización    | -     | -                    | +              | +                | -     | ++              |
| <b>/ECONOMICO</b> |       |                      |                |                  |       |                 |
| 9.Adquisición     | -     | ++                   | ++             | +                | -     | --              |
| 10.Instalación    | -     | +                    | --             | --               | ++    | --              |
| 11.Pruebas        | --    | +                    | ++             | ++               | -     | +               |
| 12.Operación      | ++    | --                   | ++             | ++               | ++    | ++              |
| 13.Mantenimiento  | ++    | ++                   | ++             | +                | -     | --              |
| 14.Entrenamiento  | +     | +                    | +              | -                | --    | --              |

++  
+  
0  
-  
↑

Nivel de eficiencia:

Fig. 1.5. Comparación entre diferentes sistemas de telecomunicación.

La latencia tiene el mismo significado que el tiempo de señalización y el error en el sistema se refiere a la distorsión de la información original, al ser recibida.

Según la figura, el sistema de transmisión mediante fibra óptica ofrece una buena eficiencia técnico-económica, mostrando perspectivas favorables de desarrollo. La fibra presenta una mayor inmunidad al ruido e interferencias en comparación con el cable coaxial, así como una mayor capacidad de información con respecto a la telefonía.

## LA TELECOMUNICACION

### 1.5 NECESIDADES PRESENTES Y FUTURAS DE TELECOMUNICACION EN MEXICO.

#### Perspectivas de los diferentes sistemas de telecomunicación.

Debido al creciente desarrollo demográfico en el país, la demanda de telecomunicaciones se ha incrementado gradualmente, de forma que los medios de telecomunicación establecidos en décadas recientes, se encuentran operando en sus límites de capacidad. Con el paso del tiempo estos sistemas van resultando insuficientes y de aquí la necesidad de ampliarlos, así como de incorporar otros nuevos. Todas las diversas aplicaciones de telecomunicación en México en áreas tales como teleproceso, telecontrol, telefonía en general, teleprotección, transmisión de datos, facsimil, telemetría, transmisión de audio y video, etc.; los sistemas de telecomunicación por cable (cable eléctrico y fibra óptica) y por radio son los más empleados. La elección de un determinado sistema de telecomunicación va a depender de diversos factores, según la necesidad tecno-económica. Por esto, cada sistema se justifica bajo ciertas condiciones con respecto a otro, pero también bajo ciertas limitaciones. Lo anterior implica que en el futuro los sistemas de telecomunicación deberán ser más sofisticados, justificando el empleo de alguno de ellos para satisfacer necesidades más concretas.

La aplicación más generalizada en sistemas de telecomunicación es sin duda la telefonía. Por lo general se contrata los servicios de renta de líneas telefónicas, obteniendo así los beneficios de las nuevas técnicas que ofrecen las compañías telefónicas. El problema radica en la dependencia de dichas compañías y en el congestionamiento de señales, que resultan en costos elevados en el uso de estos servicios. Actualmente se ha observado una preferencia en el empleo de sistemas por fibra óptica en comparación con los de cable coaxial para transmisiones interurbanas digitales a 34 o 140 Mbits/seg, además resultan ser más competitivos para transmisiones de menor capacidad (2 o 8 Mbits/seg.) en comparación con los sistemas convencionales por cable.

Todas las ventajas en los sistemas de telecomunicación por fibra óptica, y pese a sus limitaciones tecnológicas (especialmente a largas distancias), se puede justificar su implantación en diversas aplicaciones, e inclusive se prevé la sustitución de otros sistemas convencionales. Un factor decisivo para el empleo de sistemas por fibra óptica radica en la posible incorporación, con arreglos más o menos simples, de los equipos de transmisión convencionales, ya que la inversión en éstos sería infructuosa en el caso de no poder ser adaptados.

La figura 1.7 permite ver la importancia en el desarrollo de sistemas por fibra óptica, ya que los presupuestos de inversión hacia el año de 1990 son considerables, específicamente en la transmisión óptica digital.

## LA TELECOMUNICACION

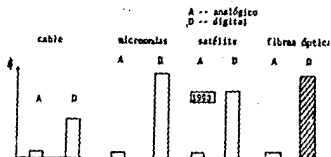


Fig. 1.7. Planes de inversión de los sistemas de transmisión de ancho de banda amplio para longitudes medias (500 a 2000 Km.) de las industrias telefónicas.

### 1.6 JUSTIFICACION ECONOMICA EN EL EMPLEO DE SISTEMAS POR FIBRA OPTICA.

Estudios comparativos recientes han demostrado que el empleo de sistemas de telecomunicación por fibra óptica representan grandes ventajas.

En este punto se comparará a los sistemas de transmisión ópticos con los de radiación, posteriormente será con respecto a los cables eléctricos convencionales.

#### 1.6.1 ECONOMIA ENTRE SISTEMAS OPTICOS Y RADIADOS.

En la comparación de sistemas de telecomunicación, concretamente fibra óptica y radiación de señales, existen tres factores importantes; distancia de transmisión, capacidad e instalación [6].

En fibra óptica la distancia afecta directamente los costos del cable y de instalación. En el caso de radiación por microondas no existe tal dependencia, hasta el límite en el rango de transmisión.

Con lo que respecta a la capacidad, cada alternativa se debe evaluar en términos del equipo de multicanalización empleado (el cual es el único elemento de costo variable por canal de transmisión).

## LA TELECOMUNICACION

El tercer aspecto -referido a la instalación- es el factor más importante en la comparación de estos sistemas. En U.S.A. el cable de fibra óptica instalado en forma aérea sobre postes ya existentes, tiene un costo aproximado de instalación de \$ 5,000 dls. por milla. La instalación de cable óptico en forma subterránea tiene un costo que va de \$ 50,000 a \$ 100,000 dls. (Mayo de 1983).

Hablando de capacidad es económicamente más adecuado el sistema aéreo por fibra que el de microondas. Para instalaciones subterráneas o por conducto, la transmisión es mejor que la radiada a 12 GHz para tramos de 2 a 5 millas; para 18 GHz siempre será inferior.

El hecho de tener costos tan elevados en transmisión subterránea por fibra, justifica la renta de conductos. En zonas metropolitanas estas rentas son del orden de \$ 25,000 dls. por milla, por año. Sin embargo esto tiene sus implicaciones forzadas ya que en zonas muy pobladas las rentas son muy elevadas (\$ 100,000 dls. por milla), teniendo que recurrir a ello, dadas las limitantes de efectuar nuevas excavaciones. Para la transmisión por microondas el costo de licencias se vuelve menor conforme se trabaja a frecuencias superiores a la de portadora tradicional (2 GHz). Esto se muestra en la tabla 1.1.

|                                      | Frecuencia de operación (GHz) |            |            |            |
|--------------------------------------|-------------------------------|------------|------------|------------|
|                                      | 2                             | 12         | 18         | 23         |
| Torre                                | 100                           | 100        |            |            |
| Equipo de RF y antena                | 60                            | 150        | 70         | 15         |
| Equipo de multicanalización          | 4                             | 28         | 8          | 2          |
| Instalación y licencia               | 50                            | 25         | 10         | 2          |
| <b>Costo total</b>                   | <b>214</b>                    | <b>303</b> | <b>88</b>  | <b>19</b>  |
| <b>Número de frecuencias de voz:</b> |                               |            |            |            |
| Máximo                               | 96                            | 672        | 192        | 48         |
| Promedio                             | 90                            | 300        | 120        | 40         |
| <b>Costo/frecuencia de voz</b>       | <b>2229</b>                   | <b>450</b> | <b>450</b> | <b>395</b> |

Tabla 1.1. Costo de elementos en sistemas privados de comunicación.  
(Costos en dólares, Mayo de 1983).

La topografía de los sistemas localizados alrededor de la posición de los usuarios debe tomarse en cuenta. En muchos casos se instalan repetidoras que incrementan el costo, al emplear radios y equipo de multicanalización adicionales.

Una limitante en el empleo de sistemas por microondas son las distancias de comunicación, lo que es una razón en la elección de fibras.

## LA TELECOMUNICACION

A continuación se hace un análisis de costos en el empleo de fibras.

Un costo aproximado de cable con cuatro fibras está alrededor de \$ 5,000 dls. por milla. El costo del transmisor óptico es de \$ 28,000 dls. para ambos extremos. El equipo de multicanalización cuesta \$ 1,000 dls. (este valor es el mismo que para el de sistemas por microondas). El costo de instalación varía según sea el tipo: Para instalaciones aéreas se puede hablar de \$ 5,000 dls. por milla; en instalaciones por conducto se tiene de \$ 5,000 a \$ 10,000 dls. por milla; para instalaciones subterráneas se consideran valores de \$ 10,000 a \$ 15,000 dls. por milla; y para instalaciones subterráneas urbanas los valores son de \$ 50,000 a \$ 100,000 dls. por milla.

En estos casos se tienen valores de operación de 44 y 90 Megabits por segundo, con lo que en sistemas por fibra óptica se tiene el doble de la capacidad de transmisión a 12 GHz con respecto a las microondas. Las tablas 1.2, 1.3 y 1.4 muestran los costos aproximados en el manejo de sistemas por fibra en instalaciones aéreas, por conducto y subterráneas respectivamente.

|  | Distancia (millas) |               |                |                |
|--|--------------------|---------------|----------------|----------------|
|  | 2                  | 5             | 10             | 15             |
| Costo de cable   | \$ 10,000          | 25,000        | 50,000         | 75,000         |
| Eqpo. de multicanalización                             | 28,000             | 28,000        | 28,000         | 28,000         |
| Transmisor   | 28,000             | 28,000        | 28,000         | 28,000         |
| Instalación  | 10,000             | 25,000        | 50,000         | 75,000         |
| <b>Costo total</b>                                     | <b>68,000</b>      | <b>86,000</b> | <b>116,000</b> | <b>146,000</b> |
| Costo/frecuencia de voz<br>(672 frecuencias de voz)    | 101                | 128           | 173            | 217            |
| <b>Microondas a 12 GHz</b><br>(672 frecuencias de voz) |                    |               |                |                |
| Costo total  | 303,000            | 303,000       | 303,000        | 303,000        |
| Costo/frecuencia de voz                                | 450                | 450           | 450            | 450            |
| <b>Microondas a 18 GHz</b><br>(192 frecuencias de voz) |                    |               |                |                |
| Costo total  | 88,000             | 88,000        | 88,000         |                |
| Costo/frecuencia de voz                                | 458                | 458           | 458            |                |
| <b>Fibra (192 FVs)</b>                                 |                    |               |                |                |
| Costo total  | 48,000             | 66,000        | 96,000         |                |
| Costo/frecuencia de voz                                | 250                | 343           | 500            |                |

Tabla 1.2. Fibras ópticas aéreas.  
(Costos en dólares, Mayo de 1983).

LA TELECOMUNICACION

|   | Distancia (millas) |                |                |                |
|---|--------------------|----------------|----------------|----------------|
|   | 2                  | 5              | 10             | 15             |
| Costo de cable                                      | \$ 10,000          | 25,000         | 50,000         | 75,000         |
| Eqpo. de multicanalización                          | 28,000             | 28,000         | 28,000         | 28,000         |
| Transmisor  | 28,000             | 28,000         | 28,000         | 28,000         |
| Instalación   | 60,000             | 150,000        | 300,000        | 450,000        |
| Renta adicional (4 años)                            | 100,000            | 100,000        | 100,000        | 100,000        |
| <b>Costo total</b>                                  | <b>226,000</b>     | <b>331,000</b> | <b>506,000</b> | <b>681,000</b> |
| Costo/frecuencia de voz<br>(672 frecuencias de voz) | 336                | 492            | 752            | 1013           |
| Microondas a 12 GHz<br>(672 frecuencias de voz)     |                    |                |                |                |
| Costo total   | 303,000            | 303,000        | 303,000        | 303,000        |
| Costo/frecuencia de voz                             | 450                | 450            | 450            | 450            |
| Microondas a 18 GHz<br>(192 frecuencias de voz)     |                    |                |                |                |
| Costo total   | 88,000             | 88,000         | 88,000         |                |
| Costo/frecuencia de voz                             | 458                | 458            | 458            |                |
| Fibra (192 EVs)                                     |                    |                |                |                |
| Costo total   | 206,000            | 201,000        | 486,000        |                |
| Costo/frecuencia de voz                             | 1,073              | 1,067          | 2,521          |                |

Tabla 1.3. Fibras ópticas por conducto.  
(Costos en dólares, Mayo de 1983).



## LA TELECOMUNICACION

|   | Distancia (millas) |                |                |                 |
|---|--------------------|----------------|----------------|-----------------|
|   | 2                  | 5              | 10             | 15              |
| Costo de cable                                      | \$ 10,000          | 25,000         | 50,000         | 75,000          |
| Eqpo. de multicanalización                          | 28,000             | 28,000         | 28,000         | 28,000          |
| Transmisor  | 28,000             | 28,000         | 28,000         | 28,000          |
| Instalación   | 100,000            | 250,000        | 500,000        | 750,000         |
| <b>Costo total</b>                                  | <b>166,000</b>     | <b>331,000</b> | <b>606,000</b> | <b>1616,000</b> |
| Costo/frecuencia de voz<br>(672 frecuencias de voz) | 247                | 492            | 901            | 2404            |
| Microondas a 12 GHz<br>(672 frecuencias de voz)     |                    |                |                |                 |
| Costo total   | 303,000            | 303,000        | 303,000        | 303,000         |
| Costo/frecuencia de voz                             | 450                | 450            | 450            | 450             |
| Microondas a 18 GHz<br>(192 frecuencias de voz)     |                    |                |                |                 |
| Costo total   | 88,000             | 88,000         | 88,000         |                 |
| Costo/frecuencia de voz                             | 458                | 458            | 458            |                 |
| Fibra (192 FVs)                                     |                    |                |                |                 |
| Costo total   | 146,000            | 311,000        | 586,000        |                 |
| Costo/frecuencia de voz                             | 760                | 1,619          | 3,052          |                 |

Tabla 1.4. Fibras ópticas subterráneas.  
(Costos en dólares, Mayo de 1983).

El requerimiento de alta velocidad en los canales de datos operando a 1.544 Mbps o más, puede dar una idea de la limitación en el empleo de la transmisión radiada.

Tomando en cuenta la necesidad de capacidad en la transmisión por televideo, así como en la implementación de técnicas como IDC (terrestrial data circuits) y CSDC (circuit switched digital capability), se justifica ampliamente la inclinación hacia sistemas por fibra óptica.

## LA TELECOMUNICACION

### 1.6.2 ECONOMIA ENTRE SISTEMAS OPTICOS Y POR CABLE CONVENCIONAL.

Uno de los aspectos predominantes en el desarrollo de sistemas por fibras ha sido el de la obtención de muy bajas pérdidas en la transmisión, dada la alta pureza de los cristales que las forman.

Una muestra de la inversión en recursos tanto humanos como materiales en el desarrollo de estos sistemas, es el hecho de que en los últimos 19 años han estado involucrados en su diseño aproximadamente 30,000 personas en todo el mundo. Por otro lado en el estudio relacionado con la comunicación telefónica por alambre de cobre han intervenido alrededor de 20,000 personas, a partir de la invención de Graham Bell [7].

Se podría decir que el desarrollo tradicional de tecnología a través de conductores convencionales -concretamente el cobre-, está fuertemente sustituido por la tecnología de cristales de silicio (dispositivos semiconductores) y de arena (fibras ópticas). Con ello se han logrado sistemas de transmisión con anchos de banda superiores.

Sin embargo es conveniente mencionar que los costos de producción de fibras ópticas son muy elevados. Esto trae como consecuencia la importancia de las justificaciones técnicas en comunicación, para poder elegir tales sistemas. Un ejemplo de lo anterior es que en los países donde se han desarrollado estos sistemas, una libra de alambre de cobre cuesta alrededor de \$ 0.85 ds., mientras que para el caso de fibras ópticas el valor es cercano a los \$ 4,000 ds. (Mayo de 1983).

De aquí la importancia en el empleo de sistemas de comunicación por fibras ópticas, y la necesidad de desarrollar tecnologías para reducir sus costos de fabricación, instalación y mantenimiento.

## CAPITULO 2

### DISEÑO DE CIRCUITOS AUXILIADO POR COMPUTADORA

#### 2.1 INTRODUCCION.

Dada la importancia de este tipo de diseño, resulta conveniente mencionar la forma de estructuración de los procesos involucrados.

En este capítulo se habla de las características de este tipo de programas de diseño, de los modelos empleados para simular los efectos físicos de diversos dispositivos y de los compromisos que existen entre exactitud y complejidad. Finalmente se hace referencia al programa SPICE, indicando sus principales características en la simulación de circuitos.

#### 2.2 LA SIMULACION POR COMPUTADORA Y LOS MODELOS EMPLEADOS.

En su forma más simple la palabra simular significa fingir. Entonces la simulación se refiere a fingir el comportamiento real de algo, empleando para ello un modelo.

Un modelo en este sentido se puede entender como un arreglo o dispositivo que representa un sistema, ya que conserva las características cualitativas y cuantitativas de éste [22].

Realmente un modelo no representa todos los aspectos del sistema, y su veracidad dependerá del grado en el que sea lo suficientemente sofisticado, para poder representar el mayor número de características del mismo.

## DISEÑO DE CIRCUITOS AUXILIADO POR COMPUTADORA

Hoy en día -dada la sistematización y los métodos automáticos de análisis- el empleo de computadoras para simular los más diversos comportamientos de los sistemas físicos, ha adquirido una gran importancia [23].

Sin embargo se pueden numerar algunas características adversas en la simulación por computadora [24]:

1. Un enfoque puramente artificial, debido a que el fenómeno natural es expresado en términos simbólicos y lógicos.
2. Inflexibilidad, debido a que pequeños cambios conceptuales en el estudio ocasionan cambios drásticos en el modelo.
3. Largos desarrollos, ya que los algoritmos deben especificarse con gran detalle.

En cuanto a los aspectos favorables se pueden mencionar los siguientes:

1. Un número ilimitado de repeticiones, ya que el usuario controla al modelo mediante la rutina de simulación, hasta converger a una solución.
2. Gran ventaja en el proceso y recolección de información, al existir un poderoso sistema de procesamiento.
3. Ninguna limitación física en el sistema, ya que éste último se representa por símbolos y términos lógicos.

Los aspectos más importantes en el empleo de simuladores se deben principalmente a que :

1. Proporcionan una estimación o predicción del comportamiento del sistema, de valiosa ayuda en la fase de diseño inicial.
2. Son de gran ayuda en el diseño experimental de sistemas, ya que se emplea la simulación para realizar modificaciones con el fin de mejorarlo.
3. Brindan una evaluación detallada sobre el funcionamiento del sistema. Un estudio de simulación comparativamente completo y detallado puede muchas veces ser empleado para evaluar un sistema real o hipotético, bajo una gran variedad de condiciones.

A consecuencia del panorama anterior, se puede considerar a la simulación como una disciplina que procede de las características específicas de una situación, para construir un modelo basado exclusivamente en esa misma situación [25].

## DISEÑO DE CIRCUITOS AUXILIADO POR COMPUTADORA

### 2.3 SIMULACION DE CIRCUITOS POR COMPUTADORA (SPICE).

En el campo de la electrónica la simulación ha adquirido una gran importancia, ya que mediante los nuevos sistemas de diseño auxiliado por computadora (CAD), es posible predecir el tipo de respuesta que presenta un determinado circuito electrónico. Esto abre la posibilidad de corregir parámetros de diseño hasta obtener un resultado deseado, sin necesidad de invertir recursos en numerosos cálculos y ensambles de pruebas.

Sin embargo es importante un cálculo de primer orden para obtener una sensibilidad en cuanto al diseño se refiere, de forma que se tenga una idea de los resultados que se deben esperar en la simulación.

En el proceso de diseño, los programas de simulación son empleados para simular la operación del circuito, prediciendo efectos tales como velocidad de respuesta, estabilidad, variación por temperatura, etc. [26].

Inicialmente los primeros simuladores de circuitos caracterizaban al transistor mediante variables continuas y ecuaciones matemáticas complejas, para asegurar un buen nivel de exactitud.

Los simuladores más actuales (para circuitos integrados de gran escala) modelan al circuito mediante compuertas booleanas, emplean variables binarias y consideran ciertos retrasos asociados con aquellas compuertas. Todo esto para lograr un modelo más adecuado del circuito [27].

En cuanto a los efectos parásitos que se presentan generalmente en los circuitos y para obtener una simulación más exacta, es deseable que éstos sean contemplados en el modelo. Entre los efectos más críticos se encuentran las capacitancias parásitas debidas a la localización de componentes y a la tablilla del circuito impreso. Las inductancias no deseadas son aquellas ocasionadas principalmente por el tamaño de las terminales de los elementos.

Esto coloca a la simulación como una herramienta esencial en el diseño de circuitos, principalmente para grandes escalas de circuitos integrados.

Se han realizado numerosos programas que emplean modelos físico-matemáticos de diversa complejidad para simular el comportamiento de dispositivos electrónicos.

Conforme se ha ido incrementando el empleo de simuladores de circuitos en el diseño y análisis asistido por computadora, se ha llegado a condicionar la existencia de ciertos tipos de análisis como indispensables en la simulación. Entre ellos se pueden citar la sensibilidad, análisis de peor caso, polarización, pequeña señal,

## DISEÑO DE CIRCUITOS AUXILIADO POR COMPUTADORA

distorsión, ruido y régimen transitorio entre otros.

El proceso básico empleado en este tipo de programas es la simulación de circuitos no lineales mediante métodos iterativos lineales. El común denominador en estos métodos es lograr una adecuada predicción del funcionamiento del circuito.

El diseño de circuitos ayudado por computadora ha venido a convertirse en una herramienta esencial. Ello es fuertemente influenciado por el desarrollo de técnicas sofisticadas. Para entender las causas de este desarrollo se puede decir que el diseño consiste en un análisis iterativo, hasta satisfacer determinadas especificaciones [31]. El procedimiento de diseño se puede representar según el diagrama de la figura 2.1.

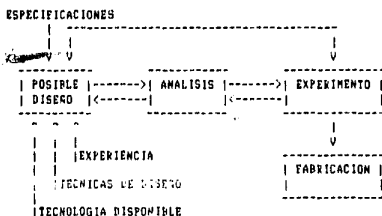


Fig. 2.1. Representación del proceso de diseño.

A partir de la tecnología disponible, de las técnicas de diseño y de la experiencia, el ingeniero establece un posible diseño para cumplir con las especificaciones. Ese diseño debe ser analizado para valorar su justificación. El siguiente paso es construir un prototipo experimental y probar el diseño. Generalmente existe una retroalimentación entre las etapas de análisis y experimentación, hasta obtener el diseño final.

El empleo de computadoras como herramientas principales para el diseño de circuitos electrónicos mediante programas de simulación, permite la realización de análisis de C.D., C.A. transitorios y sensibilidad. Generalmente la descripción del circuito de entrada está muy orientada hacia el usuario, y proporciona cierta libertad en la descripción de valores numéricos, orden de parámetros de entrada, numeración de nodos, etc. Ejemplos de dichos lenguajes son NET-1, SCEPTRE, CIRCUS, CALAHAN, ECAP, CIRCAL / AEDNET.

## DISEÑO DE CIRCUITOS AUXILIADO POR COMPUTADORA

### 2.3.1 EL MODELADO DEL TRANSISTOR.

Con el fin de obtener resultados adecuados a partir del análisis del circuito por computadora, los dispositivos pasivos y activos (lineales y no lineales) deben ser representados con cierto grado de aproximación. Más específicamente, el modelo elegido debe ser simple para poder interpretar con facilidad al circuito equivalente, teniendo en cuenta una precisa representación del comportamiento físico del dispositivo en cuestión.

Para modelar transistores por computadora en análisis de transitorios de gran señal, se manejan comúnmente tres modelos:

1. Modelo de Ebers-Moll.
2. Modelo de Beaufoy-Sparkes.
3. Modelo de Linvill.

Ellos difieren en la representación del proceso físico, siendo los dos primeros los más adecuados.

### 2.3.2 ANALISIS GENERAL DEL CIRCUITO.

El desarrollo de un programa de análisis por computadora de un circuito en general, debe contemplar una descripción matemática del sistema completo y de las ecuaciones nodales. Se puede decir que la formulación de un programa se puede dividir en dos partes: La obtención de una serie de ecuaciones diferenciales que describan el comportamiento del sistema y el establecimiento de un procedimiento numérico para resolverlas.

El paso inicial en la formulación de las ecuaciones necesarias es el empleo de las leyes de Kirchhoff de tensión y corriente. Dichas leyes se refieren exclusivamente a las tensiones en mallas y corrientes en nodos, pero no dicen nada sobre la naturaleza de los elementos involucrados (resistores, capacitores, inductores y fuentes). Físicamente cada malla de un circuito eléctrico puede consistir de tres elementos eléctricos distintos: 1) elementos pasivos, 2) una fuente de tensión ideal en serie con el elemento pasivo, y 3) una fuente de corriente ideal en paralelo con el elemento pasivo.

La ley de Ohm conduce a un sistema de ecuaciones integro-diferenciales ordinarias con coeficientes constantes, que generalmente es resuelto empleando transformadas de Laplace [31].

Existen dos procedimientos para resolver un sistema de ecuaciones integro-diferenciales ordinarias; expresándolo como una serie de

## DISEÑO DE CIRCUITOS AUXILIADO POR COMPUTADORA

ecuaciones diferenciales de orden superior o eliminando las integrales mediante la diferenciación. Entonces el sistema de ecuaciones diferenciales de alto orden se reduce a uno de ecuaciones de primer orden a través de un simple cambio de variable.

Un desarrollo alternativo consiste en la elección de diversas variables que constituyan una serie de ecuaciones diferenciales de primer orden (procedimiento de eliminación).

### 2.3.3 PROCEDIMIENTO DE SOLUCION.

Las ecuaciones diferenciales de primer orden establecidas según las consideraciones de la topología del circuito y el procedimiento de eliminación pueden ser evaluados para cada valor de tiempo, si las variables de estado son conocidas para cada tiempo. El procedimiento normal para obtener un historial de tiempo en la respuesta del circuito, consiste en iniciar con un tiempo igual a cero y evaluar al sistema en condiciones iniciales para establecer los valores de las variables de estado. La solución de las ecuaciones del sistema es entonces completada a través de operaciones matriciales que producen las derivadas de las variables de estado, mismas que deben ser nuevamente integradas para producir nuevas variables de estado para ser evaluadas al siguiente periodo de tiempo. El valor de tensión y corriente de cada elemento está disponible como una salida, para cada tiempo especificado. La solución de las ecuaciones del sistema dependen -entre otras cosas- de la integración de las ecuaciones diferenciales que describen las variables de estado en cada valor de tiempo. Este proceso se basa en tomar un punto de inicio, determinar su pendiente, y moverse en esa dirección una pequeña distancia, y seleccionar el siguiente punto. Para este nuevo punto la pendiente es nuevamente evaluada, y así sucesivamente.

### 2.3.4 IMPORTANCIA DE LAS GRAFICAS EN SISTEMAS CAD PARA CIRCUITOS.

Para que se logre un análisis adecuado, debe existir un lenguaje de comunicación efectivo entre el usuario y la máquina. En circuitos este tipo de lenguaje es el esquema. Por ello surgen las terminales gráficas, de donde las gráficas desplegadas son generadas por cierta programación (software). Con esta terminal el usuario puede acceder datos que serán almacenados en una memoria local. Dichos datos son convertidos en forma tal, que sean aceptables por el programa de análisis de la computadora. Con esto los datos son enviados a la máquina, en donde el programa de análisis calcula las respuestas en frecuencia y transitorios y proporciona los datos de salida que serán recibidos en forma gráfica (impresora, teletipo o graficadora). Con



## DISEÑO DE CIRCUITOS AUXILIADO POR COMPUTADORA

esto el usuario tiene un margen de referencia para hacer correcciones a su esquema original, repitiéndose el proceso hasta lograr un diseño satisfactorio.

### 2.3.5 PROGRAMAS DE ORDENAMIENTO DE SALIDA EN CIRCUITOS.

Una vez que el circuito ha sido diseñado, el siguiente paso es construir un prototipo de pruebas. Lo que hace la computadora al respecto es asistir al diseñador, distribuyendo componentes en la tarjeta y en forma óptima, las interconexiones entre ellos. Cuando se diseñan circuitos integrados existen programas que determinan los tamaños y formas de las máscaras para capacitores, diodos, resistores y transistores. Ejemplos de los anteriores programas en el desarrollo de tarjetas para circuitos son ACCEL y CADIC.

### 2.3.6 PROGRAMAS REQUERIDOS EN SISTEMAS CAD.

Los principales aspectos que deben tomarse en cuenta para diseñar adecuadamente circuitos por computadora son; utilidad, lenguaje y compatibilidad del sistema.

1. Utilidad. Es importante conocer cuáles son las características de los programas que se van a manejar en el diseño, para tener idea de las ventajas y limitaciones que ofrecen. Para ello es necesaria una adecuada documentación del programa. Juntamente se deben efectuar diversas pruebas al programa según numerosos usos, ya que de ello dependerá el mejor aprovechamiento del mismo.
2. Lenguaje. En su gran mayoría las computadoras tienen la capacidad de manejar el lenguaje FORTRAN. En el diseño de circuitos existen programas tales como CIRCUS, SCEPTRE y ECAP, que fueron escritos en dicho lenguaje. Ello trae como consecuencia su fácil adaptación a diversas máquinas. Si el programa está escrito en FORTRAN generalmente es más fácil realizar mejoras con poco esfuerzo. Algunos programas tales como FAP fueron escritos en lenguaje ensamblador, limitando con ello su traslado a diversas máquinas sin un gran número de cambios.
3. Compatibilidad del sistema. Por facilidad de uso, un programa de análisis de circuitos debe ser adaptable al monitor del sistema. Esto permite que el programa sea corrido en proceso de prioridad o de tiempo compartido, evitando tediosas adaptaciones a monitores extraños. Una serie de problemas muy relevantes se logra cuando se corren programas en otros compiladores, ya que los errores pueden ser muy obvios o sumamente complicados.

## DISEÑO DE CIRCUITOS AUXILIADO POR COMPUTADORA

A final de cuentas el ingeniero de diseño no necesita conocer las capacidades, requisitos de entrada y opciones de salida de cada uno de los programas que se requieran en el diseño. De ello depende el buen desarrollo de un programa de diseño supervisorio, para crear una interfase transparente entre el ingeniero y la computadora.

### 2.3.7 MODELADO DE DISPOSITIVOS PARA SISTEMAS CAD.

Ahora es posible analizar un circuito en relativamente corto tiempo y en forma precisa en comparación con el empleo de métodos de análisis manuales. El describir un dispositivo activo, no lineal, resulta ser un problema serio. El grado de exactitud en el análisis de cualquier sistema es función directa de la exactitud de los modelos empleados por el ingeniero para caracterizar su diseño. Por desgracia muchos de los programas de diseño de circuitos requieren por parte del usuario la generación de modelos para elementos activos. Como consecuencia, muchas veces los modelos usados son implementaciones de métodos hechos a mano (aproximaciones piezolineales). La computadora puede resolver con rapidez y exactitud sistemas de ecuaciones (lineales o no lineales) que no resultan ser fáciles bajo el empleo de procedimientos manuales. Por ello es preciso emplear modelos precisos, complejos y no lineales, que contemplen efectos físicos de primer y segundo orden para predecir el comportamiento de circuitos.

### 2.3.8 TIPOS DE MODELOS.

Un tipo de modelo básicamente está relacionado con el comportamiento físico del dispositivo. Los modelos son construidos en función de ecuaciones diferenciales parciales simultáneas, con el propósito de resolver fenómenos específicos. Generalmente los modelos microscópicos no son convenientes en el análisis de circuitos con varios dispositivos, dada la exigencia de grandes capacidades de procesamiento y almacenamiento de información.

Resulta más conveniente el empleo de modelos más enfocados a la obtención de parámetros eléctricos exclusivamente (cajas negras). Consecuentemente la obtención de expresiones matemáticas debe ser de forma empírica, tal que represente cada característica eléctrica.

## DISEÑO DE CIRCUITOS AUXILIADO POR COMPUTADORA

### 2.3.9 MODELOS DEL DIODO Y TRANSISTOR.

#### 2.3.9.1 MODELOS DE PEQUEÑA SEÑAL. -

En este modelo de pequeña señal se establece un punto de operación y se asume una linealidad de todas las respuestas con respecto a ese punto. Por ello este modelo es válido hasta cierto rango de operación, mientras las características de respuesta sean lineales (curva V-I en el diodo). Con respecto al transistor de unión (BJT) un circuito equivalente de pequeña señal es el referido a parámetros h. Otro circuito equivalente de uso común en análisis de circuitos por computadora con transistores, es el del modelo  $\pi$  híbrido. Este circuito describe el comportamiento incremental de un transistor para todas las frecuencias a las que el dispositivo presenta una apreciable ganancia de corriente.

En general los modelos de pequeña señal son simples y exactos bajo un cierto rango. Se puede decir que a altas frecuencias (décadas de MHz) es conveniente trabajar con parámetros Y.

#### 2.3.9.2 MODELOS PIEZOLINEALES. -

La aproximación piezolineal para una función no lineal se emplea con frecuencia en análisis manuales; consiste de diversos segmentos lineales, cada uno válido dentro de cierto rango. Mientras más regiones se consideren, mayor grado de exactitud se obtendrá. Si los valores de frontera son cuidadosamente elegidos, se obtendrá un modelo de gran señal preciso.

#### 2.3.9.3 MODELOS DE GRAN SEÑAL. -

Los modelos anteriormente mencionados resultan ser especializados y limitados. En forma ideal un modelo debe ser independiente de la frecuencia, válido para alguna corriente o tensión de excitación dentro de los rangos del dispositivo y tener una topología fija, de forma que se obtenga una relación uno a uno con el proceso físico. Un modelo de gran señal es aquel que puede ser empleado dentro de un amplio rango de operación. Este tipo de modelo es usado en análisis de circuitos por computadora. Existen tres tipos de modelos comúnmente empleados; modelo de Ebers-Moll, modelo de Beaufoy-Sparkes y modelo de Linvill.

El modelo de Ebers-Moll describe el comportamiento del dispositivo en términos de cantidades fácilmente medidas en sus terminales. Se especifica poco sobre las propiedades físicas de su operación. En el segundo modelo se tienen características similares al primero, pero se establece una mayor relación con los procesos físicos, al describir las

corrientes generadas en términos de la carga de portadores minoritarios. El modelo de Linvill es el más generalizado; consiste en elementos distintivos (de difusión, almacenaje y de combinación) que representan los procesos físicos en el dispositivo.

En el empleo de programas por computadora para análisis y diseño de circuitos, los primeros dos modelos son los más convenientes debido a su simplicidad.

### 2.3.10 MEDICION Y EVALUACION DE PARAMETROS DEL MODELO.

#### 2.3.10.1 INFORMACION EMPLEADA DE HOJAS DEL FABRICANTE. -

Una vez que la topología y las ecuaciones han sido formuladas, es necesario encontrar los parámetros del modelo. De manera ideal ellos pueden ser obtenidos de las hojas de especificaciones del dispositivo. Desafortunadamente esto no siempre procede, ya que en su generalidad, las hojas de especificaciones no contienen la suficiente información para definir completamente al modelo. Esta información varía según el fabricante. La tendencia es proporcionar datos que revelen que el comportamiento del dispositivo es óptimo, cosa que no puede generalizarse con facilidad. Una razón de lo anterior es la inconveniencia por parte del fabricante en invertir tiempo y dinero para proporcionar toda aquella información necesaria para alimentar al modelo. De esta forma si el diseñador requiere un nuevo modelo o parámetros para un modelo existente, deberá hacer mediciones adicionales.

### 2.3.11 PRECISION EN LA SOLUCION Y COMPLEJIDAD DEL MODELO.

Para tener un grado de confiabilidad en el empleo de la información dada por el fabricante, es necesario que ésta presente valores típicos a partir de distribuciones estadísticas de varias muestras. En un diseño confiable se emplean técnicas probabilísticas de análisis de circuitos para obtener los valores típicos y del peor caso (método de Monte Carlo, etc.) de los sistemas y circuitos completos.

#### 2.3.11.1 COMPLEJIDAD DEL MODELO. -

Se puede decir que mientras más aproximado sea el modelo empleado en el análisis, más elementos serán requeridos y/o más complicadas serán las ecuaciones matemáticas. Ello incrementa el tiempo de computadora

## DISEÑO DE CIRCUITOS AUXILIADO POR COMPUTADORA

requerido en la solución. Esta complejidad también aumenta las posibilidades de inestabilidad y no convergencia de las soluciones.

### 2.3.11.2 COMPROMISOS ENTRE EXACTITUD Y COMPLEJIDAD. -

El usuario del modelo generalmente debe tener presente la aplicación y/o el tipo de circuito a simular. Esto es con el fin de saber qué se desea del modelo (punto de polarización, región de resistencia negativa, etc.) en base a la necesidad específica. La respuesta deseada de un circuito es más sensible a variaciones de algunos elementos con respecto a otros. Lo mismo sucede con los modelos de semiconductores; un pequeño cambio en un parámetro puede originar una gran variación en la respuesta del modelo. Se puede determinar la sensibilidad de todos los parámetros (mediante derivadas parciales), logrando así destacar los más importantes. Atendiendo éstos últimos se reduce el tiempo de procesamiento en la computadora.

La decisión final en cuanto al grado de precisión de un modelo en particular depende del diseñador, tomando en cuenta la aplicación y el tipo de análisis deseado. Es más fácil iniciar con un modelo detallado y simplificarlo, que hacerlo con uno simple y tratar de ampliarlo.

Entre los programas más comunes de simulación de circuitos se pueden mencionar a CANCER, SLIC, TIME y SPICE. Este último (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) es un programa de análisis nodal y emplea en la iteración el método de Newton-Raphson para resolver circuitos no lineales [28], [29].

Entre las características más importantes de SPICE se tiene el empleo de modelos asociados a los dispositivos activos, con un buen grado de sofisticación y exactitud para asegurar una aceptable confiabilidad en la simulación. Además el análisis de SPICE puede identificar los parámetros más críticos del circuito.

### 2.3.12 CARACTERÍSTICAS DEL PROGRAMA SPICE.

Haciendo referencia a las características de este programa, se puede decir que ha sido una herramienta importante en el análisis y diseño de circuitos integrados [32]. Este programa (desarrollado en la Universidad de California, Berkeley) proporciona diferentes tipos de análisis tales como; lineal y no lineal, punto de operación en CD, curvas de transferencia no lineales en ED, transitorios no lineales, pequeña señal en el dominio de la frecuencia, ruido, distorsión y Fourier.

## DISEÑO DE CIRCUITOS AUXILIADO POR COMPUTADORA

Los circuitos a simular pueden incluir resistores, capacitores, inductores e inductores mutuos, fuentes de corriente y tensión lineales y no lineales, cuatro tipos de fuentes dependientes, líneas de transmisión y los cuatro tipos de dispositivos semiconductores más comunes; diodos, BJT's, FET's y MOSFET's. SPICE ha sido elaborado con modelos asignados a cada dispositivo semiconductor, de forma que el usuario solamente especifique los valores pertinentes en los parámetros del modelo (cosa que puede complicarse grandemente).

Se puede decir que este programa consta de dos fases: La primera consiste en acceder todos los datos de entrada (la descripción del circuito y los parámetros del análisis requerido). En la segunda fase se efectúan todas las simulaciones y la impresión de resultados.

La desventaja en este programa -dada su organización- se debe a que un pequeño cambio en alguna de las descripciones de los elementos o de los valores en los parámetros, implica una nueva corrida, independiente de la anterior simulación. Esto trae como consecuencia problemas en la optimización del circuito, al no poderse manejar en forma independiente los diversos paquetes de optimización (subrutinas). Esta optimización del circuito se puede hacer únicamente con los archivos de entrada y salida.

## **CAPITULO 3**

### **SISTEMAS DE RECEPCION PARA FIBRAS OPTICAS**

#### **3.1 INTRODUCCION.**

En el primer capítulo se ha indicado que la elección de un determinado sistema de telecomunicación va a depender entre otras cosas, de las necesidades a satisfacer en la aplicación específica.

Una vez descritas sus características, el sistema de comunicación de interés en este trabajo es el de transmisión por fibra óptica; en particular la etapa de recepción de la señal luminosa, ya que de las consideraciones de su diseño va a depender el grado en el que la señal de información será semejante a la originalmente transmitida.

En el presente capítulo se hace un análisis del receptor, considerando los diferentes dispositivos y circuitos que lo forman, y la afectación de los mismos debida a parámetros tales como sensibilidad, velocidad de respuesta, ruido, dispersión, etc., entre los que van a existir determinados compromisos según la necesidad específica.

#### **3.2 GENERALIDADES.**

Dentro del desarrollo de las telecomunicaciones por fibra óptica, el invento del láser a finales de la década de los 50's, ha permitido la concepción de transmisiones en el rango de la frecuencia óptica (generalmente para  $\lambda = 0.85 \mu\text{m}$  y  $\lambda = 1.5 \mu\text{m}$ ). De esta forma se tienen frecuencias de portadora del orden de 300 THz., logrando una alta capacidad de información a larga distancia [8].

Como se ha mencionado con anterioridad, los sistemas de telecomunicación por fibra óptica son competentes en aquellas aplicaciones donde se

## SISTEMAS DE RECEPCION PARA FIBRAS OPTICAS

maneja gran cantidad de información, bajo condiciones de alta interferencia externa. Ello se debe a las características de los mismos en el manejo de anchos de banda grandes, inmunidad a interferencias electromagnéticas, tamaño reducido de su espesor y espaciamiento grande entre repetidores, entre otros.

### 3.3 SISTEMA GENERAL DE TELECOMUNICACIONES POR FIBRA OPTICA.

Un sistema general sobre este tipo de comunicación consta de tres etapas; transmisor óptico (conversión de la señal eléctrica a óptica), medio de transmisión (fibra óptica) y receptor óptico (conversión de la señal óptica a eléctrica), según la figura 3.1.

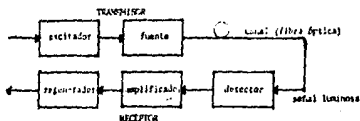


Fig. 3.1. Diagrama general de sistemas de telecomunicación por fibra óptica.

En este tipo de sistema las ondas portadoras transmitidas se encuentran en el espectro óptico, pudiendo existir varios canales de comunicación tanto en sistemas analógicos como digitales [9].

Las señales analógicas pueden ser convertidas a digitales a una razón de señalización fija  $B$  (bits/seg) mediante un banco de canales. Las señales codificadas de manera individual son agrupadas para formar una sola señal eléctrica digital, multicanalizada en el tiempo.

### 3.4 TRANSMISION POR FIBRA OPTICA DE SEÑALES ANALOGICAS Y DIGITALES.

En los sistemas de telecomunicación por fibra óptica se pueden transmitir señales analógicas o digitales. La diferencia se encuentra en las características del equipo terminal de transmisión-recepción. Aunado a esto, en los sistemas analógicos el parámetro a contemplar es el ancho de banda, que está asociado con la relación señal/ruido, mientras que en sistemas digitales se considera la relación de error de



## SISTEMAS DE RECEPCION PARA FIBRAS OPTICAS

bit (bit error rate).

Un análisis más profundo permitirá conocer las características y diferencias entre las transmisiones analógica y digital [8].

### 3.4.1 TRANSMISION POR FIBRA OPTICA DE SEÑALES ANALOGICAS.

Este tipo de transmisión procede cuando las alternativas de digitalización en el equipo terminal (transmisor y receptor) no justifican su alto costo. La aplicación más significativa de este tipo de transmisión está referida a video. La figura 3.2 representa un sistema analógico.

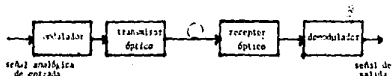


Fig. 3.2. Sistema analógico de transmisión por fibra óptica.

En el equipo terminal pueden haber varios niveles de modulación para obtener cierta ventaja en la transmisión o para prever ciertas limitantes en la fuente óptica. La modulación es la conversión de la señal analógica a una portadora óptica. El proceso inverso se lleva a cabo en el receptor, donde se obtendrá nuevamente la señal eléctrica (con cierto grado de distorsión), que será amplificada e igualada para que los demoduladores proporcionen la señal eléctrica original.

### 3.4.2 TRANSMISION POR FIBRA OPTICA DE SEÑALES DIGITALES.

Este tipo de transmisión es el de mayor importancia ya que existe una gran tendencia a la digitalización de los sistemas de comunicación en general. La figura 3.3 muestra un sistema de telecomunicación digital típico por fibra óptica.

## SISTEMAS DE RECEPCION PARA FIBRAS OPTICAS

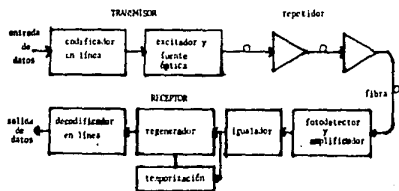


Fig. 3.3. Sistema de transmisión digital por fibra óptica.

En el transmisor, la función del codificador en línea es codificar la información binaria de entrada (con una rapidez de señalización,  $f_s$  bits/seg.) en una secuencia de símbolos binarios (a una rapidez de transmisión,  $f_t = 1/T$  bauds/seg.) con propiedades convenientes. Con esta señal y un circuito de excitación se modula la intensidad de la fuente óptica, de forma que a cada impulso eléctrico de entrada se le asocia un pulso óptico de forma rectangular. A través de la fibra, los pulsos ópticos se distorsionan y atenúan. En el receptor estos pulsos ópticos son convertidos en eléctricos mediante un fotodetector. Después los pulsos -ahora eléctricos- son amplificados (contrarrestando la atenuación), y para reducir los efectos de distorsión se emplea un igualador, de forma que el pulso presente una interferencia entre símbolos mínima. Una vez que la señal ha sido igualada se procede a regenerarla, para ello el regenerador toma la referencia de tiempo de la propia señal. Por último la señal se decodifica, obteniendo así la señal de información inicial.

Por lo general se prefiere la transmisión óptica digital sobre la analógica ya que el ruido no es acumulativo en los repetidores, mientras que en los sistemas analógicos los efectos de ruido y distorsión son considerables. Otra ventaja es el menor costo en el equipo empleado en sistemas digitales para un número elevado de canales (ver figura 1.5).

### 3.5 ANALISIS TEORICO DEL RECEPTOR OPTICO.

A partir de este punto y hasta el final del capítulo se concentrará la atención en el análisis y consideraciones de diseño del receptor óptico, por ser éste la etapa de interés en el presente trabajo.

## SISTEMAS DE RECEPCION PARA FIBRAS OPTICAS

### 3.5.1 DISPOSITIVOS Y CIRCUITOS QUE CONSTITUYEN EL RECEPTOR OPTICO.

El receptor óptico juega un papel muy importante en el sistema general de telecomunicación, ya que de él depende que la señal óptica recibida (después de haber recorrido una cierta distancia) sea adecuadamente convertida en eléctrica, de forma que sea lo más fiel posible a la señal enviada originalmente; tomando en cuenta que en el transcurso de la transmisión por la fibra, la señal está sujeta a efectos de distorsión y atenuación. En el estudio del receptor existen diversos parámetros -generalmente relacionados- de los que va a depender el grado de confiabilidad y sensibilidad, por lo que se deben establecer ciertas prioridades entre ellos según el criterio.

Básicamente el receptor está formado por un fotodetector, una etapa de preamplificación y amplificación, un igualador y un filtro, según se muestra en la figura 3.4.



Fig. 3.4. Estructura del receptor por bloques.

En el caso de sistemas digitales se agrega una etapa de decisión de niveles. La estructura de la figura anterior es conocida como canal lineal.

#### a Fotodetector.

Generalmente el fotodetector es un diodo P-I-N o avalancha, ambos hechos de silicio, para proporcionar una buena recepción del espectro de las señales transmitidas por las fuentes ópticas (hechas de  $Al(x)Ga(1-x)As$ ). En condiciones de operación, los detectores (polarizados inversamente) absorben la señal luminosa y generan pares electrón-hueco, que reeditán en un flujo de corriente en el circuito externo.

Un fotodetector se puede representar por una fuente de corriente y una capacitancia de agotamiento, según la figura 3.5.

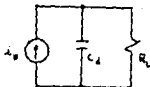


Fig. 3.5. Representación del fotodetector.

## SISTEMAS DE RECEPCION PARA FIBRAS OPTICAS

En un fotodiodo P-I-N la corriente generada por la potencia óptica incidente es:

$$i_o = \frac{\eta q}{h \nu} P$$

Donde  $\eta$  es la eficiencia cuántica del diodo.

$\frac{h \nu}{q}$  es la energía de un fotón [electrón-volts].

P es la potencia de la luz incidente.

La responsividad de un fotodiodo,  $R_o$ , es la corriente producida por unidad de potencia óptica incidente y es:

$$R_o = \frac{\eta q}{h \nu}$$

Para fotodiodos de avalancha la corriente primaria fotogenerada es multiplicada por la ganancia  $\langle M \rangle$  del dispositivo, de forma que:

$$i = \langle M \rangle i_o = \langle M \rangle \frac{\eta q}{h \nu} P = \langle M \rangle R_o P.$$

### b' Preamplificador y amplificador.

El preamplificador es la primera etapa de amplificación después del fotodetector. Es muy importante hacer un buen diseño del preamplificador ya que la sensibilidad va a depender de ello, al ser la principal fuente de ruido añadido a la señal. La etapa de postamplificación efectúa el resto de la amplificación de la señal. Su contribución de ruido al sistema es despreciable. Prácticamente el postamplificador contiene un control automático de ganancia para mantener la señal de salida constante.

### c Igualador.

Puede existir distorsión en la forma de onda de la señal debido al

## SISTEMAS DE RECEPCION PARA FIBRAS OPTICAS

efecto del preamplificador y postamplificador, o bien, por efectos dispersivos en la fibra. La función del igualador es eliminar esas distorsiones, suministrando una forma de pulsos adecuada al filtro.

### d Filtro.

El filtro afecta tanto a las fuentes de señal como a las de ruido. Su función es maximizar la relación señal a ruido, conservando la forma esencial de la señal. En sistemas analógicos el filtro debe mantener la amplitud y fase de la respuesta dentro de ciertos límites, mientras que en sistemas digitales debe minimizar la interferencia entre símbolos. El filtro se debe elegir bajo la consideración de un mínimo ruido presente dentro y fuera de la banda de la señal.

Un análisis de cada uno de los elementos que forman el receptor, permitirá llegar a conocer su correspondiente afectación a la salida del canal lineal.

### 3.5.2 DISPOSITIVOS FOTODETECTORES.

Un fotodetector es un transductor óptico-eléctrico. Tomando en cuenta la atenuación y distorsión de la señal que sale de la fibra, sus características primordiales son [8], [10]:

1. Alta respuesta a la energía incidente (sensibilidad).
2. Adecuada velocidad de respuesta, para el ancho de banda de la información en la portadora óptica.
3. Mínimo ruido adicional al sistema introducido por el fotodiodo.
4. Baja susceptibilidad a cambios de temperatura.
5. Compatibilidad de dimensiones físicas con la fibra.

Paralelamente, su aceptabilidad depende de su costo y tiempo de vida.

El principio de funcionamiento fotoeléctrico de un fotodetector se basa en la transferencia de energía a los átomos de un arreglo semiconductor polarizado inversamente (alto campo eléctrico en la región de agotamiento), de forma que los electrones pasen de una banda de valencia a una de conducción (generación de pares electrón-hueco o ionización). Esto repercute en un movimiento de cargas, que producirán un flujo de corriente en el circuito externo. El suministro de energía se toma de

## SISTEMAS DE RECEPCION PARA FIBRAS OPTICAS

la energía luminosa (fotones), por lo que se necesita un material fotoreceptivo.

Existen varios tipos de fotodetectores tales como son los fotomultiplicadores, detectores piroeléctricos y fotodetectores semiconductores. Estos últimos están constituidos por los fotoconductores, fototransistores y fotodiodos. Dadas las características de la transmisión por fibra, el fotodiodo es el más indicado por su tamaño reducido, alta sensibilidad y corto tiempo de respuesta.

Los fotodiodos semiconductores pueden ser de dos tipos; P-I-N y avalancha.

### 3.5.2.1 FOTODIODOS P-I-N. -

Mediante el mismo principio se observa que los pares electrón-hueco generados, se moverán hacia los electrodos opuestos para conservar el equilibrio de cargas. Con ello se forma una región de agotamiento con un potencial y un campo eléctrico máximo dado por:

$$E_{\max} = \rho_n W_n / \epsilon = \rho_p W_p / \epsilon$$

donde  $\rho_n$  es el nivel de contaminación del material n.

$\rho_p$  es el nivel de contaminación del material p.

$W_n$  es el tamaño de la región de agotamiento en el lado n.

$W_p$  es el tamaño de la región de agotamiento en el lado p.

$\epsilon$  es la permitividad del material.

La figura 3.6 muestra tres regiones básicas en el semiconductor.

## SISTEMAS DE RECEPCION PARA FIBRAS OPTICAS

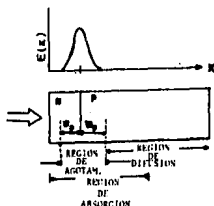


Fig. 3.6. Regiones del fotodiodo.

- La región de agotamiento se forma por la polarización inversa del dispositivo semiconductor. El campo eléctrico es máximo en esta región.
- La región de difusión es aquella donde pueden existir portadores, pero por la baja concentración de campo eléctrico sus velocidades son bajas.
- La región de absorción es aquella en la que se produce la ionización debido a la energía luminosa (fotones).

Al aumentar la región de agotamiento, se aumenta la longitud de alto campo sobre el semiconductor, y con ello, se aumenta de la región de absorción de fotones y la velocidad de los pares electrón-hueco generados.

Ese aumento de la región de agotamiento se logra mediante la reducción del nivel de contaminación  $p_p$  en el material P, ya que  $W_D \propto p_p$  =  $W_D \propto p_p$ . Como resultado de lo anterior la región P presenta características intrínsecas. Para que exista un flujo adecuado de corriente se agrega una región contaminada P. De aquí la configuración P-I-N que se muestra en la figura 3.7 [9].

### SISTEMAS DE RECEPCION PARA FIBRAS OPTICAS

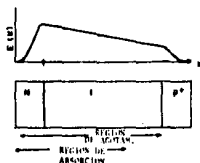


Fig. 3.7. Regiones y distribución de campo eléctrico en el fotodiodo P-I-N.

Como contraposición a esto se requiere que el dispositivo tenga un tiempo de respuesta corto (corto tiempo de tránsito de portadores), lo que se logra al reducir la región de agotamiento.

Entonces en el diseño de fotodetectores existe un compromiso entre la eficiencia del dispositivo (capacidad de absorción de fotones) y un tiempo de respuesta corto (tránsito de portadores). A nivel energético, en las regiones intrínseca y P las concentraciones de carga son despreciables en comparación con las concentraciones de impurezas. Se llaman fotoportadores a los pares electrón-hueco generados por el efecto de la transferencia de energía del fotón a la banda de energía del material semiconductor. Estas bandas de energía se muestran en la figura 3.8.

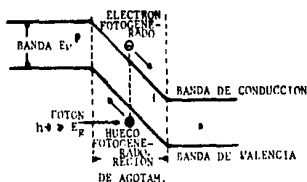


Fig. 3.8. Diagrama de bandas de energía en un fotodiodo P-I-N.

Al flujo de un electrón en cada par generado se le llama fotocorriente [10]. Si se considera que los pares electrón-hueco se recombinan después de haber recorrido una distancia  $L_n$  y  $L_p$  respectivamente y si el tiempo que les toma en recombinarse es  $\tau_n$  y  $\tau_p$  respectivamente, entonces existe una relación entre ellos de la forma:



## SISTEMAS DE RECEPCION PARA FIBRAS OPTICAS

$$L_n = (D_n \tau_n)^{0.5} \quad \text{y} \quad L_p = (D_p \tau_p)^{0.5}$$

donde  $D_n$  y  $D_p$  son los coeficientes de difusión para electrones y huecos respectivamente [cms<sup>2</sup>/seg].  
 $L_n$  y  $L_p$  se denominan distancias de difusión.  
 $\tau_n$  y  $\tau_p$  se denominan tiempos de vida.

También se puede establecer una relación entre la potencia óptica absorbida y la región de agotamiento según:

$$P(w) = P_o (1 - e^{-\alpha_s w})$$

donde  $P(w)$  es la potencia óptica absorbida en la distancia  $w$ .  
 $P_o$  es el nivel de potencia óptica incidente al material.  
 $w$  es el ancho de la región de agotamiento.

Para cada material semiconductor va a haber un cierto rango de longitud de onda en el que se puede trabajar. Si su límite es  $\lambda_c$ , su valor está en función de la banda de energía del material,  $E_g$  (eV-electrón-Watt).

$$\lambda_c = \frac{h c}{E_g}$$

donde  $h$  es la constante de Planck.  
 $c$  es la velocidad de la luz.

Existe una relación entre la fotocorriente primaria obtenida y la absorción de potencia óptica, de la forma:

$$I_p = \frac{q}{h \nu} P_o (1 - e^{-\alpha_s w}) (1 - R_f)$$

donde  $q$  es la carga del electrón.  
 $h \nu$  es la energía del fotón.  
 $R_f$  es la reflectividad a la entrada del fotodiodo.

## SISTEMAS DE RECEPCIÓN PARA FIBRAS ÓPTICAS

Físicamente el fotodiodo P-I-N puede ser iluminado de frente o en forma lateral, como se muestra en la figura 3.9.

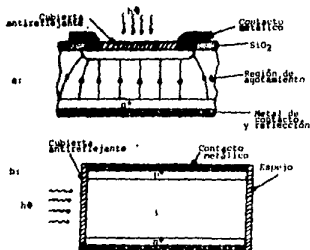


Fig. 3.9. Estructura del fotodiodo P-I-N.  
a) Iluminado de frente. b) Iluminado lateralmente.

Para obtener un mejor rendimiento del dispositivo se emplea una cubierta antirrefleja en la región de entrada luminosa, mientras que en el extremo opuesto, un metal o espejo que sirva como reflector de la luz [8].

### 3.5.2.2 FOTODIODOS DE AVALANCHA (APD). -

Este tipo de fotodiodos se caracteriza por presentar una ganancia de corriente en la conversión óptico-eléctrica de la señal. Esto es importante al considerar que cuando la señal sale de la fibra presenta una potencia pequeña, en el orden de  $nW$ . A esta potencia la corriente generada por un fotodiodo normal es del orden de  $nA$ . Esta señal tan pequeña se ve afectada fuertemente por el ruido, al pasar a una etapa de amplificación (ruidos térmico y de disparo).

En el fotodiodo de avalancha (APD), se incrementa la señal eléctrica fotogenerada antes de que ésta pase a las etapas de amplificación, logrando así una menor afectación por el ruido en el amplificador.

La configuración de un fotodiodo de avalancha, así como su distribución de campo eléctrico se muestran en la figura 3.10.

## SISTEMAS DE RECEPCION PARA FIBRAS OPTICAS

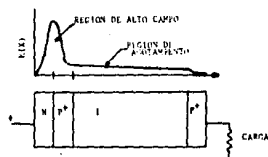


Fig. 3.10. Configuración de un fotodiodo de avalancha.

Funcionalmente los fotoelectrones que han surgido por la aportación de energía de los fotones, se difunden en la región de alto campo eléctrico, incrementando su velocidad [9]. En esta región dichos electrones pueden incrementar su energía al chocar en la estructura, pudiendo ionizar a los electrones vecinos (pasarlos de la banda de valencia a la de conducción mediante la aportación de energía) al chocar con ellos. Esto se llama ionización por impacto. Los nuevos portadores son acelerados por el alto campo y a su vez pueden chocar con otros e ionizarlos. Este es el efecto de avalancha y se estudia como una función estadística [10].

Según la figura 3.11 cuando una baja tensión inversa es aplicada, la mayor caída de potencial se concentra en la unión P N(+). La región de agotamiento se ensancha al incrementar la polarización hasta un cierto valor en el cual el pico del campo eléctrico en la unión P N(+) es 5 ó 10% menor que el necesario para que se produzca el efecto de avalancha. En este punto la región de agotamiento tiene características similares a las de la región intrínseca n. La luz entra por la región P(+) y es absorbida en la región n, que actúa como la región de recolección de las cargas fotogeneradas. Cuando el fotón cede su energía, crea un par electrón-hueco que se separa por el campo eléctrico en la región n. Los electrones fotogenerados se dirigen de la región n a la unión P N(+) donde existe un alto campo eléctrico. En esta región de alto campo se produce la multiplicación de portadores. El proceso de avalancha depende del material semiconductor, de la magnitud del campo eléctrico, del espesor de la región de alto campo y de la tensión inversa aplicada. La temperatura afecta inversamente a la ganancia de avalancha.

Si  $M$  es el promedio del factor de ganancia en un fotodiodo de avalancha, se tiene la siguiente relación:

$$M = \frac{I_m}{I_p}$$

## SISTEMAS DE RECEPCION PARA FIBRAS OPTICAS

donde  $I_a$  es el valor promedio de la corriente total multiplicada a la salida.  
 $I_p$  es la fotocorriente primaria (sin multiplicar).  
 $M$  se expresa como un promedio.

La responsividad definida anteriormente, también se ve afectada por la ganancia, según:

$$R_{o\ APD} = \frac{\eta q}{h \nu} M$$

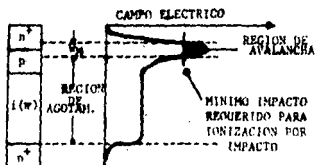
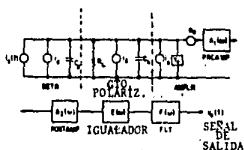


Fig. 3.11. Estructura y distribución de campo eléctrico en el fotodiodo de avalancha.

La estructura de los fotodiodos de avalancha puede ser de alcance o epitaxial, según la figura 3.12.



SISTEMAS DE RECEPCION PARA FIBRAS OPTICAS



## SISTEMAS DE RECEPCION PARA FIBRAS OPTICAS

Mientras que las contribuciones de ruido a la entrada son:

$$\langle i_s^2(0) \rangle = 2q \left( \frac{\eta q}{h \nu} \right) \langle M^2 \rangle I_1 b \quad \dots(2)$$

$$\langle i_{pc}^2(0) \rangle = 2q \left( \frac{\eta q}{h \nu} \right) \langle M^2 \rangle B b_{\max} (I_1 - I_1) \quad \dots(3)$$

$$\langle i_{co}^2(0) \rangle = 2q [I_1 \langle M^2 \rangle + I_n] B I_2 \quad \dots(4)$$

$$\langle i_{pa}^2(0) \rangle = \frac{d \langle i^2 \rangle_{eq}}{df} B I_2 \quad \dots(5)$$

$$\langle i_{se}^2(0) \rangle = \frac{d \langle e^2 \rangle_a}{df} \left[ \frac{B I_2}{R_{in}} + (2 \pi C t)^2 B^3 I_3 I \right] \quad \dots(6)$$

$$\langle i_{tot}^2(0) \rangle = \langle i_s^2(0) \rangle_{se} + \langle i_{co}^2(0) \rangle_{co} + \langle i_{pa}^2(0) \rangle_{pa} + \langle i_{se}^2(0) \rangle_{se}$$

donde  $I_s$  es el valor pico de la señal de corriente a la entrada.

$\langle M \rangle$  es la ganancia promedio de avalancha.

$R_{in}$  es la resistencia de transferencia efectiva del canal lineal.

$b$  es el valor de la señal de entrada.

## SISTEMAS DE RECEPCION PARA FIBRAS OPTICAS

B es la razón de transmisión.

I<sub>1</sub>, I<sub>2</sub>, I<sub>3</sub> son integrales en función del ruido del circuito.

E I Sumatoria en función del ruido.

I<sub>m</sub> Componente de la corriente de oscuridad que es multiplicada.

I<sub>n</sub> Componente de la corriente de oscuridad que no es mult.

R<sub>in</sub> Resistencia efectiva del circuito de entrada.

C<sub>t</sub> es la capacitancia total de entrada.

$\frac{d}{df} \langle i \rangle_{eq}^2$  densidad espectral de corriente de ruido (entrada).

$\frac{d}{df} \langle e \rangle_a^2$  densidad espectral del generador de ruido (serie).

$\langle i \rangle_s^2(0)$  es el valor cuadrático medio de la corriente de ruido a la entrada en el periodo de tiempo especificado.

$\langle i \rangle_{sp}^2(0)$  es el valor cuadrático medio de la corriente de ruido a la entrada en otros periodos de tiempo distintos.

$\langle i \rangle_{ca}^2(0)$  es el valor cuadrático medio de la corriente de ruido debido a la corriente de oscuridad del fotodetector.

$\langle i \rangle_{pa}^2(0)$  es el valor cuadrático medio de la corriente de ruido debido a las fuentes de ruido en paralelo.

$\langle i \rangle_{se}^2(0)$  es el valor cuadrático medio de la corriente de ruido debido a las fuentes de ruido en serie.



## SISTEMAS DE RECEPCION PARA FIBRAS OPTICAS

$\langle i^2(0) \rangle$  es el valor cuadrático medio de la corriente de ruido debido a todas las fuentes.

La primera ecuación se refiere al valor de la señal a la salida. Las restantes, proporcionan todas las contribuciones de ruido. Las ecuaciones 2 y 3 son las aportaciones de ruido dependientes de la señal; la primera debida a un periodo de tiempo  $T$ , específico de la transmisión (generalmente  $T = 1/B$ ), y la segunda contempla las contribuciones de otros periodos de tiempo. La ecuación 4 se refiere al ruido generado por la corriente de oscuridad, donde se ve un término dependiente de la ganancia promedio de avalancha. La ecuación 5 contempla las fuentes de ruido del amplificador y de polarización. La ecuación 6 representa la fuente de ruido,  $e_n$ , del amplificador. Se observa la dependencia de las capacitancias de agotamiento del fotodiodo y del acoplo fotodiodo-amplificador.

En las ecuaciones anteriores se encuentran las expresiones  $I_1$ ,  $I_2$ ,  $I_3$  y  $E_1$ . Estas están relacionadas a una normalización que considera la función de transferencia,  $Z(\omega)$ , del canal lineal y una interferencia entre símbolos despreciable. Se puede demostrar el procedimiento de normalización y cambio de variables. Dado que estas expresiones contienen funciones con transformadas de Fourier y convoluciones, su evaluación directa se vuelve muy complicada. Existen representaciones gráficas de los valores que toman las ecuaciones anteriores, en función de las formas de los pulsos de entrada al receptor. Se consideran pulsos rectangulares, gaussianos y exponenciales [12].

### 3.5.4 EFECTOS DE RUIDO EN CONFIGS. FUENTE COMUN Y EMISOR COMUN.

Una vez que la señal ha sido convertida en eléctrica mediante el fotodetector, se procede a amplificarla, ya que su amplitud es demasiado pequeña (aun cuando se emplean fotodiodos de avalancha) como para poder distinguir en ella estados lógicos (en sistemas digitales) o anchos de banda (en sistemas analógicos).

En el diseño de las etapas de amplificación se deben contemplar los pequeños valores de la señal de información y proporcionar una señal con una buena amplitud, en la que la información esté lo menos afectada posible. En especial es importante el control del ruido en la señal debido al dispositivo semiconductor (ruido de disparo) y al circuito de polarización (ruido térmico). Las configuraciones más adecuadas en esta etapa de amplificación son las de fuente común para el caso de

## SISTEMAS DE RECEPCION PARA FIBRAS OPTICAS

transistores unipolares FET y emisor común para el caso de los transistores bipolares BJT. En este inciso se analizan ambas configuraciones en función del ruido que las caracteriza.

### 3.5.4.1 CONFIGURACION DE FUENTE COMUN (FET). -

Esta configuración se muestra en la figura 3.14.

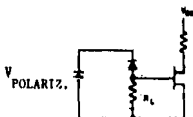


Fig. 3.14. Representación de un amplificador FET.

$R_1$  representa la combinación en paralelo de los resistores de polarización de la compuerta del transistor y el retorno a CD en la corriente del detector. Las principales fuentes de ruido en esta configuración son el ruido térmico en  $R_1$ , el ruido de disparo en la compuerta y el ruido asociado con la conductancia del canal [12].

Se puede establecer la siguiente figura de mérito para el diseño con FET's [9]:

$$\text{Figura de mérito} = \frac{g_m}{2 C_t} \quad (\text{para el FET})$$

donde  $C_t$  contempla las contribuciones capacitivas del detector y el transistor.

## BISTEMAS DE RECEPCION PARA FIBRAS OPTICAS

### 3.5.4.2 CONFIGURACION DE EMISOR COMUN (BJT). -

Esta configuración se muestra en la figura 3.15.

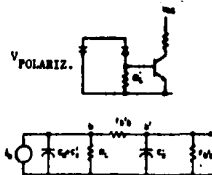


Fig. 3.15. Representación de un transistor bipolar en configuración de emisor común.

donde  $R_1$  es la combinación paralelo de los resistores de polarización en la base del transistor y en el fotodiodo.

En esta configuración las fuentes de ruido más importantes son el ruido de disparo relacionado con las corrientes de base y colector así como el ruido térmico debido a la resistencia de base  $rb'b$  [12].

#### 3.5.4.2.1 OPTIMIZACION DE LA CORRIENTE DE COLECTOR. -

Se puede demostrar que la aportación de ruido por parte de la corriente de colector es inversamente proporcional a esta última. Por ello existe una corriente de colector óptima, donde la suma de las contribuciones de ruido en colector y base es mínima -las fuentes de corriente de ruido en base y colector son básicamente iguales-.

Sin considerar el efecto de la resistencia de base  $rb'b$ , se demuestra que el ruido mínimo depende del cuadrado de la razón de error de transmisión (BER), mientras que en el FET depende del cubo de la misma [9]. También la dependencia de la capacitancia  $C_t$  en el BJT es lineal, mientras que en el FET es cuadrática. Una figura de mérito en el transistor bipolar es:

## SISTEMAS DE RECEPCION PARA FIBRAS OPTICAS

$$\text{Figura de m\u00e9rito} = \frac{0.5}{\beta_0 C_t} \quad (\text{transistor bipolar})$$

El ruido depende del cuadrado de la raz\u00f3n de error (BER) en el transistor bipolar, con lo cual el dispositivo producir\u00e1 una menor aportaci\u00f3n de ruido para valores altos de la relaci\u00f3n de error, siendo el FET m\u00e1s adecuado para valores bajos de esa relaci\u00f3n. El principal motivo de la preferencia de un dispositivo bipolar a altas frecuencias, es debido a la capacidad que posee de incrementar su transconductancia al aumentar la corriente de colector, y con ello, reducir la contribuci\u00f3n del generador de ruido en serie.

### 3.5.4.3 COMPARACION ENTRE BJT Y FET. -

Las ecuaciones siguientes definen la cantidad m\u00ednima de ruido asociado a los amplificadores con FET y BJT, respectivamente.

$$\langle i \rangle_{\text{m\u00edn. cir}}^2 = 4kT \Gamma \frac{(2 + C_t)^2}{g_m} I_3 B^3 \quad (\text{FET})$$

donde:  $\Gamma$  es un factor num\u00e9rico en la densidad espectral de ruido.  
 $g_m$  es la transconductancia del transistor.  
 $T$  es el periodo de tiempo espec\u00edfico de la transmisi\u00f3n.

y

$$\langle i \rangle_{\text{m\u00edn. cir.}}^2 = (8 + kT) \left( \frac{C_t}{0.5} \right) (I_2 I_3)^{0.5} B^2 + 4kT r_b' b (2 + C_d + C_s)^2 I_3 B^3 \quad (\text{BJT})$$

donde  $C_d$  es la capacitancia del fotodetector.  
 $C_s$  es la capacitancia de diversas p\u00e9rdidas.  
 $r_b' b$  es la resistencia de base.  
 $k$  es la relaci\u00f3n de los coeficientes de ionizaci\u00f3n de huecos y electrones en la unid\u00f3n de detecci\u00f3n de fotones.

## SISTEMAS DE RECEPCION PARA FIRMAS OPTICAS

En el caso del FET el ruido varía con el cubo de B; mientras que en el BJT la variación es con el cuadrado cuando  $rb'b$  es pequeña, y con el cubo cuando domina el ruido de  $rb'b$ . Cuando se trabaja a bajos valores de razón de error de transmisión (BER), el uso del FET es el más indicado, mientras que el BJT es mejor a valores altos. Existe un valor de esta relación de error (BER) para el cual el comportamiento de cualquiera de los dos dispositivos es similar. Este valor se obtiene al igualar las correspondientes ecuaciones.

### 3.5.5 DISEÑO PRACTICO Y RUIDO EN LA ETAPA DE PREAMPLIFICACION.

En el punto anterior se han especificado los efectos de ruido en amplificadores que emplean dispositivos semiconductores polares y bipolares. En este punto se fija la atención en algunas configuraciones, tomando en cuenta que la sensibilidad del receptor va a depender en gran parte del preamplificador; por ello es importante la consideración de mínimos niveles de ruido en el diseño.

Las configuraciones más comúnmente empleadas son el preamplificador de alta impedancia o integrador y el preamplificador de transimpedancia o convertidor de corriente a tensión.

Para entender por qué proceden esas configuraciones hay que tener presente que el preamplificador debe tener un ancho de banda por lo menos igual a la razón de señalización digital, B (bits/seg).

Existen tres formas de lograr esto [9].

#### 1. Ejecución directa.

El método más directo para diseñar la etapa de entrada en el receptor es considerando a la entrada del preamplificador un resistor de carga  $R_1$ , que junto con la capacitancia de entrada  $C_1$ , hagan que el valor del ancho de banda de la admitancia de entrada sea mayor a B. Entonces se debe cumplir la condición:

$$R = \frac{1}{2 \pi B C_1}$$

De esta forma la señal de entrada pasará adecuadamente a través de la etapa de amplificación, requiriendo una mínima cantidad de

## SISTEMAS DE RECEPCION PARA FIBRAS OPTICAS

igualación de la señal. Sin embargo, la corriente de ruido debido a  $R_1$  es:

$$\langle i^2 \rangle R_1 = \frac{4 k T}{R_1} B I_2 = 4 k T (2 w C_t) B I_2$$

De esta ecuación se observa que el ruido debido a este resistor es mucho mayor al valor mínimo de ruido obtenido para el FET o el BJT. Entonces esta alternativa no es adecuada.

### 2. Amplificador de alta impedancia.

Con esta configuración se busca reducir al máximo todas las fuentes de ruido. Esto se logra reduciendo la capacitancia de entrada en el FET o en el BJT, mediante un detector de bajos niveles de corriente de oscuridad y con el menor ruido debido a la corriente de polarización (altos valores de  $R_1$ ). De esta forma se obtiene un amplificador de alta impedancia. Con  $R_1$  alta, la parte que predomina en la admitancia es la capacitancia  $C_t$  y con ello la señal de corriente tiende a ser integrada, por eso a este dispositivo también se le conoce como amplificador integrador. En este tipo de amplificador es importante la intervención del igualador para restaurar el pulso de entrada -que fue distorsionado por el limitado ancho de banda de la admitancia de entrada-, siendo su efecto el de diferenciar la señal, en contraposición a la integración anterior (atenuar las componentes de baja frecuencia de la señal). Este arreglo de amplificador de alta impedancia e igualador mantiene una reducción en el ruido, cuidando la información de la señal. Sin embargo existen dos limitantes. La primera se refiere a la necesidad de posicionar adecuadamente el cero del igualador para compensar el cero de la admitancia de entrada. Como la localización del cero de entrada depende de  $C_t$  y  $R_1$ , mismos que dependen de los valores de capacitancias parásitas, y en el caso de transistores bipolares con la  $\beta$  del transistor; entonces esa localización varía de dispositivo en dispositivo. Por ello cada amplificador debe ser igualado individualmente. La segunda limitante en el amplificador de alta impedancia es que presenta un rango dinámico reducido. Este rango se define como la relación entre las señales máxima y mínima de entrada y depende de la cantidad de integración en la impedancia de entrada y de la diferenciación en el igualador para compensarla. Si se emplea un transistor FET la impedancia de entrada requiere grandes cantidades de igualación. En el caso de transistores bipolares la igualación depende de la razón de señalización  $B$  (bits/seg) y de  $\beta$ .

## SISTEMAS DE RECEPCION PARA FIBRAS OPTICAS

### 3. Amplificador de transimpedancia.

Esta alternativa de amplificación es la más comúnmente usada en telecomunicaciones por fibra óptica. Su representación es la que se muestra en la figura 3.16.

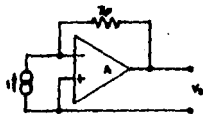


Fig. 3.16. Amplificador de transimpedancia.

Su función es convertir la señal de corriente a la entrada en una señal de tensión a la salida, existiendo una relación entre ellas de la forma:

$$V_o = - Z_f * i_{en}$$

donde  $Z_f$  es la impedancia de retroalimentación.

Esta alternativa maneja grandes anchos de banda y proporciona un mayor rango dinámico que el amplificador de alta impedancia. Su comportamiento con respecto al ruido no es tan adecuado como el anterior debido a la contribución de ruido de  $R_f$ . Su respuesta en alta frecuencia depende de la impedancia de retroalimentación  $Z_f$  (el efecto de la retroalimentación es aumentar el ancho de banda). Esta última es un compromiso entre  $R_f$  y  $C_f$ , donde  $C_f$  es generalmente pequeña comparada a la capacitancia de entrada y se puede reducir empleando una configuración de cascodo.  $Z_f$  contempla dos o más polos y puede contener ceros. Para reducir la aportación de ruido de  $R_f$  es conveniente incrementarla, además del consecuente aumento en el ancho de banda. Sin embargo existe un límite en dicho incremento, ya que a valores altos los polos en  $Z_f$  se vuelven complejos, provocando que el amplificador oscile. Los beneficios en el empleo de amplificadores de transimpedancia son [13]:

1. Amplio rango dinámico comparado con el de alta impedancia.
2. Se requiere poca o ninguna igualación, ya que la combinación de  $R_f$  y  $R_s$  es muy pequeña, por lo que la constante de tiempo del receptor es pequeña.

## SISTEMAS DE RECEPCION PARA FIBRAS OPTICAS

3. La resistencia de salida es pequeña de forma que el amplificador es poco susceptible a ruido, interferencia electromagnética, etc.
4. La característica de transferencia de este amplificador es su transimpedancia, debida al resistor de retroalimentación. Por eso es fácilmente controlable y estable.
5. Aunque este amplificador es menos sensible que el de alta impedancia, esta diferencia es poco considerable.

### 3.5.6 OPTIMIZACION EN EL AMPLIFICADOR DE TRANSIMPEDANCIA.

En los puntos anteriores se han estudiado las configuraciones con transistores polares y bipolares, así como sus ventajas y desventajas. Se han visto las dos posibles alternativas de diseño en la etapa de preamplificación. Dadas sus ventajas, en el diseño de la etapa de preamplificación se emplea generalmente el amplificador de transimpedancia, constituido por transistores bipolares. En este punto se hace referencia a este último tipo de amplificadores, considerando la aportación de aquellos parámetros de los que va a depender un diseño óptimo. Para iniciar este aspecto se debe establecer que el amplificador de alta impedancia es el que proporciona una menor aportación de ruido. Por su parte, el amplificador de transimpedancia no siempre alcanza estos niveles tan bajos, por lo que no es conveniente su empleo en diseños de muy bajo ruido. Las pruebas experimentales muestran que un amplificador de transimpedancia empleando transistores bipolares produce un mayor grado de ruido en la señal ( $2 \times 10^{-16}$  A<sup>2</sup>) que un amplificador de alta impedancia que emplea transistores unipolares ( $1.46 \times 10^{-17}$  A<sup>2</sup>). Un diagrama del amplificador de transimpedancia se muestra en la figura 3.17.

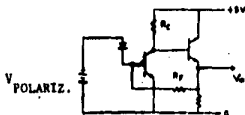


Fig. 3.17. Circuito de transimpedancia.

La respuesta en frecuencia de este amplificador se caracteriza por los dos polos reales S1 y S2, cuya localización está en función de los valores de los resistores de retroalimentación y de colector  $R_f$  y  $R_c$



## SISTEMAS DE RECEPCION PARA FIBRAS OPTICAS

respectivamente. En este caso  $R_f = R_c$  (fig. 3.18).

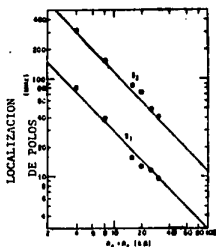


Fig. 3.18. Localización de polos del amplificador de transimpedancia.

La localización de los polos varía inversamente con la resistencia. Un amplificador con un polo dominante a 50 MHz se puede diseñar por ejemplo, con  $R_f = R_c = 6 \text{ k}\Omega$ , mientras que para  $R_f = R_c = 25 \text{ k}\Omega$  el polo dominante se localiza a 12.5 MHz con el polo auxiliar a 50 MHz. En este amplificador se debe emplear un igualador de un solo cero para cancelar los efectos del polo dominante S1, y obtener un amplificador con una respuesta en frecuencia dominada por el polo S2. Es posible igualar también al segundo polo. Las contribuciones de ruido de los diversos circuitos que constituyen al receptor van a depender de la razón de la transmisión de la señal,  $B$ , a excepción del ruido debido a la corriente de base. Para tener una idea de estas contribuciones de ruido, considerese el diseño de un receptor funcionando a 45 Mbits/seg. La figura 3.19 muestra esas contribuciones a la entrada debidas a la corriente de base, al resistor de retroalimentación, a la corriente de colector y a la resistencia de base.

## SISTEMAS DE RECEPCION PARA FIBRAS OPTICAS

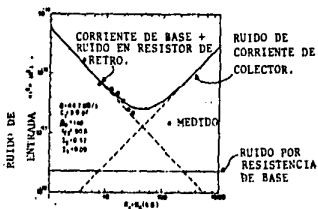


Fig. 3.19. Contribución de las diferentes fuentes de ruido a la entrada.

Para valores de resistencia mayores a 6 K $\Omega$ , la etapa de igualación se emplea para igualar el polo dominante a una frecuencia mayor o igual a 50 MHz. A pequeños valores de  $R_c$  (altas corrientes de colector) predomina el ruido de disparo de la corriente de base y el ruido térmico del resistor de retroalimentación. Para altos valores de resistencia domina el ruido de disparo de la corriente de colector. Por ello se requieren bajos niveles de igualación con los amplificadores de transimpedancia, mientras que en amplificadores de alta impedancia estos niveles son elevados.

### 3.5.7 RECEPTORES DIGITALES.

La transmisión de señales digitales es el tipo de comunicación más ventajoso, ya que los efectos de ruido y distorsión son más discretos. En este punto se analizan ciertas características de recepción en los sistemas digitales.

En la transmisión digital la información se transmite mediante una serie de 'unos' y 'ceros' lógicos a una razón de transmisión  $B$  en bits/seg. Esta señal al llegar al receptor estará atenuada y posiblemente distorsionada, entonces el regenerador debe determinar qué estado lógico se ha transmitido y regenerar la señal con la mínima probabilidad de error. Esa probabilidad de error se mide en función de la razón de error de bit (BER), que se define como la relación que existe entre el número de bits recibidos incorrectamente y el número total de bits transmitidos. Un valor común de BER es de  $10^{-9}$ .

## SISTEMAS DE RECEPCION PARA FIBRAS OPTICAS

### 3.5.7.1 SENSIBILIDAD. -

La sensibilidad del receptor se define como la potencia óptica necesaria para conservar el valor de la razón de error de transmisión (BER). Entonces la máxima sensibilidad ocurre cuando se logra la mínima potencia óptica necesaria para guardar la relación anterior. La sensibilidad del receptor depende del ruido total del sistema. La distorsión del pulso también afecta a la sensibilidad del receptor; ya sea por el ruido debido al uso de un igualador o por la interferencia entre símbolos debida a una mala igualación. Para analizar la sensibilidad del receptor se considerará un pulso sin distorsión [12].

### 3.5.7.2 APROX. GAUSSIANA Y DISTRIB. DE PROBABILIDADES. -

En un sistema digital una vez que la señal ha salido del igualador y del filtro, se compara con un nivel de umbral en cada periodo, para determinar si se recibió o no un pulso en ese intervalo. De una forma ideal la señal de salida excede ese nivel de umbral cuando se presenta un pulso, y será menor a ese umbral cuando no se detecta ningún pulso. Realmente el valor de la señal de salida presenta variaciones debidas al ruido, interferencia con el pulso anterior y condiciones donde la fuente de luz no está completamente apagada cuando no se modula ningún pulso. De lo anterior es importante saber la forma que pueden presentar la señal y el ruido asociado a la salida del receptor (ver figura 3.20). Para ello se requiere un complicado desarrollo matemático que describe de una manera exacta la sensibilidad.

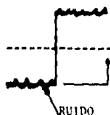


Fig. 3.20. Forma de la señal y ruido asociado a ella.

Existen diversos métodos que de una manera más sencilla, proporcionan resultados similares a los teóricos. El método más aproximado y propio consiste en suponer que la probabilidad de ocurrencia de los niveles lógicos de la señal se representa por una función gaussiana. Esta función de distribución de probabilidades se muestra en la figura 3.21 y va a depender de las estadísticas de la señal, del fotodetector -especialmente para un APD- y de las fuentes de ruido independientes de la señal.

## SISTEMAS DE RECEPCION PARA FIBRAS OPTICAS

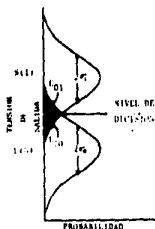


Fig. 3.21. Distribución de probabilidades de dos niveles digitales.

Los resultados obtenidos bajo la suposición de estadísticas gaussianas dan resultados concordantes con los cálculos exactos en los rangos de transmisión por fibra óptica. En base a la anterior función de distribución, se puede establecer una tensión de umbral o referencia, a partir de la cual se decide si se envía un 'uno' o un 'cero'. Si las funciones de distribución de probabilidades son:

$$E_{10} = \int_{-\infty}^V p(y|1) dy$$

Cuando la tensión a la salida del igualador es menor a  $V$  al enviar un pulso.

$$E_{01} = \int_V^{\infty} p(y|0) dy$$

Cuando la tensión sea mayor a  $V$  cuando ningún pulso es enviado.

### SISTEMAS DE RECEPCION PARA FIBRAS OPTICAS

Y si se define la tensión de umbral como  $V_{th}$ , entonces la probabilidad de error es:

$$P(e) = p(0) * E_{01} + p(1) * E_{10}$$

donde  $p(0)$  y  $p(1)$  son las probabilidades de que transmita un cero o un uno, respectivamente. Como se ha supuesto una distribución gaussiana, la probabilidad de que un 'uno' o un 'cero' sean incorrectamente identificados es aproximadamente:

$$P(E) = \frac{1}{(2\pi)^{0.5}} \int_0^{\infty} e^{-\frac{Q^2}{2}} dQ$$

donde  $Q = \frac{|V_{th} - S_i|}{\sigma_i}$

$\sigma_i$  y  $S_i$  son la desviación estandar y el valor esperado del  $i$ 'ésimo nivel de señal.

Como el ruido en cada estado es proporcional a la señal, entonces  $\sigma_0$  y  $\sigma_1$  no son precisamente iguales. Con la suposición gaussiana el valor de  $\sigma^2$  es igual al ruido cuadrático medio asociado al nivel de señal.

Considerando una probabilidad de error de  $10^{-9}$ , idealmente se necesitan generar en promedio 21 fotoelectrones en el detector por cada pulso transmitido. El promedio de la potencia óptica recibida es:

$$\eta P = 21 h \nu B/2$$

y es referida como el límite cuántico. Realmente la potencia óptica necesaria para transmitir un pulso es mayor a este valor.

## SISTEMAS DE RECEPCION PARA FIBRAS OPTICAS

### 3.5.7.3 EMPLEO DE FOTODIODOS P-I-N. -

Se puede demostrar que al emplear un fotodiodo P-I-N [12], el promedio de potencia óptica requerida para conservar la probabilidad de error de  $10^{-9}$  está en función de la longitud de onda,  $\lambda$ , y es:

$$\bar{P} = 5 \langle i \rangle^2 \text{ circ.}^{1/2} \quad \text{para } \lambda = 0.825 \mu\text{m.}$$

$$\bar{P} = 5.7 \langle i \rangle^2 \text{ circ.}^{1/2} \quad \text{para } \lambda = 1.3 \mu\text{m.}$$

donde  $\langle i \rangle^2$  es el ruido del circuito.

La contribución de ruido dependiente de la señal es despreciable.

Para  $\lambda = 1.3 \mu\text{m}$  el efecto de la corriente es mayor y la diferencia entre los coeficientes se debe a la menor cantidad de energía del fotón, a mayores longitudes de onda. Como se puede ver, si se reduce el ruido del circuito, la cantidad de energía óptica que se requiere es menor, por lo que es importante considerar el ruido de la configuración de amplificación (transistores polares o bipolares). La gráfica 3.22 muestra sus efectos en función de la razón de transmisión, B. A bajos valores de B es más eficiente en empleo de FET, mientras que los BJT son mejores a valores altos.

## SISTEMAS DE RECEPCION PARA FIBRAS OPTICAS

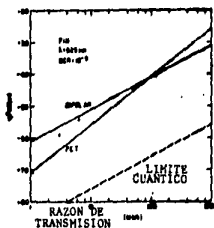


Fig. 3.22. Sensibilidad del receptor con un P-I y un FET en función de B.

### 3.5.7.4 EMPLEO DE FOTODIODOS DE AVALANCHA (APD). -

Cuando se emplean fotodiodos de avalancha, la cantidad de potencia óptica requerida para conservar la sensibilidad ( $10^{-9}$ ) va a ser menor debido a la ganancia interna  $\langle M \rangle$ . En otras palabras, el empleo de estos dispositivos mejora la sensibilidad ya que existe una multiplicación interna de la fotocorriente primaria. Sin embargo esta ganancia también incrementa el ruido del sistema. Conforme la ganancia de avalancha se incrementa, el ruido asociado con la corriente de la señal se incrementa hasta un punto donde es comparable, o quizá superior, al ruido del circuito independiente de la señal. Como consecuencia de ello existirán diferentes niveles de ruido para 'unos' y 'ceros', por lo que el nivel de decisión (umbral) no se encontrará a la mitad de los dos niveles de señal. Por otro lado, existe un valor óptimo de  $\langle M \rangle$  a partir del cual, el ruido dependiente de la señal se incrementa más rápidamente que la potencia de la misma.

Se puede considerar que el ruido en ambos estados lógicos se divide en dos. En primer lugar se tiene el ruido independiente de la ganancia de avalancha, debido al circuito del amplificador y de polarización, así como de las corrientes de fuga en el detector. En segundo lugar se encuentra el ruido independiente de la ganancia, formado por las corrientes de fuga del detector que son multiplicadas, así como el ruido de disparo debido a la señal de fotocorriente generada. Para simplificar en análisis se supone que la corriente de oscuridad afectada por la ganancia es despreciable y además se considera que el efecto del ruido dependiente de la señal en un periodo de tiempo dado.

### SISTEMAS DE RECEPCION PARA FIBRAS OPTICAS

es debido sólo a la señal en ese periodo. Entonces se puede demostrar que existe un valor óptimo de  $\langle M \rangle$  para el cual la potencia óptica requerida es mínima [12]. Esta potencia es:

$$\eta P = 2h \nu B I_l Q \left[ \frac{2 \cdot 0.5}{qB I_l Q} \right] + 1 - kJ$$

donde k es la razón de los coeficientes de ionización de huecos y electrones en la unión de detección de fotones.

De esta ecuación para una B y una k dadas, la dependencia del ruido amplificado es pequeña. Así que el empleo del fotodiodo de avalancha reduce considerablemente la dependencia de la sensibilidad con respecto al ruido (amplificado por la ganancia interna del fotodiodo). Una comparación entre la potencia óptica mínima requerida para conservar la sensibilidad del receptor, empleando fotodiodos P-I-N y avalancha se muestra en la siguiente ecuación.

$$\eta P_{APD} = \left( \frac{2}{\langle M \rangle} \right)^2 \eta P_{P-I-N} + (h\nu B) Q^2$$

Donde se observa que la sensibilidad del receptor empleando un fotodiodo avalancha es  $2/\langle M \rangle$  veces la sensibilidad del mismo empleando un fotodiodo P-I-N, más  $Q^2$  fotones por bit por seg. La figura 3.23 muestra la dependencia de la sensibilidad del receptor con respecto a la razón de transmisión B.



## SISTEMAS DE RECEPCION PARA FIBRAS OPTICAS

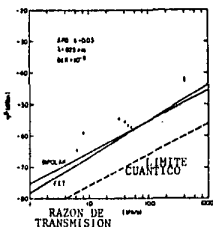


Fig. 3.23. Sensibilidad del receptor con un APD en función de B.

La diferencia de sensibilidad empleando configuraciones con transistores FET y bipolares es pequeña empleando un fotodiodo avalancha, comparada con el empleo de un fotodiodo P-I-N.

### 3.5.8 RECEPTORES ANALOGICOS.

Como se vió en el punto anterior, el desarrollo de sistemas digitales es el más prometedor, dadas sus ventajas de eficiencia en la transmisión. Sin embargo existen aplicaciones donde la transmisión es analógica, ya sea por elevados costos de digitalización, por la necesidad de emplear equipo analógico ya existente, etc. Una aplicación de estos sistemas de transmisión analógicos la constituye el video. En este punto se tomarán en cuenta los parámetros que influyen en un sistema analógico de telecomunicación por fibra óptica. Así como en los sistemas digitales se emplea la relación de error de bit (BER) para establecer la sensibilidad, en el caso de sistemas analógicos se trabaja con la relación señal a ruido (S/N) en el análisis del receptor. El principio fundamental de este tipo de transmisión es modular a la fuente óptica según la señal  $s(t)$  alrededor de cierto punto de polarización establecido por la corriente de base  $I_b$ . Esto se observa en la figura 3.24.

### SISTEMAS DE RECEPCIÓN PARA FIBRAS OPTICAS

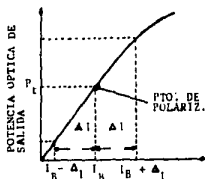


Fig. 3.24. Modulación analógica de una fuente LED.

De esa señal la potencia óptica transmitida,  $P(t)$ , es de la forma:

$$P(t) = P_t * ( 1 + m * \text{sen } \omega t )$$

donde  $P_t$  es la potencia promedio transmitida.

$\omega$  es la frecuencia de modulación.

$m$  es el índice de modulación, definido como:

$$m = \frac{\Delta I}{I_B}$$

De esta definición,  $\Delta I$  es la variación de corriente alrededor del punto de polarización. Cuando  $\Delta I > I_B$ , se presenta distorsión en la transmisión.

En el receptor la fotocorriente generada es:

$$I = I_0 * ( M ) * ( 1 + m * \text{sen } \omega t )$$

donde  $I_0 = \frac{\eta q}{h \nu} * P_r$

$P_r$  es la potencia recibida promedio.

## SISTEMAS DE RECEPCION PARA FIBRAS OPTICAS

En el caso de fotodiodos P-I-N,  $\langle M \rangle = 1$ .

El ruido promedio total en el sistema, incluyendo el ruido de disparo asociado a la señal es:

$$\langle i^2 \rangle = \langle i^2 \rangle_{\text{circ}} + 2q \cdot I_o \cdot \langle M \rangle^2 \cdot F(\langle M \rangle) \cdot B_{\text{ef}}$$

donde  $B_{\text{ef}}$  es el ancho de banda efectivo del ruido del sistema.  
 $F(\langle M \rangle)$  es el factor de ruido en exceso, en función de la ganancia.

De esta ecuación se puede obtener la relación señal a ruido (S/N) en términos del valor cuadrático medio de la señal de corriente y de la corriente de ruido cuadrático medio, de la forma:

$$\frac{S}{N} = \frac{1}{2} \frac{m^2 \langle M \rangle^2 I_o^2}{\langle i^2 \rangle_{\text{circ}} + 2q I_o \langle M \rangle^2 F(\langle M \rangle) B_{\text{ef}}}$$

Si se emplea un detector P-I-N se obtiene una relación de la forma:

$$\frac{S}{N} = \frac{1}{2} \frac{m^2 I_o^2}{\langle i^2 \rangle_{\text{circ}} + 2q I_o B_{\text{ef}}}$$

La relación señal a ruido se va a ver afectada por el tipo de fotodiodo empleado. El efecto en uno y otro se describe a continuación.

## SISTEMAS DE RECEPCION PARA FIBRAS OPTICAS

### 3.5.8.1 FOTODIODOS P-I-N EN RECEPTORES ANALOGICOS. -

En el caso de fotodiodos P-I-N y analizando la ecuación anterior, se observa que la relación (S/N) es función de la señal de corriente promedio  $I_0$ , y se observan dos dependencias.

1. Cuando  $I_0$  es pequeña. En este caso el término referido al ruido del circuito domina al ruido total, y se obtiene:

$$\frac{S}{N} = \frac{1}{2} \frac{m^2 I_0^2}{(i^2)_{\text{circ.}}}$$

Esta relación se conoce como el límite de ruido del circuito y como ocurre a valores pequeños de  $I_0$ , va a proceder cuando se tengan bajos valores de la relación (S/N).

2. Cuando  $I_0$  es grande. Aquí el ruido que domina es el de disparo -que está asociado a la señal- y se tiene que:

$$\frac{S}{N} = \frac{m^2 I_0}{4 q B \Delta f}$$

Esta relación representa el límite cuántico para la sensibilidad de un sistema analógico empleando un fotodiodo P-I-N y es el equivalente al límite cuántico de los 21 fotoelectrones por periodo de tiempo en un sistema digital. El límite cuántico en sistemas analógicos se asocia por lo general con relaciones (S/N) altas; el límite por ruido en el circuito se refiere a relaciones (S/N) bajas. Por lo general los sistemas digitales sólo requieren pequeñas relaciones (S/N).

## SISTEMAS DE RECEPCION PARA FIBRAS OPTICAS

### 3.5.8.2 FOTODIODOS (APD) EN RECEPTORES ANALOGICOS. -

En el empleo de fotodiodos de avalancha, si se considera que la ganancia aumenta desde  $\langle M \rangle = 1$  para un valor dado de  $I_0$ ; la relación (S/N) inicialmente aumentará según  $\langle M \rangle^2$  mientras el ruido del circuito predomine, hasta que el ruido de disparo llega a ser comparable con el del circuito. A partir de aquí, conforme aumenta la ganancia, la relación (S/N) decrecerá en función de  $F(\langle M \rangle)^{-1}$ . Entonces existe una ganancia óptima de avalancha para la cual se obtiene una relación (S/N) máxima.

Por otra parte, considerese un sistema inicialmente limitado por el ruido de disparo con un fotodiodo P-I-N. Ahora bajo esas condiciones y empleando un fotodiodo de avalancha, el ruido se incrementa rápidamente con  $\langle M \rangle$ , reduciendo la relación (S/N) para cualquier valor de  $\langle M \rangle$  mayor a 1.

En conclusión, a relaciones (S/N) altas se emplean más adecuadamente fotodiodos P-I-N, mientras que a relaciones bajas -como es el caso de los sistemas digitales- el fotodiodo de avalancha es mejor.

### 3.5.9 CONTROL DE LA DISPERSION DE LA SEÑAL MEDIANTE EL IGUALADOR.

En los puntos anteriores se ha hablado de la efectividad en el uso de ciertas configuraciones de preamplificación, del empleo de un tipo específico de fotodetector y de las características de la transmisión. Sin embargo hay que considerar los efectos dispersivos de la señal en el receptor, principalmente por su viaje a través de la fibra óptica (dispersión modal). Estos ensanchamientos de la señal pueden afectar la información original. De aquí la importancia del igualador, específicamente en aquellas configuraciones donde se tiende a integrar la señal.

En un enlace por fibra óptica como el que se muestra en la figura 3.25, la forma del pulso recibido,  $h_p(t)$ , depende de la forma del pulso transmitido y de la respuesta impulso de la fibra;  $h_r(t)$  y  $h_f(t)$ , respectivamente [12].

### SISTEMAS DE RECEPCION PARA FIBRAS OPTICAS

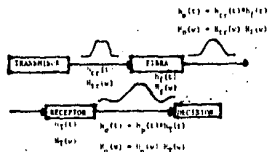


Fig. 3.25. Formas de los pulsos ópticos transmitidos y recibidos, así como del pulso eléctrico a la salida, en un sistema de transmisión por fibra óptica.

Se puede demostrar que para fibras con varios modos de propagación, la respuesta impulso se aproxima a una forma gaussiana en el dominio del tiempo y de la frecuencia (transformada de Fourier). Es conveniente definir un parámetro que caracterice la forma del pulso recibido  $h_p(t)$  en forma cuantitativa para obtener información de la sensibilidad relativa del receptor operando con esa forma de pulso. Si se calcula la transformada de Fourier del pulso recibido, se obtiene una expresión de la forma:

$$H_p(\omega) = H_p(0) \left[ 1 - \frac{\omega^2 \sigma^2}{2} + \dots \right]$$

+ términos de orden superior en  $\omega$

donde  $\omega$  es la frecuencia de transmisión.

$H_p(\omega)$  es la transformada de Fourier del pulso recibido.

$H_p(0)$  es el valor de la transformada de Fourier para  $\omega = 0$ .

Como la pérdida de sensibilidad en el receptor depende de qué tan rápido caiga el pulso en el dominio de la frecuencia, se puede observar por qué el valor del ancho del pulso se traduce en dispersión de la señal. La forma ideal del pulso es una constante  $H(f)$  que corresponde a un pulso angosto. Entonces:

$$|H_p(\omega)| = H_p(0) \quad \text{para } h_p(t) \text{ positivo.}$$

## SISTEMAS DE RECEPCION PARA FIBRAS OPTICAS

$| H_p(\omega) |$  ideal =  $H_p(0)$  -->  $h_p(t)$  es un pulso angosto.

Entonces debe existir un efecto de igualación en el receptor -para producir la forma del pulso ideal a la salida-, el mismo que introduce un realce a alta frecuencia en el canal lineal para compensar las caídas a altas frecuencias de los pulsos recibidos.

Otro efecto de propagación de interés en el diseño de receptores es la presencia de colas en la recepción de pulsos. Estas colas se ven en la figura 3.26.

Fig. 3.26. Forma de un pulso después de pasar por la fibra, mostrando colas en la señal recibida.

Esas colas tienden a aumentar la interferencia entre símbolos (traslape entre pulsos) en sistemas digitales, en forma proporcional a su forma y al código de línea. Las colas con duración menor al periodo de tiempo de la transmisión son las que afectan mayormente al sistema, ya que su efecto sobre los pulsos vecinos es muy incierto. En cambio las colas con duración mayor al periodo de tiempo de transmisión (B) son poco importantes, ya que tienden a sumarse con otras, produciendo un nivel de CD en la señal que se puede eliminar con un amplificador de CA acoplado. Para un área dada de cola, las colas largas y de poca amplitud son menos importantes que las cortas y con amplitudes mayores.

### 3.5.10 EFECTO DEL FILTRO EN EL RECEPTOR.

En realidad en igualador y el filtro realizan un sólo efecto; el de controlar la distorsión y el ruido de la señal. Sin embargo se analizan separadamente para tener una idea más objetiva de la funcionalidad de cada uno. Se puede demostrar que el valor del ruido depende entre otras cosas, de la función de transferencia del receptor. Por ello, considerando las funciones de transferencia del fotodetector, preamplificador, postamplificador e igualador, se puede agregar un filtro que presente una función de transferencia tal que minimice el ruido y la interferencia entre símbolos del sistema [5].

## CAPITULO 4

### ANALISIS TEORICO Y DISEÑO DEL RECEPTOR OPTICO

#### 4.1 INTRODUCCION.

En los capítulos anteriores se ha hecho referencia a determinados factores que deben tomarse en cuenta para lograr que el receptor opere en forma aceptable. Entre los más importantes se encuentra la consideración de bajos niveles de ruido, la elección del tipo de dispositivo semiconductor y la configuración de preamplificación. De estos factores va a depender la sensibilidad en sistemas digitales y la relación señal/ruido en sistemas analógicos.

Este capítulo trata sobre el diseño de las etapas de preamplificación y postamplificación del receptor, obteniéndose los principales parámetros tales como relaciones de transferencia (entrada-salida) y ancho de banda.

#### 4.2 SELECCION DE UNA CONFIGURACION DE PREAMPLIFICACION Y DE UN TIPO DE DISPOSITIVO SEMICONDUCTOR.

En el capítulo 3 se habló de la necesidad de amplificar la señal de corriente del fotodiodo mediante un dispositivo semiconductor, con la menor aportación posible de ruido a dicha señal. Las configuraciones más adecuadas para dicho fin son la de fuente común y la de emisor común para transistores unipolares (FET) y bipolares (BJT), respectivamente. Generalmente para bajos valores de la razón de transmisión  $\beta$  (velocidad de transmisión), es más adecuado el empleo del FET, mientras que a razones de transmisión altas es más indicado el manejo del BJT. Con lo que respecta a la etapa de preamplificación, y bajo la necesidad de aportaciones mínimas de ruido (tanto dependiente como independiente de



## ANÁLISIS TEÓRICO Y DISEÑO DEL RECEPTOR ÓPTICO

la señal), se encuentran las etapas de alta impedancia y transimpedancia.

El amplificador de transimpedancia tiene la característica de convertir la señal de corriente a la entrada en un nivel de tensión a la salida. Debido a la retroalimentación negativa, esta etapa es más estable, además de presentar un amplio rango dinámico. La retroalimentación negativa presenta dos efectos contrarios; el primero es un incremento en el ancho de banda, el segundo consiste en una disminución de la ganancia de tensión del circuito, así como una aportación de ruido al sistema.

Dadas sus características, el amplificador de transimpedancia es el que se va a elegir en el diseño, y va a estar formado por transistores bipolares, aún cuando su aportación de ruido sea mayor que el de alta impedancia. Para contemplar este aspecto se van a manejar corrientes bajas y se tomarán tensiones colector-emisor de polarización grandes [12].

En el amplificador de transimpedancia se pueden distinguir dos tipos de configuraciones.

a) Amplificador de transimpedancia con retroalimentación por colector.

El circuito representativo se muestra en la figura 4.1.

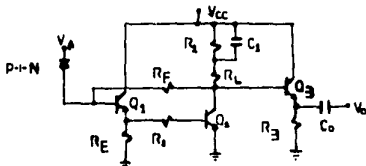


Fig. 4.1. Circuito de transimpedancia con retroalimentación por colector.

Las ventajas de esta configuración son:

1. Alto valor de ganancia con el fin de minimizar el ruido debido a las etapas posteriores (postamplificación).
2. Tamaño compacto para controlar los efectos parásitos de la tablilla de armado y la oscilación.
3. Eliminación de la capacitancia Miller de entrada.

## ANÁLISIS TEÓRICO Y DISEÑO DEL RECEPTOR ÓPTICO

### 4. Polarización mediante una sola fuente.

La red  $R_1, C_1$  en la segunda etapa se emplea como una técnica para ensanchar la banda del circuito [14].

### b) Amplificador de transimpedancia con retroalimentación por emisor.

Esta segunda configuración es la que se muestra en la figura 4.2.

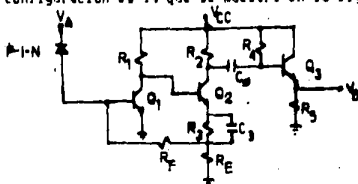


Fig. 4.2. Amplificador de transimpedancia con retroalimentación por emisor.

Entre las principales características de este amplificador figuran:

1. Polarización mediante una sola fuente.
2. Gran inmunidad a inestabilidad.
3. Bajas reactancias parásitas.
4. Aislamiento entre la etapa de retroalimentación y la salida [15].

En la selección de alguna configuración resulta adecuado considerar aquellos factores, a partir de los cuales van a estar dadas las características del circuito. Los factores de ruido de la señal y rango dinámico del circuito no van a depender directamente de alguna configuración, más bien, estarán en función de las características de los transistores, así como del punto de operación elegido (altos valores de tensión colector-emisor y bajos valores de corrientes). En cuanto a la estabilidad del circuito, se deben considerar los criterios de CA y CD. Para CA el elemento que presenta una mayor injerencia en el sistema es la resistencia  $R_E$ , que como se puede observar, se encuentra retroalimentando al circuito de entrada en ambas configuraciones. Para polarización (CD), las variaciones con respecto a temperatura y ganancia de corriente de los transistores, son menores en el primer circuito. Ello se debe a que la polarización en  $Q_1$  es función de la tensión que existe en  $R_2$ , logrando con ello controlar la retroalimentación de corriente a la primera etapa mediante el segundo transistor.

## ANÁLISIS TEÓRICO Y DISEÑO DEL RECEPTOR ÓPTICO

En el segundo circuito la polarización de la unión base-emisor de  $Q_1$  dependerá de  $R_2$ , existiendo menor estabilidad debido a las características de la configuración de emisor común en  $Q_1$ . Otro parámetro a considerar es el producto ganancia-ancho de banda, resultando ser más adecuado en el primer circuito y que depende de la  $h_{FE}$  de los transistores, así como de  $R_E$  y  $R_2$ .

Sin embargo una ventaja que presenta el segundo circuito es que debido a la configuración de emisor común en  $Q_1$  y de la retroalimentación por emisor de la segunda etapa, la impedancia equivalente que existe a la entrada es muy pequeña. Esto trae como consecuencia una elevada ganancia de potencia en la primera etapa, y con ello una mejor captación de la señal de información.

En base a lo anteriormente establecido se puede decir que una configuración no es mejor ni peor con respecto a la otra, simplemente que se presentan ciertas ventajas y limitaciones en el manejo de la señal de información. Tomando como punto de partida la ventaja en la existencia de una menor impedancia de entrada en la segunda configuración, se empleará ésta como prototipo de análisis en la etapa de preamplificación.

Con lo que respecta a la selección de algún dispositivo semiconductor, cabe mencionar que las características que éste presente, son un factor muy importante en el diseño del receptor. Es por ello que se debe elegir un transistor que presente características adecuadas, tales como alta ganancia de corriente, alta frecuencia de corte, bajas capacitancias entre uniones, etc. Este punto se vuelve un verdadero compromiso al considerar que en el siguiente capítulo se hace una simulación por computadora del funcionamiento del circuito, y que para ello, el modelo del transistor que maneja el programa requiere de una gran cantidad de parámetros del dispositivo. Y aún cuando no todos los parámetros son relevantes en la simulación, existen otros cuyo efecto determina el grado de similitud entre la simulación y el diseño de escritorio, con el comportamiento real del circuito. A primera instancia se puede decir que en la medida en que se puedan diferenciar y conocer los principales parámetros que intervienen en los modelos de la simulación, ésta tenderá a ser más semejante al comportamiento real del circuito. Una limitante en este sentido radica en el hecho de que el mercado nacional ofrece existencias limitadas de dispositivos semiconductores de alta frecuencia (no reemplazo) con suficiente información técnica. Lo anterior trae como consecuencia que aún cuando se puede elegir un transistor con suficiente información de manuales, su adquisición en el país resulta difícil. Por consecuencia se debe elegir en base a lo que se tiene acceso.

Entre los dispositivos existentes en el mercado nacional con mayor información, se encuentra el transistor bipolar 2A407 de Texas Instruments (ver anexo 1). Este se tomará como prototipo para realizar el diseño de las etapas de preamplificación, acoplamiento y postamplificación. De la información dada por el fabricante sobre este transistor se cuenta con algunas curvas referidas a parámetros Y

## ANÁLISIS TEÓRICO Y DISEÑO DEL RECEPTOR ÓPTICO

(admitancias) para tres frecuencias de trabajo, así como algunas características eléctricas.

### 4.3 ANÁLISIS TEÓRICO DEL PREAMPLIFICADOR DE TRANSIMPEDANCIA EN MALLA ABIERTA.

A partir de la selección de una configuración específica, así como de un tipo de transistor bipolar para radiofrecuencia, se procede ahora a diseñar el circuito en base a ciertas restricciones.

En la etapa de diseño resulta imposible lograr un desarrollo que pudiera llamarse "óptimo". Ello es debido a que existen varios compromisos entre parámetros, de forma que se sacrifican algunos al momento de destacar otros. Esto significa que un diseño se realiza en función de requerimientos específicos, y quizá, no sea el más adecuado cuando se busca que satisfaga algunas otras aplicaciones.

En el circuito de interés existe una retroalimentación negativa, y para tener una idea de la forma en la que los diversos elementos (resistencias, capacitancias, fuentes de alimentación y transistores) afectan a las características del circuito, resulta conveniente estudiarlo como un sistema de malla abierta. Una representación de ello es el circuito que a continuación se muestra en la figura 4.3.

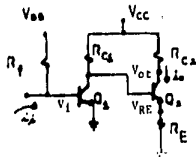


Fig. 4.3. Circuito de transimpedancia en malla abierta.

Se puede notar en este circuito la presencia de una fuente extra,  $V_{BB}$ . Su efecto es polarizar a la unión base-emisor de  $Q_1$ , ya que en malla cerrada esto se logra por la tensión de referencia en  $R_E$  y la retroalimentación (figura 4.2). El efecto del capacitor  $C_{C_1}$  se verá posteriormente. Este circuito no presenta una estabilidad en CC al no existir un circuito de retorno de  $V_{BB}$  depende la estabilidad. Sin embargo en el estudio de la relación de transferencia (respuesta en frecuencia), el circuito es de gran ayuda.

## ANALISIS TEORICO Y DISEÑO DEL RECEPTOR OPTICO

### 4.3.1 ANALISIS EN CD DEL PREAMPLIFICADOR DE TRANSIMPEDANCIA.

En el análisis a CD del circuito se obtienen las siguientes expresiones.

$$R_F = h_{FE1} \cdot \frac{V_{BB} - V_{BEQ1}}{I_{CQ1}} \quad \dots(1)$$

En el circuito de colector de la primera etapa, existe una dependencia entre  $R_{C1}$  y  $V_{CEQ1}$ , de la forma:

$$R_{C1} = \frac{V_{CC} - V_{CEQ1}}{I_{CQ1}}$$

Indicando que  $R_{C1}$  fijará el valor de  $V_{CEQ1}$ , de manera que este último se pueda encontrar en un rango:

$$1 \leq V_{CEQ1} \leq L$$

según  $R_{C1}$  varíe como:

$$R_{C1min} = \frac{V_{CC} - L}{I_{CQ1}} ; \quad R_{C1max} = \frac{V_{CC} - 1}{I_{CQ1}} \quad \dots(2)$$

Por tanto,  $R_{C1}$  tendrá un rango de variación de:

$$R_{C1min} \leq V_{CEQ1} \leq R_{C1max}$$

Con esto se puede establecer un compromiso en la elección de  $R_{C1}$ .

Para la segunda etapa se tiene:

$$R_E \approx \frac{V_{CC} - (V_{BEQ2} + R_{C1} I_{CQ1})}{I_{CQ2}} \quad \dots(3)$$

$$R_{C2} \approx \frac{V_{CC} - V_{CEQ2}}{I_{CQ2}} - R_E \quad \dots(4)$$

#### 4.3.2 ANÁLISIS EN CA DEL PREAMPLIFICADOR DE TRANSMIMPEDANCIA.

Empleando el circuito  $\pi$  híbrido equivalente del transistor en el análisis a CA, el circuito de transimpedancia se representa en la figura 4.4.

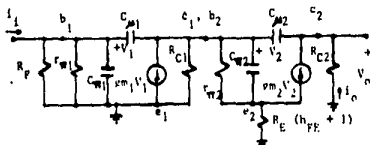


Fig. 4.4. Circuito  $\pi$  híbrido equivalente del preamplificador de transimpedancia.

En este análisis en CA las consideraciones de diseño son distintas a las de CD, existiendo inclusive aspectos contradictorios entre ambos. Es por ello importante conocer las condiciones de diseño en pequeña señal, para poder después establecer compromisos entre parámetros.

Se puede observar en la figura 4.4 que las capacitancias entre uniones de los transistores, van a determinar sus características en el dominio de la frecuencia, concretamente el ancho de banda y la ganancia.

## ANÁLISIS TEÓRICO Y DISEÑO DEL RECEPTOR ÓPTICO

En la función de transferencia del circuito se esperan cuatro ceros y cuatro polos. Los ceros debidos a  $C_{C1}$  y  $C_{C2}$  se encuentran localizados en el infinito, dados sus efectos como capacitores de paso. Los ceros debidos a  $C_{C1}$  y  $C_{C2}$  se encuentran a la misma frecuencia ( $gm/C$ ), y se desprecian en comparación con la frecuencia de corte superior  $\omega_h$ , que es mucho mayor.

Con lo que respecta a los polos del sistema conviene en primer lugar encontrar las resistencias equivalentes en paralelo a cada capacitancia (observar el circuito  $n$  híbrido equivalente) [16].

$$R_{eq1} = r_{\pi 1} // R_F$$

$$R_{eq2} = r_{\pi 2} // (R_{C1} + (h_{FE2} + 1) * R_E)$$

$$R_{eq1} = R_{C1} // Z + [1 + g_{m1} * R_{C1} // Z] * [r_{\pi 1} // R_F]$$

donde

$$Z = r_{\pi 2} + (h_{FE2} + 1) * R_E$$

Finalmente

$$R_{eq2} = \left[ 1 + \frac{h_{FE2} * R_{C2}}{r_{\pi 2} + (h_{FE2} + 1) * R_E} \right] * \left[ R_{C1} // Z \right] + R_{C2}$$

Asociadas a las resistencias equivalentes se tienen las constantes de tiempo correspondientes, y son:

$$\tau_{\pi 1} = R_{eq1} * C_{\pi 1} \quad \dots (5)$$

$$\tau_{\pi 2} = R_{eq2} * C_{\pi 2} \quad \dots (6)$$

## ANÁLISIS TEÓRICO Y DISEÑO DEL RECEPTOR ÓPTICO

$$\tau_{\mu 1} = R_{\text{equ}1} \cdot C_{\mu 1} \quad \dots(7)$$

$$\tau_{\mu 2} = R_{\text{equ}2} \cdot C_{\mu 2} \quad \dots(8)$$

Una ecuación adicional es la del valor aproximado de la ganancia de corriente en malla abierta del circuito a bajas frecuencias (se desprecian los efectos capacitivos), misma que se muestra a continuación:

$$A_i \approx h_{FE1} \cdot h_{FE2} \cdot \frac{R_{C1}}{R_{C1} + (h_{FE2} + 1) \cdot R_E} \quad \dots(9)$$

Observando las ecuaciones anteriores se puede observar que la constante de tiempo mayor es  $\tau_{\mu 1}$  y es debido principalmente a que  $K_{\text{equ}1}$  es mucho mayor comparada con las demás. Si los polos están definidos como el inverso de las constantes de tiempo, se tiene entonces que:

$$P_1 = \frac{1}{\tau_{\mu 1}} \qquad P_2 = \frac{1}{\tau_{\mu 2}}$$

$$P_3 = \frac{1}{\tau_{\mu 3}} \qquad P_4 = \frac{1}{\tau_{\mu 4}}$$

Y en base a lo anteriormente expuesto, el menor polo es  $P_3$ . Con esta consideración se va a realizar el diseño del preamplificador de transimpedancia, por lo que es muy importante tener presente el efecto de los polos en el sistema.

En un diagrama de Bode esto significa que la función de transferencia del circuito tiene la forma que se muestra en la figura 4.5.



## ANÁLISIS TEÓRICO Y DISEÑO DEL RECEPTOR ÓPTICO

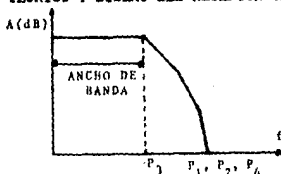


Fig. 4.5. Diagrama de Bode del circuito de transimpedancia en malla abierta.

Analizando la gráfica se observa que el ancho de banda lo va a determinar  $P_3$ , mientras que los demás polos se deben localizar lejos de él, ya que en caso contrario puede existir una inestabilidad en el sistema. Existe por tanto un compromiso que consiste en hacer  $P_3$  grande para obtener un buen ancho de banda, contemplando por otro lado que no se encuentre cerca de los polos restantes. Cómo se logra esto. O en otras palabras, cómo se consigue que las constantes de tiempo restantes sean pequeñas.

Esto se hace mediante dos formas:

1. Disminuyendo las respectivas capacitancias. Generalmente las capacitancias  $C_{\pi 1}$  y  $C_{\pi 2}$  dependen del punto de operación del transistor, lo que significa que disminuyen al tener bajas corrientes de polarización (haciendo  $r_{\pi}$  grande).
2. Reducción de  $R_{eq}$ . En la resistencia equivalente de cada constante de tiempo van interrelacionados los parámetros resistivos del circuito, por lo que se debe tener cuidado de no ubicar cercanamente a  $\tau_{\mu 1}$  de las demás constantes de tiempo.

Para que  $R_{eq1}$  y  $R_{eq2}$  se reduzcan,  $r_{\pi 1}$  y  $r_{\pi 2}$  deben ser pequeñas. Consecuentemente se deben considerar coeficientes de polarización elevadas.

Como se puede notar, los dos puntos anteriores implican una contradicción. Además para que disminuya  $R_{eq2}$  deben manejarse valores grandes para las corrientes de polarización y pequeños para la de retroalimentación. En el caso de  $P_3$  para lograr que  $R_{eq1}$  sea alta, se requiere de bajos valores de corriente de polarización  $\mu_1$  en la primera etapa. Con estas alternativas se debe establecer una prioridad en la importancia de los parámetros y se debe examinar la función de transferencia propia del circuito.

## ANÁLISIS TEÓRICO Y DISEÑO DEL RECEPTOR ÓPTICO

### 4.3.3 EVALUACIÓN DE LA FRECUENCIA ALTA DE CORTE A PARTIR DE LOS POLOS DE LA FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA.

Dentro del análisis en CA es importante tomar en cuenta de qué factores depende el ancho de banda. Como se ha visto, el polo  $P_3$  va a determinar la frecuencia alta de corte y con ello, el ancho de banda del circuito. Sin embargo no se ha mencionado nada sobre la función de transferencia del circuito en malla abierta, ni de la relación que existe entre ella y el ancho de banda.

Existe una dificultad cuando se calcula el ancho de banda de circuitos de varias etapas, debido a la capacitancia de retroalimentación,  $C_u$ . Ella proporciona un acoplamiento de salida a la entrada de cada transistor, no pudiendo ser tratados como dispositivos unilaterales. La función de transferencia del circuito anterior tiene la siguiente forma:

$$\frac{i_o}{i_i} = K \cdot \frac{(S + Z_1) \cdot (S + Z_2)}{(S + P_1) \cdot (S + P_2) \cdot (S + P_3) \cdot (S + P_4)}$$

$$\approx \frac{K}{(S + P_1) \cdot (S + P_2) \cdot (S + P_3) \cdot (S + P_4)}$$

Donde  $Z_i$  son los ceros y  $P_j$  los polos del circuito.

Como se expresó anteriormente, dos ceros se localizan en el infinito y dos son despreciables. Se puede demostrar que existe una aproximación a partir de la cual, con únicamente los dos o tres primeros términos del denominador de la anterior función, se puede encontrar el valor alto de frecuencia de corte (-3dB) [17]. Esto se basa en que la función de transferencia anterior se puede representar como:

$$\frac{i_o}{i_i} = K \cdot \frac{(S + Z_1) \cdot (S + Z_2)}{a_4 S^4 + a_3 S^3 + a_2 S^2 + a_1 S + a_0}$$

De forma que se llega a establecer que la frecuencia de corte

ANALISIS TEORICO Y DISEÑO DEL RECEPTOR OPTICO

superior ( $W_h$ ) es:

$$W_h = \frac{a_0}{a_1} \left| a_1^2 \gg (2 a_0 a_2) \right.$$

Siendo

$$a_0 = 1$$

$$a_1 = \frac{1}{P_1} + \frac{1}{P_2} + \frac{1}{P_3} + \frac{1}{P_4}$$

$$a_2 = \frac{1}{P_1 P_4} + \frac{1}{P_2 P_4} + \frac{1}{P_3 P_4} + \frac{1}{P_1 P_3} + \frac{1}{P_2 P_3} + \frac{1}{P_1 P_2}$$

$$a_3 = \frac{1}{P_1 P_4 P_3} + \frac{1}{P_2 P_3 P_4} + \frac{1}{P_1 P_2 P_4} + \frac{1}{P_1 P_2 P_3}$$

$$a_4 = \frac{1}{P_1 P_2 P_3 P_4}$$

De forma que

## ANÁLISIS TEÓRICO Y DISEÑO DEL RECEPTOR ÓPTICO

$$K_h = \frac{1}{\sum_{i=1}^4 \frac{1}{P_i}}$$

Entonces al afectar el valor de los polos, se está teniendo injerencia directamente sobre el diseño. En este caso se busca que  $P_3 \ll P_1, P_2, P_4$  y que  $U_h = P_3$ .

Mientras mejor se cumpla la anterior condición, menor será el error en el procedimiento. El peor caso sucede cuando  $P_1 = P_2 = P_3 = P_4 = P$ . Entonces  $U_h = P/4$ . Con esto se está en condición de definir las características del circuito en CA.

Lo que se desea en forma teórica es que en malla abierta se obtenga un valor de ganancia alrededor de 1000 y  $P_3$  en el orden de 1 MHz, mientras que los demás estén por 10 MHz. Al momento de cerrar la malla existirá una reducción en la ganancia pero un aumento en el ancho de banda (ver figura 4.6).

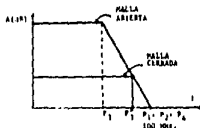


Fig. 4.6. Representación teórica de respuesta del amplificador de transimpedancia en malla abierta y cerrada.

### 4.4 DISEÑO DEL PREAMPLIFICADOR DE TRANSIMPEDANCIA EN MALLA ABIERTA.

Teniendo idea de los compromisos que deben considerarse en el análisis del circuito en CD como en CA, se puede iniciar un diseño.

Es importante mencionar que un diseño como el efectuado en este capítulo no prevee todas las características que presenta la configuración. Se hacen diversas aproximaciones, suposiciones y se omiten efectos

## ANÁLISIS TEÓRICO Y DISEÑO DEL RECEPTOR ÓPTICO

secundarios, ya que de otra forma el diseño incrementaría notablemente su grado de complejidad y se volvería un problema de solución restringida. Lo importante en este diseño de escritorio o de primera aproximación es que se establecen criterios y procedimientos con el fin de obtener un dimensionamiento del circuito, así como una idea de los valores que deben esperarse en el momento de la medición experimental y en la simulación del circuito auxiliada por computadora.

A partir de las figuras 4.3 y 4.4 se establecerán las condiciones de diseño en CD y CA respectivamente.

El hecho de efectuar aproximaciones en las ecuaciones anteriores, reduce grandemente el problema de resolución (9 ecuaciones, 9 incógnitas), aunque se obtiene un cierto error por ello.

Nota: Los siguientes prefijos tienen los correspondientes valores asociados:

$$m = 1 \times 10^{-3} ; \quad \mu = 1 \times 10^{-6} ; \quad n = 1 \times 10^{-9}$$

$$p = 1 \times 10^{-12} ; \quad K = 1 \times 10^3 ; \quad M = 1 \times 10^6$$

Buscando un diseño enfocado al peor caso, es conveniente tomar de las hojas de especificaciones del fabricante, los valores más críticos. Fijando la localización de los polos  $P_1$ ,  $P_2$  y  $P_4$  a partir de 10 MHz, se tiene de la ecuación 5 que:

$$I_{CQ1} = \frac{C_{n1} \cdot h_{FE1}}{40 \cdot \tau_{n1}} = 2 \text{ mA.}$$

De donde se ha asumido que  $C_{n1} = 25 \text{ pf}$  según la fórmula:

$$C_{n1} = \frac{gm}{2 \pi f_c} - C_{\mu}$$

Para obtener el valor de  $f_c$ , se aplica la siguiente ecuación:

## ANALISIS TEORICO Y DISEÑO DEL RECEPTOR OPTICO

$$f_T = h_{FE} * f$$

Siendo éstos últimos, los valores obtenido y asignado respectivamente en las pruebas del fabricante. Además se ha obtenido experimentalmente que

$$C_{\mu 1} = 1.21 \text{ pf cuando } V_{CB} = 9 \text{ V.}$$

De la ecuación 7

$$R_{C1} < \frac{T_{\mu 1}}{h_{FE1} C_{\mu 1}} = 2.65 \text{ K}\Omega$$

Como se puede observar, los valores de  $I_{CQ1}$  y  $R_{C1}$  se han determinado del análisis en CA.

El valor de  $R_F$  se determina de la ecuación 1 en CD y haciendo  $V_{BB} = 1 \text{ V}$ .

$$R_F = h_{FE1} * \frac{V_{BB} - V_{BEQ1}}{I_{CQ1}} = 7.5 \text{ K}\Omega$$

De la ecuación 2 se tiene el valor de  $V_{CEQ1}$ , tal que

$$V_{CEQ1} = V_{CC} - I_{CQ1} * R_{C1} = 6.7 \text{ V.}$$

Se debe notar que la ecuación 9 es una aproximación de la ganancia de corriente del circuito en bajas frecuencias. Si se propone una ganancia de corriente del circuito de 1000, se puede determinar  $R_E$ :

$$R_E \sim \frac{R_{C1}}{h_{FE}} * \left( \frac{h_{FE}^2}{A_i} - 1 \right) = 79 \Omega$$

Siendo  $h_{FE1} = h_{FE2} = h_{FE}$ .

## ANÁLISIS TEÓRICO Y DISEÑO DEL RECEPTOR ÓPTICO

Con ello se determina  $I_{CQ2}$  de la ecuación 3:

$$I_{CQ2} \approx \frac{V_{CC} - (V_{BEQ2} + R_{C1} \cdot I_{CQ1})}{R_E} = 104 \text{ mA.}$$

Se observa que este valor de  $I_{CQ2}$  es muy elevado en la consideración del peor caso de diseño. Para librar este inconveniente se harán dos consideraciones. En primer lugar se asumirá que la ganancia de corriente en los transistores es aproximadamente de 100. En segundo lugar se asignará un valor menor a la ganancia de corriente en el circuito, por ejemplo de 400.

Con la primera consideración ya se está exigiendo un compromiso en las características de los dispositivos, de forma que proporcionen valores de ganancia de corriente superiores a los especificados como mínimos por el fabricante.

Esto es una exigencia que se debe satisfacer para que se obtengan valores más discretos de corrientes.

Si se vuelve a calcular  $R_E$  a partir de la ecuación 9 y con los nuevos valores, se tiene que  $R_E = 198 \Omega$ . Se puede observar que este valor obtenido es aproximado, ya que depende de  $R_{C1}$ , el cual fue determinado con  $h_{FE1} = 50$ .

De esta forma el valor que se obtiene de  $I_{CQ2}$  en la ecuación 3 es del orden de 30 mA. Se observa de la ecuación 4 que  $R_{C2}$  determina el valor de  $V_{CEQ2}$ . De la ecuación 8 puede calcularse a  $R_{C2}$  como:

$$R_{C2} = \frac{T_{\mu 2} \cdot R_E}{R_{C1} \cdot C_{\mu 2}} = 132 \Omega$$

En donde  $C_{\mu 2} = 1.2 \text{ pf}$  para  $V_{CB} = 2 \text{ V}$  y  $F_2 = 100 \text{ MHz}$ .

Finalmente:

$$V_{CEQ2} = V_{CC} - I_{CQ2} \cdot (R_{C2} + R_E) = 4.6 \text{ V.}$$

El circuito resultante es el que se muestra en la figura 4.7.

## ANÁLISIS TEÓRICO Y DISEÑO DEL RECEPTOR ÓPTICO

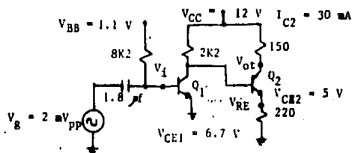


Fig. 4.7. Dimensionamiento de circuito de transimpedancia en malla abierta.

### 4.5 ANÁLISIS TEÓRICO DEL PREAMPLIFICADOR DE TRANSIMPEDANCIA EN MALLA CERRADA.

Una vez que ha sido estudiado el comportamiento del circuito de transimpedancia, notando la importancia de las consideraciones en CA como en CD, se puede entender la necesidad de optimizar algunos parámetros con respecto a otros. Es decir, si por ejemplo se desea minimizar el parámetro de ruido, se deben manejar corrientes de polarización pequeñas y tensiones de colector-emisor elevadas; ya que los efectos de ruido térmico en los resistores, y de disparo en los semiconductores, se verán disminuidos. Pero por otro lado, si se desea obtener un tiempo de respuesta rápido en el circuito, deben existir grandes corrientes de polarización.

Por esto, el circuito de diseño se basa en el conocimiento, relación y prioridad de parámetros, según sea necesario.

Ahora se enfocará el análisis del amplificador de transimpedancia en la consideración de una retroalimentación de la señal de salida a la entrada.

En el análisis del circuito en malla abierta se ha polarizado la unión base-emisor de  $Q_1$  a través de una fuente  $V_{BB}$ . Desde un punto de vista más práctico se puede afectar a dicha polarización mediante la segunda etapa, como se muestra en la figura 4.8.



## ANÁLISIS TEÓRICO Y DISEÑO DEL RECEPTOR ÓPTICO

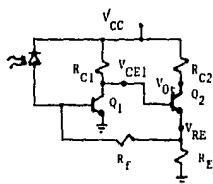


Fig. 4.8. Amplificador de transimpedancia con retroalimentación.

Con respecto al análisis en CD, el punto de operación de  $Q_1$  lo determinan  $R_E$  y  $R_{C1}$ . La tensión que existe en  $R_E$  polariza a la unión, suministrando corriente a la base de  $Q_1$  a través de  $R_C$ . Una consideración con respecto a  $R_E$  es que en CD limita la corriente de base, mientras que en CA afecta al ancho de banda.

Se puede observar una estabilidad en el circuito (circuito de retorno en CD), ya que la corriente de colector en  $Q_1$  determinará a la de  $Q_2$ , misma que provocará una caída de tensión en  $R_{C2}$  y consecuentemente, una mayor o menor inyección de corriente a la primera etapa. Esta relación de corrientes entre etapas permite obtener un valor de corriente tal, que el circuito alcanza una estabilización. Este arreglo puede controlar las variaciones en  $V_{CC}$  dentro de un cierto rango. Sin embargo esta estabilización es relativa debido a que el emisor de  $Q_1$  se encuentra conectado a tierra, lo que hace que el circuito sea sensible a variaciones en los parámetros del transistor, tales como  $h_{FE}$  con respecto a la temperatura.

En el manejo de pequeña señal, la ganancia total del circuito se verá disminuida debido a la ganancia del lazo de retroalimentación. Sin embargo este lazo afecta a las constantes de tiempo del sistema al variar los puntos de polarización en los transistores. El efecto de esto es aumentar el polo dominante en el sistema y por tanto, el ancho de banda. La figura 4.9 muestra el modelo híbrido equivalente del circuito de transimpedancia retroalimentado.

ANÁLISIS TEÓRICO Y DISEÑO DEL RECEPTOR ÓPTICO

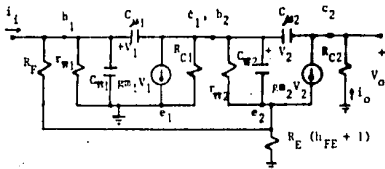


Fig. 4.9. Circuito  $\pi$  híbrido equivalente del amplificador de transimpedancia en malla cerrada.

Las nuevas localizaciones de los polos dependen de los valores capacitivos en las uniones base-emisor (debido al cambio de las corrientes de polarización) y de la forma en que se vea afectada por el lazo de retroalimentación, cada resistencia equivalente asociada.

Frecuentemente en esta configuración se incluye una red RC en el emisor de la segunda etapa. El propósito de esta red es compensar las inestabilidades del circuito, principalmente en la primera etapa. Como el sistema está acoplado en CA y CB, esta red introduce un cero y un polo al sistema con el fin de reducir la ganancia en frecuencias bajas, logrando con ello un desacople. En CA el efecto de esta red es controlar el margen de fase del sistema, de forma que hasta la frecuencia alta de corte ( $P_2$ ), no exista un defasamiento mayor a  $-180^\circ$ . Con esto se evita que el circuito se vuelva inestable. Esta red junto con su efecto en el margen de fase se muestra en el circuito de la figura 4.10.

ANÁLISIS TEÓRICO Y DISEÑO DEL RECEPTOR ÓPTICO

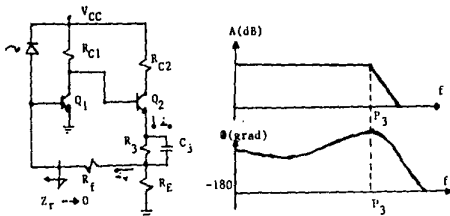


Fig. 4.10. Circuito de transimpedancia con red de compensación y su efecto en la fase del circuito.

En bajas frecuencias existe una impedancia dada por  $R_3$  en paralelo con  $X_{Cj}$ . Esto implica una reducción en la ganancia de retroalimentación, manteniendo más estable al sistema.

La función de transferencia en malla cerrada del circuito se puede determinar por la siguiente relación:

$$H(s) = \frac{T}{1 + TK}$$

donde:

T es la ganancia del circuito en malla abierta.  
K es la ganancia del lazo de retroalimentación.

De la figura 4.10 se puede observar que la impedancia que existe en el extremo izquierdo de  $R_f$  es muy pequeña (la impedancia del fotodiodo bajo el efecto de la señal), de forma que la ganancia de lazo es la relación entre  $i_o$  e  $i_r$  y viene dada por:

ANÁLISIS TEÓRICO Y DISEÑO DEL RECEPTOR ÓPTICO

$$K = \frac{R_E}{R_E + R_F}$$

En el mejor de los casos  $TK \gg 1$ . Lo que permite obtener una expresión de ganancia del sistema como:

$$H(\omega) = \frac{I_O}{I_I} \approx \frac{1}{K} = \frac{R_F}{R_E}$$

Que indica que la ganancia del sistema es el inverso de la ganancia de retroalimentación. Si se observa el efecto del fotodiodo receptor como una resistencia  $R_{eq}$ , se tiene que la ganancia del sistema es:

$$H(s) = \frac{R_F + R_E}{R_E} \left( \frac{s + 1/Ceq(R_E + R_F)}{s} \right)$$

Mientras que si el fotodiodo se considera como una red  $R_{eq}C_{eq}$ , la función de transferencia toma la siguiente forma:

$$H(s) = \frac{R_F + R_E}{R_E} \left( \frac{s + Z}{s + P} \right)$$

Donde

## ANÁLISIS TEÓRICO Y DISEÑO DEL RECEPTOR ÓPTICO

$$Z = 1/C_{eq} R_{eq} \parallel (R_E + R_F)$$

$$P = 1/C_{eq} R_{eq}$$

Se puede observar en el circuito  $\pi$  híbrido que la impedancia que existe de  $R_E$  hacia la entrada, es aproximadamente  $R_E \parallel R_F$  (se desprecia la impedancia del fotodiodo), mientras que aquella que se ve a partir de la entrada hacia  $R_E$  es aproximadamente  $R_E + R_F$ .

### 4.6 DISEÑO DEL PREAMPLIFICADOR DE TRANSIMPEDANCIA EN MALLA CERRADA.

Ya que se han establecido determinadas consideraciones en el diseño de malla abierta, en el circuito de desacople y en el lazo de retroalimentación del sistema, se cuenta con suficientes argumentos para ser integrados en el diseño en malla cerrada del circuito.

Conviene mencionar que en este diseño se omitirá el circuito de compensación. Su empleo procede cuando en el diseño se ha asumido que los polos del circuito se encuentran próximos entre sí. En el presente diseño se ha establecido que va a existir un polo dominante que determina el ancho de banda, mientras que los polos restantes se encuentran suficientemente lejos de él. Esto significa que se está considerando que los cambios de fase del sistema (-180°) se dan a frecuencias superiores al ancho de banda, previendo así inestabilidades.

Las ecuaciones en CD del circuito son:

$$R_{C1} = \frac{V_{CC} - V_{CEQ1}}{I_{CQ1}} \dots (2)$$

$$R_E = \frac{V_{CC} - (V_{BEQ2} + R_{C1} I_{CQ1})}{I_{CQ2}} \dots (3)$$

ANALISIS TEORICO Y DISEÑO DEL RECEPTOR OPTICO

$$R_{C2} \approx \frac{V_{CC} - V_{CEQ2}}{I_{CQ2}} - (R_E) \quad \dots(4)$$

$$R_F \approx h_{FE1} \cdot \frac{R_E I_{CQ2} - V_{BEQ1}}{I_{CQ1}} \quad \dots(1a)$$

En CA:

$$\tau_{\pi 1} = R_{eq\pi 1} \cdot C_{\pi 1} \quad \dots(5)$$

$$\tau_{\pi 2} = R_{eq\pi 2} \cdot C_{\pi 2} \quad \dots(6)$$

$$\tau_{\mu 1} = R_{eq\mu 1} \cdot C_{\mu 1} \quad \dots(7)$$

$$\tau_{\mu 2} = R_{eq\mu 2} \cdot C_{\mu 2} \quad \dots(8)$$

$$H(s) = \frac{R_F}{R_E} \quad \dots(12)$$

Tomando los parámetros del diseño anterior en malla abierta, se procederá a obtener ahora un circuito en malla cerrada. Esto servirá para observar la forma en la que cambian las características en CA y CD del circuito, dada una retroalimentación.

El circuito en malla cerrada a dimensionar, así como su modelo n híbrido equivalente se muestran en la figura 4.11.

ANALISIS TEORICO Y DISEÑO DEL RECEPTOR OPTICO

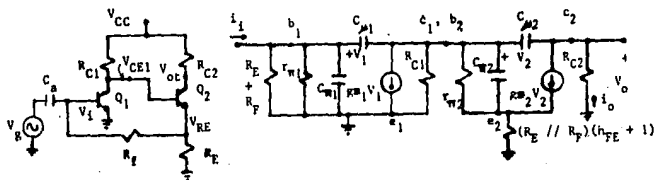


Fig. 4.11. Circuito de transimpedancia a dimensionar y su modelo  $\pi$  híbrido equivalente.

Como una aproximación se emplearán las ecuaciones de los polos en malla abierta, con la consideración de que el lazo de retroalimentación aumentará la resistencia equivalente de cada constante de tiempo asociada, y con ello, el valor del ancho de banda del circuito.

El procedimiento de diseño para el circuito de la figura 4.11 es el siguiente.

La corriente  $I_{CQ1}$  se puede determinar del análisis en CA a partir de la ecuación 5. En este caso:

$$C_{w1} = 34 \text{ pf (valor obtenido de } C_w = gm/2 \pi f_c)$$

$$f = 10 \text{ MHz (A esta frecuencia se desea ubicar a } P_1)$$

Entonces:

$$I_{CQ1} = \frac{2 \pi f C_{w1} h_{FE1}}{40} = 2.6 \text{ mA}$$

## ANÁLISIS TEÓRICO Y DISEÑO DEL RECEPTOR ÓPTICO

Se puede ver que este valor de  $I_{CQ1}$  es similar al propuesto en el diseño de malla abierta.

Del circuito de la figura 4.11 se observa que  $R_E$  polariza a la unión base-emisor de  $Q_1$ . Considerando una cierta caída de tensión a través de  $R_E$ , se supone un valor de tensión en  $R_E$  de 1.1 V. Por otro lado si se conserva el valor propuesto en malla abierta de  $I_{CQ2} = 25$  mA, se tiene que  $R_E$  es:

$$R_E \approx \frac{V_{RE}}{I_{CQ2}} = 44 \Omega$$

Del mismo circuito se puede establecer aproximadamente que:

$$V_{CEQ1} = V_{BEQ2} + V_{RE} = 1.8 \text{ V.}$$

Con este valor y la ecuación 2 se obtiene a  $R_{C1}$ .

$$R_{C1} = \frac{V_{CC} - V_{CEQ1}}{I_{CQ1}} = 3.9 \text{ k}\Omega$$

Suponiendo idealmente una ganancia del sistema de 100, se puede determinar  $R_F$  de la ecuación 12.

$$R_F = H(s) \cdot R_E = 4.4 \text{ k}\Omega$$

A partir de la ecuación 8 se puede obtener el valor de  $R_{C2}$  en función del polo  $P_4$ .



ANALISIS TEORICO Y DISEÑO DEL RECEPTOR OPTICO

$$R_{C2} = \frac{\tau_{\mu 2} R_E}{C_{\mu 2} R_{C1}} = 55 \Omega$$

En la ecuación anterior:

$$C_{\mu 2} = 1.2 \text{ pf (valor medido experimentalmente)}$$

$$f_{\mu 2} = 24 \text{ MHz (localidad de } P_4)$$

Finalmente de la ecuación 4.

$$V_{CEQ2} = V_{CC} - (R_{C2} + R_E) \cdot I_{CQ2} = 9.5 \text{ V}$$

El dimensionamiento resultante del circuito se muestra en la figura 4.12.

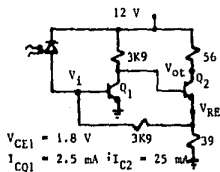


Fig. 4.12. Dimensionamiento del circuito de transimpedancia en malla cerrada.

## ANALISIS TEORICO Y DISEÑO DEL RECEPTOR OPTICO

### 4.7 ANALISIS TEORICO DE LA ETAPA DE POSTAMPLIFICACION.

Una vez que se cuenta con un diseño de la etapa de preamplificación -con ciertas características en el dominio de la frecuencia-, se observa que la magnitud de la señal es relativamente pequeña (décimas de milivolts).

Esto implica que debe existir una o varias etapas de postamplificación para obtener cierto nivel de señal, tal que permita el empleo de comparadores, regeneradores de forma, etc.

Cabe mencionar que es en el preamplificador de transimpedancia donde se presentan los compromisos más fuertes en cuanto al diseño se refiere, dada la influencia de fenómenos no deseados como ruido y distorsión en la señal. Esto quiere decir que en el diseño de etapas posteriores ya no son tan críticos dichos fenómenos.

Sin embargo se debe tomar una configuración de postamplificación en la que se afecte lo menos posible a la señal que sale del amplificador de transimpedancia. Además dicha configuración debe presentar ciertas características en el manejo de señales como impedancias alta y baja a la entrada y salida respectivamente, así como un amplio rango dinámico, entre otras.

La configuración que se ha tomado como conveniente es la del amplificador diferencial, debido a que cumple con las características anteriores. La figura 4.13 muestra este amplificador junto con su circuito n híbrido equivalente.

## ANÁLISIS TEÓRICO Y DISEÑO DEL RECEPTOR ÓPTICO

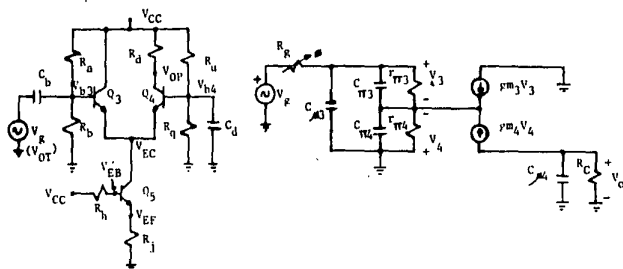


Fig. 4.13. Amplificador diferencial y  
circuito n híbrido equivalente.

Estructuralmente este amplificador consta de dos etapas (emisor común y base común), lográndose con ello una alta ganancia de tensión. Como se observa, los emisores están en serie, por ello se le conoce también como amplificador de emisores acoplados [18], [19]. Su característica de amplio rango dinámico se debe a que las armónicas generadas por las no linealidades en los transistores, representan señales en modo común; por lo que son canceladas a la salida [20], [21].

Para efectos de simplificación se supondrá un amplificador ideal. Esto significa dos cosas en el circuito de la figura 4.13:

1. Existe un balance perfecto entre las etapas  $Q_3$  y  $Q_4$  (etapas simétricas,  $V_{g3} = V_{g4}$ ).
2. La impedancia de la fuente  $R_g$ , se considera despreciable.

Bajo las anteriores condiciones se tiene:

ANÁLISIS TEÓRICO Y DISEÑO DEL RECEPTOR ÓPTICO

$$V_4 = -V_1 \cdot \frac{Z_3}{Z_3 + Z_4} \quad \dots(13)$$

Donde

$$Z_4 = \frac{r_{14}}{1 + S C_{\mu 4} r_{14}} \quad \text{y} \quad Z_3 = \frac{r_{13}}{1 + S C_{\mu 3} r_{13}}$$

Y

$$V_{Op} = -g_{m4} \cdot V_4 \cdot \left( R_d // \frac{1}{S C_{\mu 4}} \right) \quad \dots(14)$$

De forma que la función de transferencia toma la siguiente forma:

$$A_v = \frac{V_{Op}}{V_1} \approx \frac{g_{m4}}{2 C_{\mu 4} (S + P)} \quad \dots(15)$$

En la que P es el polo de la función y viene dado por:

$$P = R_d^{-1} C_{\mu 4} \quad \dots(16)$$

Del estudio anterior en CA del circuito, surgen dos criterios a considerar en el diseño:

## ANÁLISIS TEÓRICO Y DISEÑO DEL RECEPTOR ÓPTICO

1. Valor de la frecuencia alta de corte (ancho de banda).

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_d C_{\mu 4}} \quad \dots(17)$$

2. Ganancia en bajas frecuencias (CD).

$$A_{VDC} = 20 * I_{CQ4} * R_d \quad \dots(18)$$

Aunado a lo anterior, se considera el efecto de los capacitores  $C_b$  y  $C_d$  en las frecuencias bajas, de forma que exista un desacople en  $^{b}CA$  y  $CD$ . Estas capacitancias están asociadas a una constante de tiempo ( $\tau$ ) y a una resistencia equivalente en paralelo, de forma que para cada una se tiene:

$$\tau_b = C_b (R_a // R_b) = \frac{1}{2\pi f_b} \quad \dots(19)$$

$$\tau_d = C_d [(r_{\pi 3} + r_{\pi 4}) // (R_u // R_q)] = \frac{1}{2\pi f_d} \quad \dots(20)$$

Donde  $\tau_b$  y  $\tau_d$  son las constantes de tiempo asociadas a los capacitores  $C_b$  y  $C_d$  respectivamente, mientras que  $f_b$  y  $f_d$  son las frecuencias bajas de corte correspondientes. Para limitar la corriente en la fuente de corriente ( $I_{S5}$ ) se emplea la resistencia  $R_h$ , en donde:

## ANÁLISIS TEÓRICO Y DISEÑO DEL RECEPTOR ÓPTICO

$$R_h = \frac{V_{CC} - [V_{BEQ5} + V_{EF}]}{I_{CQ5}} * h_{FE5} \dots (21)$$

### 4.8 DISEÑO DE LA ETAPA DE POSTAMPLIFICACION.

Ya que han sido establecidos algunos criterios en el análisis de la etapa de postamplificación, ahora se busca obtener un dimensionamiento adecuado según el ancho de banda.

Si en la ecuación 17 se establece un ancho de banda alrededor de 30 MHz, y dado que el valor aproximado de la capacitancia colector-base es de 15 pf (este valor es la suma de  $C_{cb}$  y las capacitancias asociadas en paralelo, dado que el circuito no es realmente simétrico), entonces:

$$R_d = 353 \Omega$$

Como existe un compromiso entre el ancho de banda y la ganancia, es lógico pensar en valores bajos de corriente en el colector de  $R_d$  según la ecuación 18. Esto se debe a que se ha fijado un ancho de banda grande. Pensando en una ganancia de tensión ( $A_v$ ) alrededor de 20, de la ecuación 18 (bajas frecuencias) se tiene:

$$I_{CQ4} = 3 \text{ mA.}$$

La tensión en la resistencia  $R_d$  es:

$$V_{Rd} = I_{CQ4} * R_d = 0.9 \text{ V.}$$

Si  $V_{EF} = 1 \text{ V}$ , se puede obtener el valor de  $R_h$  a partir de la ecuación 21.

$$R_h = 390 \text{ K}\Omega$$

Si en el diseño en bajas frecuencias del circuito se fijan las capacitancias  $C_b$  y  $C_d$  a 0.1  $\mu\text{f}$  y si se establecen las correspondientes frecuencias de corte a 100 y 530 Hz respectivamente, se

## ANÁLISIS TEÓRICO Y DISEÑO DEL RECEPTOR ÓPTICO

obtiene de las ecuaciones 19 y 20 que:

$$R_a // R_b = 15.9 \text{ K}\Omega$$

$$R_u // R_q = 12.57 \text{ K}\Omega$$

Para encontrar el valor de cada una de las resistencias a partir de las relaciones anteriores, se debe fijar una tensión en los emisores apropiados ( $V_{CC}$ ). Si dicha tensión es de 3 V se obtienen las siguientes expresiones:

$$R_a = \frac{V_{CC} * (R_a // R_b)}{V_{b3}} = 51.5 \text{ K}\Omega$$

$$R_b = \frac{V_{b3} * R_a}{V_{CC} - V_{b3}} = 20.9 \text{ K}\Omega$$

$$R_u = \frac{V_{CC} * (R_u // R_q)}{V_{b4}} = 40.7 \text{ K}\Omega$$

$$R_q = \frac{V_{b4} * R_u}{V_{CC} - V_{b4}} = 18.1 \text{ K}\Omega$$

En donde  $V_{b3} = V_{b4} = V_{RCC} + V_{FE}$

El dimensionamiento resultante de este amplificador se muestra en la figura 4.14.

## ANÁLISIS TEÓRICO Y DISEÑO DEL RECEPTOR ÓPTICO

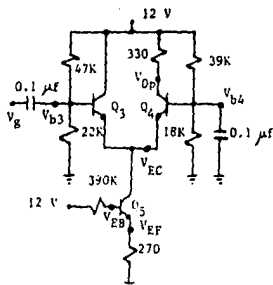


Fig. 4.14. Dimensionamiento del amplificador diferencial.

### 4.9 ANÁLISIS TEÓRICO DE LA ETAPA DE SALIDA.

Con lo que respecta a esta etapa, se emplea una configuración de emisor seguidor (colector común) con el fin de no desbalancear la etapa de amplificación diferencial. Esta configuración proporciona una alta potencia de la señal de información, así como un acoplamiento entre las impedancias del amplificador y la carga ( $R_o$ ) [20], [21].

Este circuito junto con su equivalente n híbrido se muestra en la figura 4.15.



## ANÁLISIS TEÓRICO Y DISEÑO DEL RECEPTOR ÓPTICO

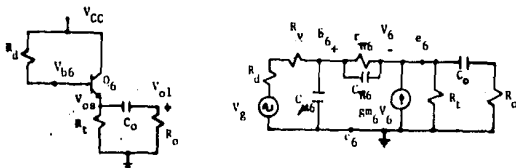


Fig. 4.15. Circuito de salida y su equivalente  $\pi$  híbrido.

En pequeña señal se establece que:

$$R_o = \frac{V_{o1}}{i_{o1}} \quad \dots(22)$$

Una buena aproximación tanto en CD como en CA (localización de los polos a valores elevados de frecuencia) es la siguiente:

$$V_{CC} = V_{o1} * (K + 2) + V_{CEQ6min} \quad \dots(23)$$

Donde K es el factor de estabilización y viene dado por la relación entre  $R_L$  y  $R_o$ , o bien entre  $i_{o1}$  e  $i_{o5}$ .

Una manera aproximada de obtener el valor de la corriente de emisor es mediante la suma de las corrientes  $i_{o1}$  e  $i_{o5}$ .

$$I_{EQ6} = i_{o1} + i_{o5} \quad \dots(24)$$

A partir de la polarización del circuito se puede establecer que:

## ANÁLISIS TEÓRICO Y DISEÑO DEL RECEPTOR ÓPTICO

$$R_c = \frac{V_{b6} - V_{BEQ6}}{I_{EQ6}} \quad \dots(25)$$

Para dimensionar al capacitor  $C_c$ , se considera que la reactancia capacitiva es un décimo de  $R_c$ . A partir de ello se puede obtener la frecuencia baja de corte [30]. La frecuencia alta de corte la determina el polo del circuito, a partir del cual la ganancia decrece 3 dB. Esto es función de la constante de tiempo asociada a la capacitancia  $C_{ng}$  según:

$$f_c = \frac{20 I_{CQ6}}{\pi C_{ng} h_{FE6}} \quad \dots(26)$$

### 4.10 DISEÑO DE LA ETAPA DE SALIDA.

Para el dimensionamiento de esta etapa se asume que  $R_L = 330 \Omega$  y  $R_o = 680 \Omega$ .

Si en pequeña señal  $V_{o6} = V_{o1} = 300 \text{ mV}$  (salida del amplificador diferencial), entonces de la ecuación 22 se tiene:

$$i_{o1} = 0.44 \text{ mA.}$$

El valor del factor de estabilización es  $K = 0.48$ , con lo que la corriente de emisor es aproximadamente de 1.3 mA., y la tensión  $V_{o6}$  de 0.43 V.

Para obtener el ancho de banda, el valor inferior lo da el capacitor  $C_c$ , de forma que al asignarle un valor de 0.1  $\mu\text{f}$ :

## ANÁLISIS TEÓRICO Y DISEÑO DEL RECEPTOR ÓPTICO

$$f_{\text{cinf}} = \frac{1}{2\pi C_o X_o} = 23.4 \text{ KHz}$$

Mientras que el valor superior lo determina la capacitancia  $C_n$ , de forma que a partir de la ecuación 26 se tiene que:

$$f_{\text{csup}} = 14 \text{ MHz.}$$

Este valor se obtiene al considerar que  $C_{nq} = 60 \text{ pf}$  y  $h_{FE6} = 100$ .

Se puede esperar un valor mayor de la frecuencia de corte superior, dadas las aproximaciones realizadas. El dimensionamiento resultante de la etapa de emisor seguidor es el que se representa en la figura 4.16.

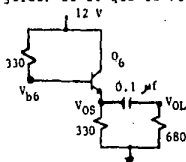


Fig. 4.16. Dimensionamiento de la etapa de salida.

### 4.11 DIMENSIONAMIENTO DEL CIRCUITO RECEPTOR.

El resultado del diseño de cada una de las etapas que constituyen al receptor, proporciona un circuito resultante cuyo dimensionamiento es el que se muestra en la figura 4.17. Los valores de tensiones y corrientes en CA y CD, así como el ancho de banda y frecuencias de corte, se encuentran en los respectivos desarrollos a lo largo de este capítulo.



## CAPITULO 5

### SIMULACION Y MEDICION EXPERIMENTAL DEL RECEPTOR

#### 5.1 INTRODUCCION.

Paralelamente al desarrollo del análisis anterior -en función del modelo híbrido-, en este capítulo se muestran los resultados obtenidos experimentalmente (en un prototipo de prueba) y mediante la simulación por computadora del mismo circuito receptor.

Los resultados proporcionados por dichos medios no deben ser necesariamente los mismos, y ello es debido a las diferentes condiciones tomadas para cada caso -en la simulación se emplean modelos matemáticos complejos que se aproximan a un comportamiento real-. Por otro lado el análisis a mano proporciona una perspectiva general -de primer orden- de los valores que pueden esperarse en la simulación.

Con estos tres medios de caracterización del circuito (diseño, simulación y medición experimental) se podrán establecer ciertos criterios para concluir sobre la utilidad del programa en esta aplicación específicas.

#### 5.2 SIMULACION DEL CIRCUITO RECEPTOR MEDIANTE EL PROGRAMA SPICE.

Para justificar la utilidad de SPICE en el comportamiento del receptor óptico, es conveniente simular a todas las etapas de este último para obtener un criterio de comparación. Posteriormente se compararán resultados con un prototipo experimental.

Cuando se simulan circuitos con transistores bipolares, SPICE emplea el modelo equivalente de Gummel y Poon, en el que los parámetros

## SIMULACION Y MEDICION EXPERIMENTAL DEL RECEPTOR

importantes en CD también lo son en CA. Para valores bajos de polarización y coeficientes de emisión ideales, este modelo se reduce al de Ebers-Moll [30].

En el análisis a bajas frecuencias solo se consideran los capacitores de paso y acoplamiento. Las consideraciones tomadas en la asignación de valores en los parámetros del modelo y los resultados obtenidos son los que se muestran respectivamente en los listados de SPICE. La frecuencia baja de corte depende del valor de los capacitores externos, razón por la cual es conveniente dimensionarlos adecuadamente, según las restricciones establecidas para CD.

### 5.2.1 SIMULACION DEL AMPLIFICADOR DE TRANSIMPEDANCIA EN MALLA ABIERTA.

El primer resultado de la simulación se refiere al comportamiento del preamplificador de transimpedancia en malla abierta. En la descripción nodal del circuito se han asignado los valores resistivos y capacitivo obtenidos del diseño correspondiente (capítulo 4), tomando una  $h_{FE} = 100$  para ambos transistores, así como los siguientes valores capacitivos en las uniones de los transistores:

$$C_{\mu 1} = 1.3 \text{ pf} \quad ; \quad C_{\mu 2} = 1.2 \text{ pf}$$

$$C_{\pi 1} = 146 \text{ pf} \quad ; \quad C_{\pi 2} = 358 \text{ pf}$$

El resultado de la simulación es el que se muestra en las hojas de la primera simulación. En ella se obtiene que la tensión de salida en frecuencias medias es del orden de 370 mV, mientras que el ancho de banda es de 11 MHz.

### 5.2.2 SIMULACION DEL AMPLIFICADOR DE TRANSIMPEDANCIA EN MALLA CERRADA.

A partir del diseño en malla cerrada del circuito, se han asignado valores a los diversos elementos del circuito en el programa de simulación.

Considerando los siguientes valores en los parámetros del modelo del transistor:

## SIMULACION Y MEDICION EXPERIMENTAL DEL ETAPAS.

$$\begin{aligned} h_{FE1} = h_{FE2} = 100 ; \quad C_{\mu 1} = 1.4 \text{ pf} ; \quad C_{\mu 2} = 1.18 \text{ pf} \\ C_{\pi 1} = 94.5 \text{ pf} ; \quad C_{\pi 2} = 573 \text{ pf} ; \end{aligned}$$

se obtienen los resultados mostrados en las hojas de la segunda simulación. Se observa que el ancho de banda es de aproximadamente de 23 MHz y la tensión en CA es del orden de 32 mV en frecuencias medias.

Como se puede observar, la tensión a la salida del preamplificador de transimpedancia es proporcional a la corriente que circula por el fotodiodo P-I-N.

### 5.2.3 SIMULACION DE LA ETAPA DE POSTAMPLIFICACION.

Tomando los valores obtenidos en el diseño del amplificador diferencial, se procede ahora a simular su comportamiento, asignando los siguientes valores en el modelo del transistor:

$$\begin{aligned} h_{FE3} = h_{FE4} = h_{FE5} = 100 \\ C_{\mu 3} = C_{\mu 4} = 1.18 \text{ pf} ; \quad C_{\mu 5} = 1.4 \text{ pf.} \\ C_{\pi 3} = 49.1 \text{ pf} ; \quad C_{\pi 4} = 45.5 \text{ pf} ; \quad C_{\pi 5} = 99.3 \text{ pf.} \end{aligned}$$

El resultado de esta tercera simulación aparece en las hojas correspondientes. En ellas se observa que la ganancia es baja (del orden de 8), sin embargo el ancho de banda es superior a los 60 MHz.

### 5.2.4 SIMULACION DE LA ETAPA DE SALIDA.

A partir del diseño de la etapa de salida, se simulará su comportamiento. Los valores proporcionados al programa son:

$$h_{FE6} = 100 ; \quad C_{\mu 6} = 1.45 \text{ pf} ; \quad C_{\pi 6} = 372.6 \text{ pf.}$$

Los resultados se muestran en las hojas referentes a la cuarta

## SIMULACION Y MEDICION EXPERIMENTAL DEL RECEPTOR

simulación. Como se puede notar, el valor de la tensión a la salida a frecuencias medias es de 298 mV. El ancho de banda es superior a 50 MHz.

### 5.2.5 SIMULACION DEL CIRCUITO RECEPTOR.

Habiendo simulado cada una de las etapas del receptor, determinando sus características en CD como en CA; ahora se efectuará la simulación de todo el circuito en conjunto.

En la simulación del circuito completo se considera el efecto de la señal óptica en el fotodiodo como una fuente de corriente  $I_g$ , a diferencia de las simulaciones anteriores donde figuraba  $V_g$ . Esto es importante ya que la diferencia que existe entre el efecto de la fuente y el comportamiento real del fotodiodo, marca un grado de error entre los resultados de la simulación y los experimentales debido a la capacitancia de agotamiento y la impedancia equivalente entre otras cosas.

Los parámetros de cada uno de los transistores involucrados -según su punto de operación- son los mismos que en las etapas respectivas, y a manera de resumen, se muestran en las hojas referidas a la quinta simulación.

Concretamente las características en la simulación de este circuito -a frecuencias medias- son de una ganancia alrededor de 45, un nivel de tensión de 230 mV y un ancho de banda aproximado de 19 MHz.

## 5.3 PRUEBAS Y MEDICION DE PARAMETROS EN EL CIRCUITO RECEPTOR.

Una vez que se ha obtenido un diseño del circuito receptor y se ha simulado su comportamiento en un programa de computadora, ahora se armará un prototipo de pruebas a partir del mismo, con el propósito de medir experimentalmente sus parámetros en CD y CA. Lo anterior permitirá comparar resultados simulados y medidos. Para seguir una congruencia con las fases de diseño y simulación, se medirán los parámetros de cada una de las etapas; y finalmente del circuito receptor completo. Los resultados medidos son los que se muestran a continuación, considerando los efectos de la señal mediante la fuente senoidal  $V_g$  (sólo en la última medición se empleó el fotodiodo).



## SIMULACION Y MEDICION EXPERIMENTAL DEL RECEPTOR

### 5.3.1 MEDICION DEL PREAMPLIFICADOR DE TRANSIMPEDANCIA EN MALLA ABIERTA.

El interés de esta prueba es conocer el punto de operación de los transistores y la respuesta del circuito en el dominio de la frecuencia, dada una señal de entrada.

El circuito armado es el que se muestra en la figura 5.1.

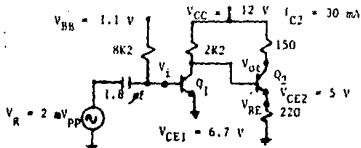


Fig. 5.1. Circuito de transimpedancia en malla abierta.

Al trabajar a frecuencias altas, los efectos parásitos del circuito en general van a afectar sus características de respuesta. Es por ello que en este circuito como en los restantes, se han tomado las siguientes consideraciones.

1. Se han montado los elementos sobre una superficie plástica de dimensiones reducidas.
2. La distribución de componentes es tal, que se ha cuidado de no tener elementos alineados paralelamente.
3. Se ha omitido el empleo de bases para los transistores.
4. En el empalme de elementos se ha asegurado un buen contacto eléctrico, entrelazando y soldando firmemente las conexiones.
5. Se emplearon capacitores de desacoplo en las fuentes  $V_{CC}$  y  $V_{BE}$ .
6. Se ha tratado de evitar trayectorias largas de alambres.
7. Se han cortado al mínimo los extremos de los elementos (terminales cortas).
8. Con respecto al equipo, se han empleado cables cortos y sencillos.

## SIMULACION Y MEDICION EXPERIMENTAL DEL RECEPTOR

9. Dichos cables se encuentran entrelazados.

El valor deseado de tensión en la señal de alimentación ( $V_g$ ) es de 2 mVpp (pico-pico), siendo para ello necesario emplear un divisor de tensión.

La siguiente tabla muestra los valores obtenidos (en volts y ampers respectivamente) para  $V_g = 2$  mVpp y  $f = 1$  KHz.

| $V_{BB}$ | $V_{CEQ1}(CD)$ | $V_{ot}(CD)$ | $V_{ot}(CA)$ | $I_{CQ1}$ | $I_{CQ2}$ | $V_{CEQ1}(CA)$ |
|----------|----------------|--------------|--------------|-----------|-----------|----------------|
| 0.7V     | 8V             | 7.5V         | 1.2mVpp      | 1.8mA     | 30mA      | 1.2mVpp        |
| 0.8      | 8              | 7.2          | 2.4m         | 1.8m      | 32m       | 28m            |
| 0.9      | 6.7            | 8.4          | 112m         | 2.4m      | 24m       | 200m           |
| 1        | 4.7            | 9            | 170m         | 3.3m      | 20m       | 265m           |
| 1.1      | 3              | 10.5         | 205m         | 4.1m      | 10m       | 300m           |
| 1.2      | 1.5            | 11.6         | 200m         | 4.8m      | 2.7m      | 320m           |

Tabla 5.1. Valores medidos en el amplificador de transimpedancia en malla abierta.

El ancho de banda fue de 2.4 MHz.

La tabla 5.2 muestra la variación de la tensión de salida, así como la transimpedancia y las ganancias de tensión y corriente en función de la frecuencia. ( $V_{BB} = 1$  V,  $V_i(CA) = 2$  mVpp).

SIMULACION Y MEDICION EXPERIMENTAL DEL RECEPTOR

| f    | $V_{ol}(CA)$ | $A_v(CA)$ | $A_i(CA)$ | $A_v(dB)$ | $A_i(dB)$ | Transimp. |
|------|--------------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| 1KHz | 205mVpp      | 128.1     | 533.7     | 42.15     | 54.54     | 80KΩ      |
| 10K  | 205m         | 128.1     | 533.7     | 42.15     | 54.54     | 80K       |
| 500K | 205m         | 128.1     | 533.7     | 42.15     | 54.54     | 80K       |
| 1M   | 204m         | 127.5     | 531.25    | 42.11     | 54.5      | 79.6K     |
| 2M   | 160m         | 100       | 416.6     | 40        | 52.3      | 62.5K     |
| 2.5M | 140m         | 87.5      | 364.5     | 38.8      | 51.2      | 54.6K     |
| 3M   | 125m         | 78.12     | 325.5     | 37.8      | 50.2      | 48.8K     |
| 3.5M | 110m         | 66.7      | 277.9     | 36.4      | 48.8      | 41.6K     |
| 4M   | 105m         | 65.62     | 273.4     | 36.3      | 48.7      | 41K       |
| 4.5M | 90m          | 56.2      | 234.1     | 34.9      | 47.3      | 35.12K    |
| 5M   | 80m          | 50        | 208.4     | 33.9      | 46.3      | 31.2K     |
| 6M   | 65m          | 40.62     | 169.2     | 32.1      | 44.5      | 25.3K     |
| 7M   | 55m          | 34.37     | 143.2     | 30.7      | 43.1      | 21.4K     |
| 8M   | 45m          | 28.12     | 117.1     | 28.9      | 41.3      | 17.5K     |
| 9M   | 40m          | 25        | 104.1     | 27.9      | 40.3      | 15.6K     |
| 10M  | 35m          | 21.8      | 91.1      | 26.7      | 39.1      | 13.6K     |

Tabla 5.2. Variación de parámetros en malla abierta.

La gráfica 5.1 es un diagrama de Bode (magnitud) de la ganancia de tensión del circuito.

### 5.3.2 MEDICION DEL PREAMPLIFICADOR DE TRANSIMPEDANCIA EN MALLA CERRADA.

En malla cerrada los valores medidos del diseño correspondiente se muestran a continuación. El circuito construido es el que se muestra en la figura 5.2.

## SIMULACION Y MEDICION EXPERIMENTAL DEL RECEPTOR

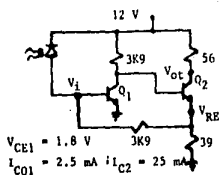


Fig.5.2. Amplificador de transimpedancia en malla cerrada.

En este circuito ya no se considera la fuente  $V_{pp}$ . Asumiendo las condiciones anteriores en el armado y prueba del circuito, se obtuvieron los siguientes resultados para condiciones de prueba de  $V_i(\text{CA}) = 2 \text{ mVpp}$  y  $f = 1\text{KHz}$ .

$$\begin{aligned}
 V_{CE1}(\text{CD}) &= 1.6 \text{ V} \\
 V_o(\text{CD}) &= 11 \text{ V} \\
 V_i(\text{CD}) &= 0.77 \text{ V} \\
 V_{RE}(\text{CD}) &= 0.84 \text{ V} \\
 V_{CEQ1}(\text{CA}) &= 23 \text{ mV} \\
 V_o(\text{CA}) &= 30 \text{ mV} \\
 I_{CQ1} &= 2.6 \text{ mA} \\
 I_{CQ2} &= 17.8 \text{ mA}
 \end{aligned}$$

La tabla 5.3 muestra la variación de los parámetros de salida, ganancia y transimpedancia con respecto a la frecuencia.

## SIMULACION Y MEDICION EXPERIMENTAL DEL RECEPTOR

| f    | V <sub>in</sub> (CA) | A <sub>V</sub> (CA) | A <sub>i</sub> (CA) | A <sub>v</sub> (dB) | A <sub>i</sub> (dB) | Transimp. |
|------|----------------------|---------------------|---------------------|---------------------|---------------------|-----------|
| 1KHz | 30mVpp               | 15                  | 16.65               | 23.5                | 24.4                | 937.50    |
| 10K  | 33m                  | 16.5                | 18.3                | 24.3                | 25.2                | 1K        |
| 500K | 34m                  | 17                  | 18.8                | 24.6                | 25.4                | 1K        |
| 1M   | 34m                  | 17.5                | 18.8                | 24.6                | 25.4                | 1K        |
| 2M   | 33.5m                | 16.75               | 18.59               | 24.4                | 25.3                | 1K        |
| 3M   | 33m                  | 16.5                | 18.31               | 24.3                | 25.2                | 1K        |
| 4M   | 33m                  | 16.5                | 18.31               | 24.3                | 25.2                | 1K        |
| 5M   | 33m                  | 16.5                | 18.31               | 24.3                | 25.2                | 1K        |
| 6M   | 33m                  | 16.5                | 18.31               | 24.3                | 25.2                | 1K        |
| 7M   | 33m                  | 16                  | 17.76               | 24                  | 24.9                | 1K        |
| 8M   | 31m                  | 15.5                | 17.2                | 23.8                | 24.7                | 968       |
| 9M   | 31m                  | 15.5                | 17.2                | 23.8                | 24.7                | 968       |
| 10M  | 30m                  | 15                  | 16.6                | 23.5                | 24.4                | 937       |
| 12M  | 26m                  | 13                  | 14.4                | 22.2                | 23.1                | 812       |
| 14M  | 24m                  | 12                  | 13.3                | 21.5                | 22.4 *              | 750       |
| 15M  | 23m                  | 11.5                | 12.76               | 21.2                | 22.1                | 718       |
| 16M  | 22m                  | 11                  | 12.21               | 20.8                | 21.7                | 687       |
| 17M  | 20m                  | 10                  | 11.1                | 20                  | 20.9                | 625       |
| 18M  | 17m                  | 8.5                 | 9.4                 | 18.5                | 19.4                | 531       |
| 19M  | 17m                  | 8.5                 | 9.4                 | 18.5                | 19.4                | 531       |
| 20M  | 17m                  | 8.5                 | 9.4                 | 18.5                | 19.4                | 531       |

Tabla 5.3. Variación de parámetros en malla cerrada.

El ancho de banda es de 16.2 MHz. Como se puede ver, el ancho de banda aumentó más de tres veces en comparación con el circuito anterior, aunque la ganancia disminuyó. Sin embargo con una etapa de postamplificación se puede elevar la ganancia, habiendo conseguido un buen ancho de banda.

La gráfica 5.2 es una representación de la respuesta del circuito de malla cerrada en función de la frecuencia.

### 5.3.3 MEDICION DE LA ETAPA DE POSTAMPLIFICACION.

Del diseño del amplificador diferencial en el capítulo 4 y tomando las consideraciones adecuadas en el armado del circuito, se obtuvieron los siguientes valores según el circuito de la figura 5.3.

SIMULACION Y MEDICION EXPERIMENTAL DEL RECEPTOR

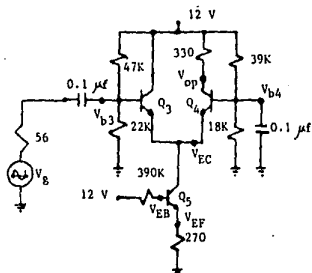


Fig.5.3. Amplificador diferencial.

$$V_{b3}(CD) = 3.7 \text{ V}$$

$$V_{b4}(CD) = 3.7 \text{ V}$$

$$V_{EC}(CD) = 3 \text{ V}$$

$$V_{EF}(CD) = 1.75 \text{ V}$$

$$V_{op}(CD) = 11.2 \text{ V}; \quad V_{Rd} = 0.79 \text{ V.}$$

$$I_{CQ4} = 2.4 \text{ mA}$$

$$I_{CQ5} = 6.4 \text{ mA}$$

En la tabla 5.4 se muestran los valores de tensión de salida y ganancia en función de la frecuencia, para  $V_j = 30 \text{ mVpp}$ .

## SIMULACION Y MEDICION EXPERIMENTAL DEL RECEPTOR

| f    | $V_{dB}$ (CA) | $A_V$ (CA) | $A_V$ (dB) |
|------|---------------|------------|------------|
| 1KHz | 0.25Vpp       | 8.33       | 18.4       |
| 10K  | 0.32          | 10.66      | 20.5       |
| 500K | 0.3           | 10         | 20         |
| 1M   | 0.3           | 10         | 20         |
| 2M   | 0.3           | 10         | 20         |
| 3M   | 0.3           | 10         | 20         |
| 4M   | 0.3           | 10         | 20         |
| 5M   | 0.3           | 10         | 20         |
| 6M   | 0.3           | 10         | 20         |
| 7M   | 0.31          | 10.33      | 20.2       |
| 8M   | 0.315         | 10.5       | 20.4       |
| 9M   | 0.29          | 9.66       | 19.7       |
| 10M  | 0.29          | 9.66       | 19.7       |
| 12M  | 0.31          | 10.33      | 20.3       |
| 14M  | 0.27          | 9          | 19         |
| 15M  | 0.29          | 9.66       | 19.7       |
| 16M  | 0.31          | 10.33      | 20.2       |
| 17M  | 0.32          | 10.66      | 20.5       |
| 18M  | 0.325         | 10.83      | 20.7       |
| 19M  | 0.325         | 10.83      | 20.7       |
| 20M  | 0.32          | 10.66      | 20.5       |

Tabla 5.4. Variación de parámetros en el amplificador diferencial.

El ancho de banda medido fue superior a 20 MHz.

La gráfica 5.3 es un diagrama de Bode del amplificador diferencial.

### 5.3.4 MEDICION DE LA ETAPA DE SALIDA.

A partir del diseño correspondiente se armó el circuito que se muestra en la figura 5.4.

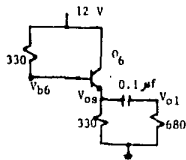


Fig.5.4. Circuito Emisor Seguidor de Salida.

## SIMULACION Y MEDICION EXPERIMENTAL DEL RECEPTOR

Los valores de polarización son los siguientes:

$$V_{os}(CD) = 11 \text{ V}$$

$$V_{b6}(CD) = 11.7 \text{ V}$$

$$I_{CQ6} = 33 \text{ mA.}$$

Los valores de tensión a la salida y ganancia se muestran en la tabla 5.5 ( $V_3 = 300 \text{ mVpp}$ ).

| f    | $V_{os}(CA)$ | $V_{o1}(CA)$ | $A_{v01}(CA)$ | $A_{v01}(dB)$ |
|------|--------------|--------------|---------------|---------------|
| 1KHz | 12mVpp       | 6mVpp        | 0.02          | -33.9         |
| 2K   | 12           | 7            | 0.02          | -32           |
| 10K  | 14           | 12           | 0.04          | -27.9         |
| 500K | 142          | 140          | 0.46          | -6.6          |
| 1M   | 200          | 200          | 0.66          | -3.5          |
| 2M   | 230          | 230          | 0.76          | -2.3          |
| 3M   | 236          | 240          | 0.8           | -1.9          |
| 5M   | 250          | 250          | 0.83          | -1.58         |
| 6M   | 250          | 260          | 0.86          | -1.2          |
| 8M   | 255          | 276          | 0.92          | -0.7          |
| 10M  | 260          | 310          | 1.03          | 0.2           |
| 12M  | 270          | 430          | 1.43          | 3.12          |
| 14M  | 250          | 280          | 0.93          | -0.6          |
| 16M  | 260          | 260          | 0.86          | -1.2          |
| 18M  | 250          | 180          | 0.6           | -4.4          |
| 19M  | 260          | 220          | 0.73          | -2.6          |
| 20M  | 365          | 260          | 0.86          | -1.2          |

Tabla 5.5. Variación de parámetros en el emisor seguidor.

El ancho de banda obtenido es superior a 20 MHz.

La gráfica 5.4 muestra el diagrama de Bode (magnitud) de este circuito.

### 5.3.5 MEDICION DEL CIRCUITO RECEPTOR.

Ahora se han integrado las diferentes etapas que forman al circuito receptor. El efecto del fotodiodo es mediante la fuente senoidal  $V_3$  con un valor aproximado de 4 mVpp.

El circuito resultante se puede observar en la figura 5.5.





## SIMULACION Y MEDICION EXPERIMENTAL DEL RECEPTOR

Finalmente fue conectado el fotodiodo en el circuito, y aplicando señal cuadrada se obtuvieron los valores que a continuación se indican.

Se empleó un fotodiodo P-I-N tipo BPX-65 con una capacitancia interna de aproximadamente 1.5 pf (ver hoja de especificaciones en el anexo 2).

En el preamplificador de transimpedancia a 1 MHz se midió una potencia óptica incidente de -27 dBm ( $2 \mu\text{W}$  prom.), mientras que a la salida ( $V_{out}$ ) se tuvo una lectura de 15 mVpp. Ello implica que la transimpedancia del circuito es del orden de 8.3 K $\Omega$ . Se determinó a partir de los datos anteriores una corriente aproximada en el fotodiodo de 0.87  $\mu\text{A}$ . El ancho de banda medido en este preamplificador con señal senoidal fue superior a 5 MHz (dada la limitación del generador), y con señal cuadrada fue del orden de 17 MHz.

Con lo que respecta al circuito receptor completo, se obtuvo un ancho de banda de 10 MHz con cierta distorsión en la señal. La figura 5.6 muestra la forma de dicha señal cuadrada a 1 MHz, en la que se midieron tiempos de subida ( $t_a$ ) y bajada ( $t_b$ ) de 39.5 ns y 24 ns respectivamente. En la medición de los tiempos anteriores se tomaron como límites los valores de amplitud correspondientes al 10% y 90% del valor máximo de la señal.

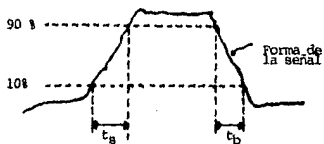


Fig. 5.6. Forma de la señal de salida.

En la tabla 5.7 se muestran los valores obtenidos de parámetros en el preamplificador de transimpedancia como a la salida del circuito receptor, para una potencia óptica incidente de 0.87  $\mu\text{W}$  prom y señal cuadrada.

SIMULACION Y MEDICION EXPERIMENTAL DEL RECEPTOR

| f     | $V_{ot}$ (CA) | $W_i$ (prom) | Transimp. | $V_{o1}$ (CA) |
|-------|---------------|--------------|-----------|---------------|
| 10KHz | 53mV          | 7.65 $\mu$ W | 6.91K     | 140mV         |
| 50K   | 53m           | 7.65 $\mu$   | 6.9K      | 180m          |
| 100K  | 55m           | 7.63 $\mu$   | 6.9K      | 180m          |
| 500K  | 55m           | 7.48 $\mu$   | 7.3K      | 174m          |
| 800K  | 57m           | 7.35 $\mu$   | 7.48K     | 176m          |
| 1M    | 54m           | 7.26 $\mu$   | 7.8K      | 170m          |
| 2M    | 54m           | 6.85 $\mu$   | 7.8K      | 160m          |
| 3M    | 55m           | 6.45 $\mu$   | 8.3K      | 158m          |
| 3.2M  | 57m           | 6.37 $\mu$   | 8.6K      | 162m          |
| 3.4M  | 69m           | 6.3 $\mu$    | 9K        | 162m          |
| 3.8M  | 74m           | 6.14 $\mu$   | 11.2K     | 168m          |
| 4M    | 110m          | 6.11 $\mu$   | 12.1K     | 174m          |
| 4.4M  | 102m          | 5.92 $\mu$   | 18.5K     | 222m          |
| 4.6M  | 57m           | 5.74 $\mu$   | 17.7K     | 160m          |
| 4.8M  | 47m           | 5.74 $\mu$   | 9.9K      | 144m          |
| 5M    | 49m           | 5.64 $\mu$   | 8.3K      | 144m          |
| 6M    | 50m           | 5.26 $\mu$   | 9.3K      | 150m          |
| 7M    | 51m           | 4.96 $\mu$   | 10K       | 152m          |
| 8M    | 51m           | 4.73 $\mu$   | 10.7K     | 150m          |
| 9M    | 51m           | 5.28 $\mu$   | 9.6K      | 148m          |
| 10M   | 50m           | 5.01 $\mu$   | 10.1K     | 146m          |
| 12M   | 51m           | 5.08 $\mu$   | 10K       | 140m          |
| 14M   | 51m           | 5.32 $\mu$   | 9.5K      | 120m          |
| 16M   | 45m           | 5.16 $\mu$   | 8.7K      | 110m          |
| 18M   | 38m           | 4.98 $\mu$   | 7.6K      | 110m          |
| 19M   | 37m           | 4.93 $\mu$   | 7.5K      | 1100m         |
| 20M   | 31m           | 4.87 $\mu$   | 6.3K      | 100m          |

Tabla 5.7. Variación de parámetros en el circuito receptor con fotodiodo P-I-N y señal cuadrada.

\*\*\*\*\*17-DEC-85 AAAAAA SPICE 26.6 3/15/83 AAAAAA11:22148AAAAA

Cirquito de transimpedancia, salida abierta, la simulaci'on.

AAAA INPUT LISTING TEMPERATURE = 27.000 DEG C

\*\*\*\*\*

```
Vec 1 0 12
Vdb 5 0 1.1
Vg 2 0 AC 2MV
Rc1 1 3 2.2K
Rb2 1 6 150
Re 7 0 320
Rf 5 4 8.2K
Ca 2 4 1.5UF
G1 3 4 0 MOD1
G2 6 3 7 MOD2
.MODEL MOD1 MPM BF=100 CJC=2.317PF CJE=64.105PF
.MODEL MOD2 MPM BF=100 CJC=2.491PF CJE=302.045PF
!Lo siguiente es para ver datos de polarizaci'on.
.OP
.IF V(6) Vg
!Lo siguiente es para ver datos de p.eq. se'al.
.AC DEC 10 1 30000
A.NOISE V(6) Vg 15
.PLOT AC VR(6) VP(6) V(3)
.END
```

#####19-DEC-85 ##### SPICE 2G.6 3/15/85 #####

Circuito de transimpedancia, nalla abierta, la simulaci'on.

#### SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION TEMPERATURE = 27.000 DEG C

#####

| NODE | VOLTAGE | NODE | VOLTAGE | NODE | VOLTAGE | NODE | VOLTAGE | NODE | VOLTAGE | NODE | VOLTAGE | NODE | VOLTAGE |
|------|---------|------|---------|------|---------|------|---------|------|---------|------|---------|------|---------|
| ( 1) | 13.0000 | ( 2) | 0.0000  | ( 3) | 3.8452  | ( 4) | 0.8071  | ( 5) | 1.1000  | ( 6) | 9.9723  | ( 7) | 3.0027  |

VOLTAGE SOURCE CURRENTS

| NAME | CURRENT |
|------|---------|
|------|---------|

|     |            |
|-----|------------|
| Vcc | -1.722D-02 |
|-----|------------|

|     |            |
|-----|------------|
| Vbb | -3.572D-05 |
|-----|------------|

|    |           |
|----|-----------|
| Vg | 0.000D+00 |
|----|-----------|

TOTAL POWER DISSIPATION 2.07D-01 WATTS

\*\*\*\*\*-DEC-85 \*\*\*\*\* SPICE 2G.6 0/15/83 \*\*\*\*\*

Circuito de Transimpedancia, salida abierta, la simulacion.

\*\*\*\* OPERATING POINT INFORMATION TEMPERATURE = 27.000 DEG C

\*\*\*\*\*

\*\*\*\* BIPOLAR JUNCTION TRANSISTORS

|        | Q1       | Q2       |
|--------|----------|----------|
| MODEL  | MOB1     | MOB2     |
| IS     | 3.57E-05 | 1.25E-04 |
| IC     | 3.57E-03 | 1.25E-02 |
| VBE    | 0.807    | 0.842    |
| VBC    | -3.038   | -6.137   |
| VCE    | 3.845    | 6.969    |
| BETADE | 100.000  | 100.000  |
| DF     | 1.38E-01 | 5.23E-01 |
| BFI    | 7.24E+02 | 1.91E+02 |
| BF     | 0.00E+00 | 0.00E+00 |
| BO     | 1.00E+12 | 1.00E+12 |
| CFI    | 1.46E-10 | 3.58E-10 |
| CMU    | 1.20E-12 | 1.20E-12 |
| CBX    | 0.00E+00 | 0.00E+00 |
| CCB    | 0.00E+00 | 0.00E+00 |
| BETAAC | 100.000  | 100.000  |
| FT     | 1.49E+08 | 2.31E+08 |

\*\*\*\* SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS

|                           |             |
|---------------------------|-------------|
| V(6)/Vg                   | = 0.000E+00 |
| INPUT RESISTANCE AT Vg    | = 1.000E+20 |
| OUTPUT RESISTANCE AT V(6) | = 1.500E+02 |

AAAAAAAAAAAAA19-DE-85 AAAAAAAAAAAAAAAAAAAAAA SPICE 20.6 3/15/83 AAAAAAAAAAAAAAAAAAAAAA11:22:10AAAAAAAAAAAA

Circuito de transimpedancia, salida abierta, la simulaci'on.

AAA

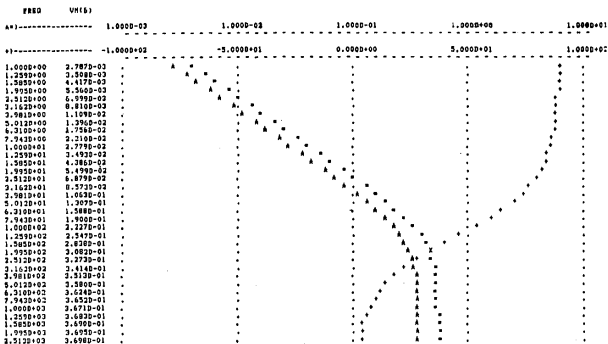
AC ANALYSIS

TEMPERATURE = 27.000 DEG C

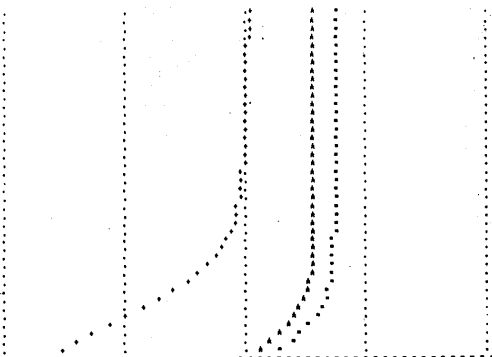
AA

LEGEND:

- #1 V(16)
- #2 V(16)
- #3 V(12)



3.1620+03 3.7000-01 .  
 3.9810+03 3.7010-01 .  
 5.0120+03 3.7020-01 .  
 6.3100+03 3.7030-01 .  
 7.9430+03 3.7040-01 .  
 1.0000+04 3.7050-01 .  
 1.2590+04 3.7060-01 .  
 1.6850+04 3.7070-01 .  
 1.9950+04 3.7080-01 .  
 2.5120+04 3.7090-01 .  
 3.1620+04 3.7030-01 .  
 3.9810+04 3.7030-01 .  
 5.0120+04 3.7030-01 .  
 6.3100+04 3.7030-01 .  
 7.9430+04 3.7030-01 .  
 1.0000+05 3.7030-01 .  
 1.2590+05 3.7030-01 .  
 1.6850+05 3.7030-01 .  
 1.9950+05 3.7030-01 .  
 2.5120+05 3.7020-01 .  
 3.1620+05 3.7020-01 .  
 3.9810+05 3.7010-01 .  
 5.0120+05 3.7000-01 .  
 6.3100+05 3.6980-01 .  
 7.9430+05 3.6950-01 .  
 1.0000+06 3.6910-01 .  
 1.2590+06 3.6820-01 .  
 1.5850+06 3.6750-01 .  
 1.9950+06 3.6540-01 .  
 2.5120+06 3.6260-01 .  
 3.1620+06 3.5820-01 .  
 3.9810+06 3.5180-01 .  
 5.0120+06 3.4220-01 .  
 6.3100+06 3.2820-01 .  
 7.9430+06 3.0980-01 .  
 1.0000+07 2.8370-01 .  
 1.2590+07 2.5700-01 .  
 1.5850+07 2.2520-01 .  
 1.9950+07 1.9260-01 .  
 2.5120+07 1.6140-01 .  
 3.1620+07 1.3330-01 .



JOB CONCLUDED

| CPU | TIME | ELAPSED | PAGE       | DIRECT | BUFFERS |
|-----|------|---------|------------|--------|---------|
| 01  | 01   | 01      | FAULTS     | I/O    | I/O     |
| 01  | 01   | 9.83    | 01 0111.14 | 103    | 4 1     |

TOTAL JOB TIME

9.60



AAAAAAAAA24-MHF-MS AAAAAA SPICE 20.6 3/13/83 AAAAAA2110158AAAAA

Circuito de transimpedancia, salla cerrada, 2a simulaci'on.

AAAA INPUT LISTING TEMPERATURE = 27.000 DEG C

AA

```
Ucc 1 0 12
Iq 1 2 AC 6U
Rc1 1 2 2.9K
Rc2 1 5 5k
Re 4 0 39
Rf 3 4 2.9K
Cf 1 3 4PF
G1 2 3 0 MOD1
G2 5 2 4 MOD2
.MODEL MOD1 NPN BF=100 CJC=-1.86LPE CJE=54.05PF
.MODEL MOD2 NPN BF=100 CJC=-2.735PE CJE=320.303PF
!Lo siguiente es para ver datos de polarizaci'on.
.OP
.TF V(S) Iq
!Lo siguiente es para ver datos de freq. se*al.
.AC DEC 10 1 20MHz
A,NOISE V(6) Vg 15
.PLOT AC VR(5) VP(5)
.END
```

\*\*\*\*\*24-MAR-86 14:40:55\*\*\*\*\* SPICE DO.4 0/15/83 \*\*\*\*\*11:01:50\*\*\*\*\*

Circuit is transient, Miller correct, 2d simulation.

\*\*\*\* SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION TEMPERATURE = 27.000 DEG C

\*\*\*\*\*

| NODE | VOLTAGE | NODE | VOLTAGE | NODE | VOLTAGE | NODE | VOLTAGE | NODE | VOLTAGE |
|------|---------|------|---------|------|---------|------|---------|------|---------|
| ( 1) | 12.7000 | ( 2) | 1.7455  | ( 3) | 0.7969  | ( 4) | 0.8906  | ( 5) | 10.7325 |

VOLTAGE SOURCE CURRENTS

| NAME | CURRENT |
|------|---------|
|------|---------|

|     |            |
|-----|------------|
| Vcc | -2.526E-02 |
|-----|------------|

TOTAL POWER DISSIPATION 2.02E-01 WATTS

#####24-MAR-85 ##### SPICE 20.6 3/15/83 #####A21:2B:#####

Circuito de transimpedancia, malla cerrada, 2a simulaci'on.

\*\*\*\* OPERATING POINT INFORMATION

TEMPERATURE = 27.000 DEG C

#####

\*\*\*\* BIPOLAR JUNCTION TRANSISTORS

|        | Q1       | Q2       |
|--------|----------|----------|
| MODEL  | MOD1     | MOD2     |
| ID     | 2.40E-05 | 2.26E-04 |
| IC     | 2.40E-03 | 2.26E-02 |
| VBE    | 8.797    | 8.825    |
| VBC    | -8.749   | -8.987   |
| VCE    | 1.745    | 9.842    |
| BETAFC | 100.000  | 100.000  |
| BF     | 9.23E-02 | 8.72E-01 |
| BFI    | 1.09E+03 | 1.14E+02 |
| FA     | 0.00E+00 | 0.00E+00 |
| BO     | 1.00E+12 | 1.00E+12 |
| CFI    | 9.45E-11 | 5.73E-10 |
| CRU    | 1.42E-12 | 1.17E-12 |
| CBX    | 0.00E+00 | 0.00E+00 |
| CLS    | 0.00E+00 | 0.00E+00 |
| DETAFC | 100.000  | 100.000  |
| ET     | 1.54E+08 | 2.43E+08 |

\*\*\*\* SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS

|                           |             |
|---------------------------|-------------|
| V(5)/Iq                   | = 5.459E+03 |
| INPUT RESISTANCE AT Iq    | = 2.129E+01 |
| OUTPUT RESISTANCE AT V(5) | = 5.600E+01 |



```

5.0128+03 3.2750-02 * * * * * A * *
6.3109+03 3.2750-02 * * * * * A * *
7.9428+03 3.2750-02 * * * * * A * *
1.0000+04 3.2750-02 * * * * * A * *
1.2595+04 3.2750-02 * * * * * A * *
1.5050+04 3.2750-02 * * * * * A * *
1.7950+04 3.2750-02 * * * * * A * *
2.5120+04 3.2750-02 * * * * * A * *
3.1628+04 3.2750-02 * * * * * A * *
3.9810+04 3.2750-02 * * * * * A * *
5.0128+04 3.2750-02 * * * * * A * *
6.3100+04 3.2750-02 * * * * * A * *
7.7430+04 3.2750-01 * * * * * A * *
1.0000+05 3.2750-02 * * * * * A * *
1.2595+05 3.2750-02 * * * * * A * *
1.5850+05 3.2760-02 * * * * * A * *
1.9950+05 3.2760-02 * * * * * A * *
2.5120+05 3.2760-02 * * * * * A * *
3.1628+05 3.2760-02 * * * * * A * *
3.9810+05 3.2760-02 * * * * * A * *
5.0128+05 3.2770-02 * * * * * A * *
6.3100+05 3.2780-02 * * * * * A * *
7.7430+05 3.2790-02 * * * * * A * *
1.0000+06 3.2820-02 * * * * * A * *
1.2595+06 3.2850-02 * * * * * A * *
1.5850+06 3.2910-02 * * * * * A * *
1.9950+06 3.3000-02 * * * * * A * *
2.5120+06 3.3150-02 * * * * * A * *
3.1628+06 3.3270-02 * * * * * A * *
3.9810+06 3.3370-02 * * * * * A * *
5.0128+06 3.4270-02 * * * * * A * *
6.3100+06 3.5130-02 * * * * * A * *
7.7430+06 3.6250-02 * * * * * A * *
1.0000+07 3.7820-02 * * * * * A * *
1.2595+07 3.8450-02 * * * * * A * *
1.5850+07 3.9110-02 * * * * * A * *
1.9950+07 2.6228-02 * * * * * A * *
2.5120+07 1.6770-02 * * * * * A * *
3.1628+07 1.0210-02 * * * * * A * *

```

JOB CONCLUDED

| CPU | TIME    | ELAPSED    | PAGE | DIRECT | BUFERRED |
|-----|---------|------------|------|--------|----------|
| 0:  | 01:0.82 | 01:0110.99 | 158  | I/O 4  | I/O 1    |

TOTAL JOB TIME 0.80

\*\*\*\*\*-M9-06 AAAAAA SPICE 2.6 3/15/83 AAAAAA22109107AAAAA

Circuito amplificador diferencial. 3a simulacion.

AAAA INPUT LISTING TEMPERATURE = 27.000 DEG C

AA

```
Vcc 1 0 12
Vg 6 0 AC 20mv
Rc2 3 6 5k
Rb 1 7 47k
Rg 7 0 25k
Ra 1 10 29k
Rb 10 0 15k
Rc 1 9 33k
Rd 1 11 39k
R1 12 0 25k
Cb 5 7 0.1uF
Cd 10 9 0.1uF
Q3 1 7 0 MOD3
Q4 9 10 8 MOD4
Q5 0 11 12 MOD5
.MODEL MOD3 NPN BF=100 CJC=2.693PF CJE=28.81PF
.MODEL MOD4 NPN BF=100 CJC=2.647PF CJE=26.69PF
.MODEL MOD5 NPN BF=100 CJC=1.96PF CJE=57.66PF
Alo siguiente es para ver datos de polarizaci'on.
.OP
.TF v(9) Vg
Alo siguiente es para ver datos de p'q. se'al.
.AC DEC 10 1 500MHz
.PLOT AC v(9) v(19)
.END
```

\*\*\*\*\*22-APR-86 \*\*\*\*\* UPICE 20.0 3/15/81 \*\*\*\*\*

Circuit amplifier differential, 3a simulation.

\*\*\*\*

SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION

TEMPERATURE = 27.000 DEG C

\*\*\*\*\*

| MODE  | VOLTAGE | MODE  | VOLTAGE | MODE | VOLTAGE | MODE | VOLTAGE | MODE | VOLTAGE | MODE | VOLTAGE | MODE  | VOLTAGE |
|-------|---------|-------|---------|------|---------|------|---------|------|---------|------|---------|-------|---------|
| ( 1)  | 12.0000 | ( 5)  | 0.0000  | ( 6) | 0.0000  | ( 7) | 3.6364  | ( 8) | 2.8440  | ( 9) | 11.3627 | ( 10) | 3.6363  |
| ( 11) | 1.5317  | ( 12) | 0.7320  |      |         |      |         |      |         |      |         |       |         |

VOLTAGE SOURCE CURRENTS

NAME CURRENT

Vcc -3.0770-03

Vg 0.0000+09

TOTAL POWER DISSIPATION 3.650-02 WATTS

\*\*\*\*\*-A9B-06 \*\*\*\*\* SPICE 2G.6 3/15/83 \*\*\*\*\*

Circuito amplificador diferencial. 3a simulacion.

\*\*\*\* OPERATING POINT INFORMATION TEMPERATURE = 27.000 DEG C

\*\*\*\*\*

\*\*\*\* BIPOLAR JUNCTION TRANSISTORS

|        | Q3       | Q4       | Q5       |
|--------|----------|----------|----------|
| MODEL  | MOD3     | MOD4     | MOD5     |
| BF     | 1.22E-03 | 1.32E-05 | 2.58E-05 |
| IC     | 1.22E-03 | 1.22E-02 | 2.68E-03 |
| VBE    | 0.782    | 0.781    | 0.000    |
| VBC    | -0.274   | -7.936   | -1.213   |
| VCE    | 9.155    | 6.710    | 2.113    |
| BETAFC | 100.000  | 100.000  | 100.000  |
| GM     | 2.16E-02 | 2.12E-02 | 1.04E-01 |
| RFI    | 1.94E+02 | 1.75E+03 | 9.64E+02 |
| BK     | 0.00E+00 | 0.00E+00 | 0.00E+00 |
| FD     | 1.00E-12 | 1.00E-12 | 1.00E-12 |
| CFI    | 4.92E-11 | 4.50E-11 | 9.76E-11 |
| CRU    | 1.18E-12 | 1.18E-12 | 1.40E-12 |
| CBX    | 0.00E+00 | 0.00E+00 | 0.00E+00 |
| CCS    | 0.00E+00 | 0.00E+00 | 0.00E+00 |
| BETAAC | 100.000  | 100.000  | 100.000  |
| FT     | 1.62E+08 | 1.75E+08 | 1.64E+08 |

\*\*\*\* SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS

|                           |   |           |
|---------------------------|---|-----------|
| V(9)/V9                   | = | 0.000E+00 |
| INPUT RESISTANCE AT V9    | = | 1.000E+20 |
| OUTPUT RESISTANCE AT V(9) | = | 3.300E+03 |



\*\*\*\*\*22-0P8-B6 \*\*\*\*\* SPICE 2G.6 2/10/83 \*\*\*\*\*

Circuito amplificador diferencial, de simulacion.

\*\*\*\*

AC ANALYSIS

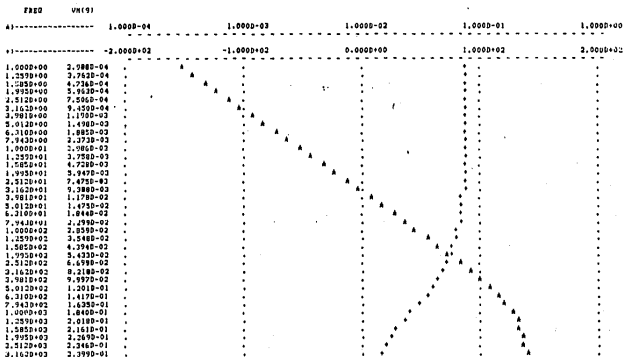
TEMPERATURE = 27.000 DEG C

\*\*\*\*\*

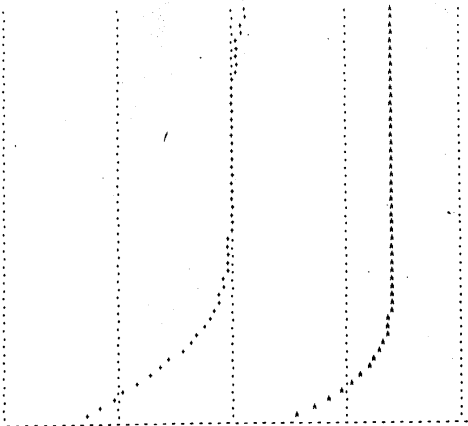
LEGEND:

A: VM(9)

V: VP(9)



|            |           |   |
|------------|-----------|---|
| 4.9915e+07 | 2.4549-01 | . |
| 5.0112e+03 | 2.4572-01 | . |
| 6.2108e+03 | 2.4720-01 | . |
| 7.1448e+02 | 2.4820-01 | . |
| 1.0000e+04 | 2.4838-01 | . |
| 1.2590e+04 | 2.4923-01 | . |
| 1.5025e+04 | 2.4949-01 | . |
| 1.9350e+04 | 2.4968-01 | . |
| 2.2125e+04 | 2.4979-01 | . |
| 2.1625e+04 | 2.4979-01 | . |
| 2.7011e+04 | 2.4980-01 | . |
| 3.0125e+04 | 2.4980-01 | . |
| 6.3109e+04 | 2.4980-01 | . |
| 7.9430e+04 | 2.4980-01 | . |
| 1.0000e+05 | 2.4980-01 | . |
| 1.2590e+05 | 2.4980-01 | . |
| 1.5850e+05 | 2.4980-01 | . |
| 1.9950e+05 | 2.4980-01 | . |
| 2.5120e+05 | 2.4979-01 | . |
| 3.1620e+05 | 2.4979-01 | . |
| 3.9810e+05 | 2.4969-01 | . |
| 5.0120e+05 | 2.4950-01 | . |
| 6.3109e+05 | 2.4930-01 | . |
| 7.9430e+05 | 2.4912-01 | . |
| 1.0000e+06 | 2.4880-01 | . |
| 1.2590e+06 | 2.4850-01 | . |
| 1.5850e+06 | 2.4830-01 | . |
| 1.9950e+06 | 2.4805-01 | . |
| 2.5120e+06 | 2.4779-01 | . |
| 3.1620e+06 | 2.4730-01 | . |
| 3.9810e+06 | 2.4740-01 | . |
| 5.0120e+06 | 2.4730-01 | . |
| 6.3109e+06 | 2.4730-01 | . |
| 7.9430e+06 | 2.4670-01 | . |
| 1.0000e+07 | 2.4630-01 | . |
| 1.2590e+07 | 2.4550-01 | . |
| 1.5850e+07 | 2.4470-01 | . |
| 1.9950e+07 | 2.4310-01 | . |
| 2.5120e+07 | 2.4080-01 | . |
| 3.1620e+07 | 2.3730-01 | . |
| 3.9810e+07 | 2.3170-01 | . |
| 5.0120e+07 | 2.2390-01 | . |
| 6.3109e+07 | 2.1380-01 | . |
| 7.9430e+07 | 1.9820-01 | . |
| 1.0000e+08 | 1.7980-01 | . |
| 1.2590e+08 | 1.5840-01 | . |
| 1.5850e+08 | 1.3530-01 | . |
| 1.9950e+08 | 1.1150-01 | . |
| 2.5120e+08 | 8.8220-02 | . |
| 3.1620e+08 | 6.8260-02 | . |
| 3.9810e+08 | 5.0590-02 | . |
| 5.0120e+08 | 3.6230-02 | . |



\*\*\*\*\* J-REF-06 \*\*\*\*\* SPICE 2G.6 3/15/82 \*\*\*\*\*#17129147\*\*\*\*\*

Circuito de ruido, la simulacion.

\*\*\*\* INPUT LISTING TEMPERATURE = 27.000 DEG C

\*\*\*\*\*

```
Vin 1 0 12
Vg 12 0 AC 300mV
R1 1 12 250
R1 14 0 330
R2 15 0 680
C1 13 12 0.1uF
C2 14 15 0.1uF
G1 1 13 14 MODN
.MODEL MODN MPN BF=100 CJB=207.62PF CIC=1.SPF
Ala siguiente es para ver datos de polarizaci'on.
.OP
.TF V(15) Vg
.PLOT DC V(15) V(14)
4LO siguiente es para ppm, uV%
.WC DEC 10 1 50000
.PRINT AC V(15) V(14)
.PLOT AC V(15) V(14)
.END
```

\*\*\*\*\* 3-05-06 \*\*\*\*\* SPICE 26.0 3/15/83 \*\*\*\*\*

Circuit is valid. 4s simulation.

\*\*\*\* SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION TEMPERATURE = 27.000 DEG C

\*\*\*\*\*

| NODE | VOLTAGE | NODE  | VOLTAGE | NODE  | VOLTAGE | NODE  | VOLTAGE | NODE  | VOLTAGE |
|------|---------|-------|---------|-------|---------|-------|---------|-------|---------|
| ( 1) | 12.0000 | ( 12) | 0.0000  | ( 13) | 11.8908 | ( 14) | 11.0261 | ( 15) | 0.0000  |

VOLTAGE SOURCE CURRENTS

| NAME | CURRENT |
|------|---------|
|------|---------|

|     |            |
|-----|------------|
| Vcc | -3.2410-02 |
|-----|------------|

|    |           |
|----|-----------|
| Vg | 0.0000+00 |
|----|-----------|

TOTAL POWER DISSIPATION 4.010-01 WATTS

\*\*\*\*\* 3-APP-86 \*\*\*\*\* SPICE 2G.W 3/15/83 (A\*\*\*\*\*1707:67\*\*\*\*\*)

Circuito de salida. 4a simulaci'on.

\*\*\*\* OPERATING POINT INFORMATION TEMPERATURE = 27.000 DEG C

\*\*\*\*\*

\*\*\*\* BIPOLAR JUNCTION TRANSISTORS

          DG  
MODEL      MOD6  
IP          3.21E-04  
IC          3.21E-02  
VBE          0.865  
VBC          -0.109  
VCE          0.974  
BETAC      100.000  
QJ          1.26E+00  
WPI          7.02E-01  
R0          1.00E+12  
CPI          3.73E-10  
CMJ          1.42E-12  
CBE          0.00E+00  
CCS          0.00E+00  
PITAC      100.000  
FT          5.42E+08

\*\*\*\* SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS

V(15)/Vg                  = 0.000E+00  
INPUT RESISTANCE AT Vg      = 1.000E+20  
OUTPUT RESISTANCE AT V(15)  = 6.000E+02

\*\*\*\*\* 3-APR-75 \*\*\*\*\* SPICE 2B.6 3/15/75 \*\*\*\*\* 17:27:47\*\*\*\*\*

Circuito de valid: 43 simulacion.

\*\*\*\*

AC ANALYSIS

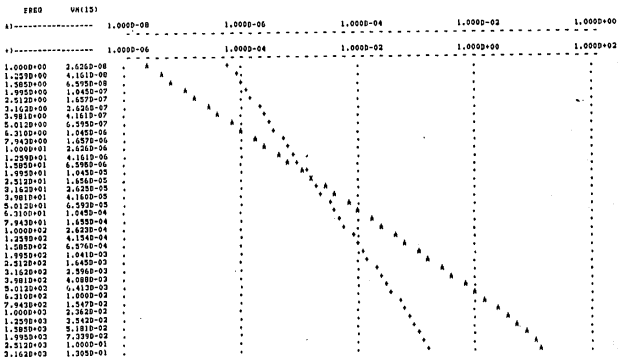
TEMPERATURE = 27.000 DEG C

\*\*\*\*\*

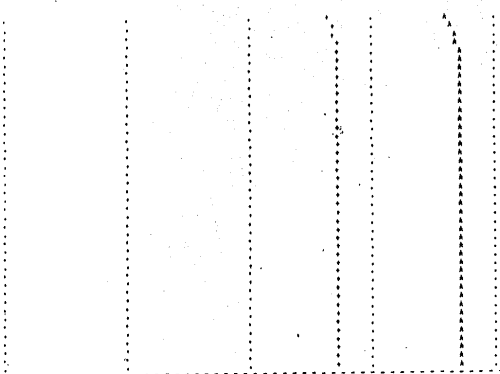
LEGEND:

A: VM(15)

I: VM(14)



3.9810+03 1.6250+01  
 5.0120+02 1.9300-01  
 6.2100+03 2.2140-01  
 7.9420+03 2.4410-01  
 1.0000+04 2.6140-01  
 1.2590+04 2.7390-01  
 1.3950+04 2.8250-01  
 1.9950+04 2.8920-01  
 2.5120+04 2.9210-01  
 3.1620+04 2.9400-01  
 3.9810+04 2.9520-01  
 5.0120+04 2.9720-01  
 6.3100+04 2.9780-01  
 7.9420+04 2.9820-01  
 1.0000+05 2.9850-01  
 1.2590+05 2.9870-01  
 1.3950+05 2.9890-01  
 1.9950+05 2.9890-01  
 2.5120+05 2.9890-01  
 3.1620+05 2.9890-01  
 3.9810+05 2.9890-01  
 5.0120+05 2.9890-01  
 6.3100+05 2.9890-01  
 7.9420+05 2.9890-01  
 1.0000+06 2.9890-01  
 1.2590+06 2.9890-01  
 1.3950+06 2.9890-01  
 1.9950+06 2.9890-01  
 2.5120+06 2.9890-01  
 3.1620+06 2.9900-01  
 3.9810+06 2.9900-01  
 5.0120+06 2.9900-01  
 6.3100+06 2.9900-01  
 7.9420+06 2.9900-01  
 1.0000+07 2.9900-01  
 1.2590+07 2.9900-01  
 1.3950+07 2.9900-01  
 1.9950+07 2.9900-01  
 2.5120+07 2.9900-01  
 3.1620+07 2.9900-01  
 3.9810+07 2.9900-01  
 5.0120+07 2.9900-01



JOB CONCLUDED

| TIME           | PAGE        | DIRECT | BUFFERED |
|----------------|-------------|--------|----------|
| CPU            | ELAPSED     | FAULTS | I/O      |
| 0: 01: 9.02    | 01: 0111.25 | 166    | 2        |
| TOTAL JOB TIME |             | 9.01   |          |

AAAAAA22-APK-06 AAAAAA SPICE 20.6 2/15/83 AAAAAA22:15:17A9AA

Circuito completo de recepci'on. 5a simulaci'on.

AAAA INPUT LISTING TEMPERATURE = 27.000 DEG C

AA

ACircuito de transimpedancia.

Vcc 1 0 12  
R1 1 4 AC 5K  
Rc1 1 3 3.9K  
Rc2 1 6 56  
Re 5 0 33  
Rf 5 4 3.9K  
Cg 1 4 8PF  
Q1 3 4 0 MOD1  
Q2 6 3 5 MOD2

ACircuito de amplificador diferencial.

Ra 1 7 47K  
Rb 7 0 22K  
Ra' 1 10 39K  
Rb' 10 0 18K  
Rd 1 9 330  
Rd' 1 11 390K  
Rj 12 0 270  
Cb 6 7 0.1UF  
Cd 10 0 0.1UF  
Q3 1 7 8 MOD3  
Q4 9 10 8 MOD4  
Q5 8 11 12 MOD5

ACircuito de salida.

Rl 16 0 330  
Rn 15 0 680  
Co 14 15 0.1UF  
Q6 1 9 14 MOD6

Modelo de transistores.

.MODEL MOD1 NPN BF=100 CJC=1.866PF CJE=54.89PF  
.MODEL MOD2 NPN BF=100 CJC=2.735PF CJE=320.302PF  
.MODEL MOD3 NPN BF=100 CJC=2.492PF CJE=28.81PF  
.MODEL MOD4 NPN BF=100 CJC=2.547PF CJE=26.69PF  
.MODEL MOD5 NPN BF=100 CJC=1.96PF CJE=57.66PF  
.MODEL MOD6 NPN BF=100 CJE=215.96PF CJC=1.629PF

Alto siguiente es para ver datos de polarizaci'on.

.OP

.TF V(6) Is

Alto siguiente es para ver datos de p.eq. no'al.

.AC DEC 10 1 70980

.PRINT AC V(15) V(14) V(9) V(6)

.PLOT AC V(15) V(14) V(9) V(6)

.END



AAAAAAAAAAAAAAAA22-APR-86 AAAAAAAAAAAAAAAAAAAAAA SPICE 20.6 3/15/93 AAAAAAAAAAAAAAAAAAAAAA3311517AAAAAAAAAAAAAAAA

Circuito completo de recepci'on. Se simulaci'on.

AAAA SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION TEMPERATURE = 27,000 DEG C

AA

| NODE | VOLTAGE | NODE  | VOLTAGE | NODE  | VOLTAGE | NODE  | VOLTAGE | NODE  | VOLTAGE | NODE  | VOLTAGE | NODE | VOLTAGE |
|------|---------|-------|---------|-------|---------|-------|---------|-------|---------|-------|---------|------|---------|
| ( 1) | 12.0000 | ( 3)  | 1.7455  | ( 4)  | 0.7969  | ( 5)  | 0.8906  | ( 6)  | 10.7325 | ( 7)  | 3.6264  | ( 8) | 2.8448  |
| ( 9) | 11.4578 | ( 10) | 3.6263  | ( 11) | 1.5317  | ( 12) | 0.7320  | ( 14) | 10.5941 | ( 15) | 0.0000  |      |         |

VOLTAGE SOURCE CURRENTS

NAME CURRENT

Vcc -8.0440-02

TOTAL POWER DISSIPATION 7.250-01 WATTS

Circuito completo de recepção. 5ª simulação.

AAAA OPERATING POINT INFORMATION

TEMPERATURE = 27.000 DEG C

AA

AAAA BIPOLAR JUNCTION TRANSISTORS

|        | Q1       | Q2       | Q3       | Q4       | Q5       | Q6       |
|--------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|
| MODEL  | MOD1     | MOD2     | MOD3     | MOD4     | MOD5     | MOD6     |
| IS     | 2.40E-05 | 2.26E-04 | 1.93E-05 | 1.32E-05 | 2.68E-05 | 3.18E-04 |
| IC     | 2.40E-03 | 2.26E-02 | 1.23E-03 | 1.33E-03 | 2.68E-03 | 3.18E-02 |
| VBE    | 0.797    | 0.825    | 0.792    | 0.791    | 0.800    | 0.864    |
| VBC    | -0.949   | -0.907   | -0.974   | -0.932   | -1.313   | -0.543   |
| VCE    | 1.745    | 0.842    | 0.155    | 0.613    | 2.113    | 1.496    |
| BTADDC | 100.000  | 100.000  | 100.000  | 100.000  | 100.000  | 100.000  |
| BF     | 9.17E+02 | 8.72E+01 | 5.11E+02 | 5.13E+02 | 1.04E+01 | 1.23E+00 |
| BFI    | 1.09E+03 | 1.14E+02 | 1.94E+03 | 1.95E+03 | 9.64E+02 | 8.14E+01 |
| BH     | 0.00E+00 | 0.00E+00 | 0.00E+00 | 0.00E+00 | 0.00E+00 | 0.00E+00 |
| BD     | 1.00E+12 | 1.00E+12 | 1.00E+12 | 1.00E+12 | 1.00E+12 | 1.00E+12 |
| BTI    | 9.45E-11 | 5.72E-10 | 4.92E-11 | 4.56E-11 | 9.96E-11 | 3.79E-10 |
| BTM    | 1.42E-12 | 1.17E-12 | 1.18E-12 | 1.18E-12 | 1.40E-12 | 1.26E-12 |
| BTX    | 0.00E+00 | 0.00E+00 | 0.00E+00 | 0.00E+00 | 0.00E+00 | 0.00E+00 |
| CCS    | 0.00E+00 | 0.00E+00 | 0.00E+00 | 0.00E+00 | 0.00E+00 | 0.00E+00 |
| BETAAC | 100.000  | 100.000  | 100.000  | 100.000  | 100.000  | 100.000  |
| BT     | 1.54E+08 | 1.43E+08 | 1.63E+08 | 1.75E+08 | 1.64E+08 | 5.14E+08 |

AAAA SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS

V(6)/Iq = 3.459D+03

INPUT RESISTANCE AT Iq = 2.129D+01

OUTPUT RESISTANCE AT V(6) = 5.600D+01

AAAAAAAAAAAAAAAA22-AP2-16 AAAAAAAAAAAAAAAAAAAAAA SPICE 20.0 1/15/82 AAAAAAAAAA AAAAAAAAAAAAAA 12115117 AAAAAAAAAAAAA

Circuito completo de recepci3n. Se simulaci3n.

\*\*\*\* AC ANALYSIS TEMPERATURE = 27.000 DEG C

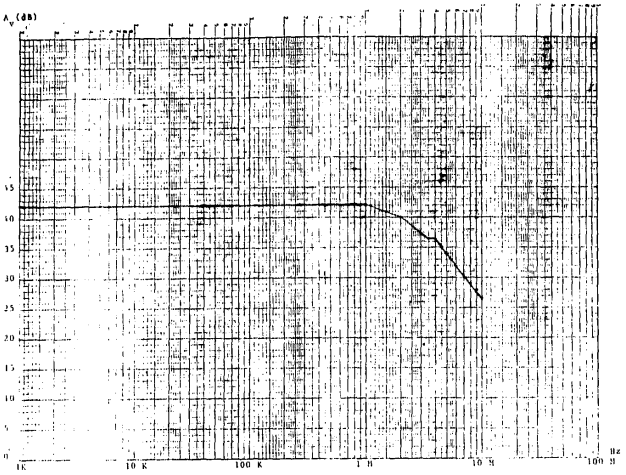
XX

LEGEND:

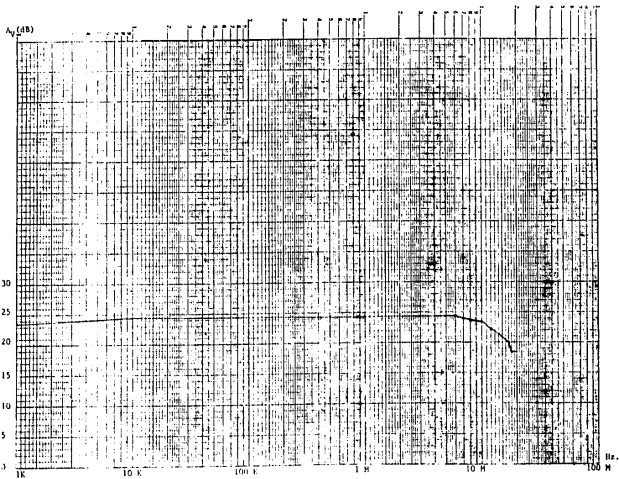
- A: VM(13)
- I: VM(14)
- M: VM(5)
- N: VM(4)

| FREQ      | VM(13)    | VM(14) | VM(5) | VM(4) |
|-----------|-----------|--------|-------|-------|
| 1.000E+00 | 1.148E-07 |        |       |       |
| 1.250E+00 | 1.819E-07 |        |       |       |
| 1.562E+00 | 2.882E-07 |        |       |       |
| 1.953E+00 | 4.558E-07 |        |       |       |
| 2.512E+00 | 7.249E-07 |        |       |       |
| 3.162E+00 | 1.147E-06 |        |       |       |
| 3.981E+00 | 1.819E-06 |        |       |       |
| 5.012E+00 | 2.882E-06 |        |       |       |
| 6.310E+00 | 4.557E-06 |        |       |       |
| 7.943E+00 | 7.237E-06 |        |       |       |
| 1.000E+01 | 1.147E-05 |        |       |       |
| 1.259E+01 | 1.817E-05 |        |       |       |
| 1.585E+01 | 2.877E-05 |        |       |       |
| 1.995E+01 | 4.556E-05 |        |       |       |
| 2.512E+01 | 7.200E-05 |        |       |       |
| 3.162E+01 | 1.140E-04 |        |       |       |
| 3.981E+01 | 1.800E-04 |        |       |       |
| 5.012E+01 | 2.878E-04 |        |       |       |
| 6.310E+01 | 4.465E-04 |        |       |       |
| 7.943E+01 | 7.007E-04 |        |       |       |
| 1.000E+02 | 1.097E-03 |        |       |       |
| 1.259E+02 | 1.712E-03 |        |       |       |
| 1.585E+02 | 2.668E-03 |        |       |       |
| 1.995E+02 | 4.167E-03 |        |       |       |
| 2.512E+02 | 6.424E-03 |        |       |       |
| 3.162E+02 | 9.888E-03 |        |       |       |
| 3.981E+02 | 1.506E-02 |        |       |       |
| 5.012E+02 | 2.290E-02 |        |       |       |
| 6.310E+02 | 3.514E-02 |        |       |       |
| 7.943E+02 | 5.321E-02 |        |       |       |
| 1.000E+03 | 8.492E-02 |        |       |       |

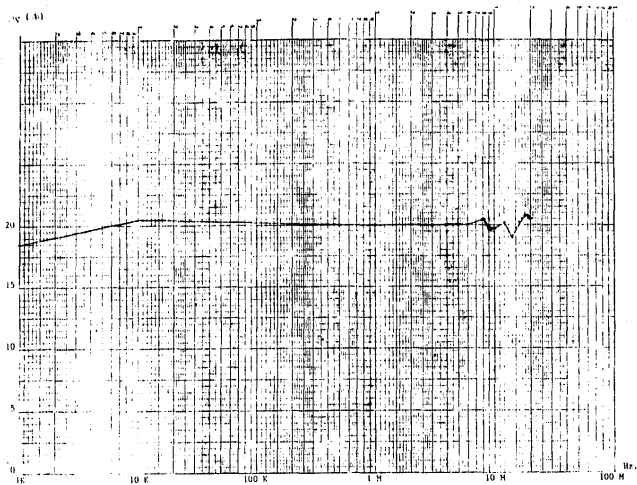




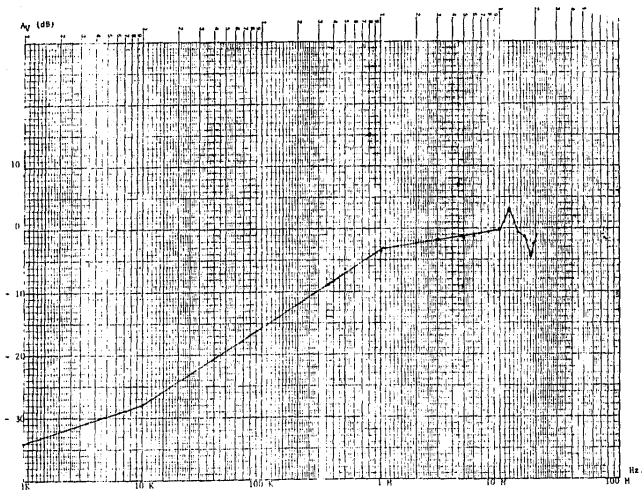
GRÁFICA 5.1. RESPUESTA EN FRECUENCIA DEL PREAMPLIFICADOR DE TRANSIMPEDANCIA (MALLA ABIERTA).



GRAFICA 5.2. RESPUESTA EN FRECUENCIA DEL PREAMPLIFICADOR DE TRANSMITANCIA (MALLA CERRADA).



GRAFICA 5.3. RESPUESTA EN FRECUENCIA DEL AMPLIFICADOR DIFERENCIAL.



GRAFICA 5.4. RESPUESTA EN FRECUENCIA DE LA ETAPA DE SALIDA (INTELSOR SEÑALADOR).



## **CAPITULO 6**

### **CONFIABILIDAD DE LA SIMULACION**

#### **6.1 INTRODUCCION.**

Una vez que se cuenta con los resultados de las tres fases en el desarrollo del circuito receptor (diseño teórico, simulación y medición experimental), se está en posibilidad de compararlos y analizarlos. Lo anterior es con el propósito de observar el grado de utilidad que representa el emplear el programa de simulación de circuitos (SPICE) en este caso específico.

En el presente capítulo se hablará de la importancia que representa el diseño teórico del circuito, se justificarán las diferencias entre los resultados, se harán algunos comentarios para complementar la idea general de este trabajo y se expondrán las consecuentes conclusiones.

#### **6.2 IMPORTANCIA DEL ASPECTO TEORICO.**

El propósito de este punto es establecer la importancia del aspecto teórico al diseñar cada una de las etapas del circuito receptor.

Como se puede observar en los capítulos anteriores, en base a ciertas restricciones y compromisos entre parámetros -fijados en cada una de las etapas-, se han obtenido valores específicos para cada uno de los elementos.

Esto se ha debido a la consideración de diversas suposiciones y aproximaciones, que pueden no ser ciertas en la realidad. Con esto se está transfiriendo al problema en un contexto ideal en cierto sentido, de manera que surgen dos aspectos opuestos a considerar.

## CONFIABILIDAD DE LA SIMULACION

1. Los criterios de análisis y diseño no son completamente apegados a la naturaleza real del problema. La manera de prever esto va a depender del número de ecuaciones y variables que se establezcan para semejar el comportamiento real del circuito. Esto implica que se puede obtener un sistema con una o muy pocas soluciones que satisfagan de manera muy eficiente las condiciones de diseño. La gran desventaja de ello radica en que esa o esas soluciones son generalmente muy complicadas.
2. Por otra parte el hecho de efectuar consideraciones y aproximaciones, va a reducir notoriamente la complejidad de solución del problema. La consecuencia de esto es que se tiene un sistema menos fiel a la realidad, que depende del grado de las idealizaciones consideradas.

Estos dos aspectos determinan hasta qué punto se puede obtener un diseño adecuado con una solución factible. Generalmente efectuar una serie de iteraciones es conveniente, hasta llegar a un diseño satisfactorio.

En los diseños anteriores se han hecho ciertas suposiciones -ya que con ello se ha reducido el problema de solución-, sin embargo se prevén las consecuencias de ello, al esperar diferencias con los parámetros medidos experimentalmente.

Es de esperarse que por las aproximaciones adoptadas en el diseño del receptor, existirán diferencias con respecto a un diseño óptimo. Pero esto se volvía una exigencia ya que de los análisis en CA y CD se tenía un sistema difícil de resolver.

El diseño efectuado ofrece una buena confiabilidad ya que se tuvo cuidado en la consideración de aspectos importantes, tales como el manejo de resistencias equivalentes en paralelo con las capacitancias  $C_{\mu}$  y  $C_n$ , con el fin de obtener un ancho de banda amplio.

El diseño teórico del preamplificador de transimpedancia se vuelve importante, ya que existe una interrelación entre parámetros, de forma que en la optimización de alguno se sacrifica a otro. Tal es el caso de la ganancia y el ancho de banda.

Hay que considerar que a partir del diseño a mano del circuito, se dimensionan los elementos que van a simular su comportamiento. Esto trae como consecuencia una primera comparación; la de resultados teóricos con aquellos debidos a la simulación. Seguramente existirán diferencias entre ambos, ya que los modelos empleados en la simulación manejan un alto grado de sofisticación.

También del diseño a mano se ensambla el prototipo de prueba. De esta forma surge una segunda comparación; entre los resultados teóricos y aquellos medidos experimentalmente. Aquí las diferencias se deberán a las aproximaciones realizadas y a los efectos parásitos en el prototipo -críticos en altas frecuencias-.

## CONFIABILIDAD DE LA SIMULACION

Además se puede hablar de una tercera comparación; entre los resultados obtenidos en la simulación y los medidos en forma experimental. Se espera que en esta comparación exista una mejor relación, dado el grado de sofisticación en el modelo equivalente del programa SPICE. Esto permitirá hablar de la confiabilidad de dicho programa.

Se debe tener presente que para llegar a este punto, fue necesario obtener un diseño de primera aproximación.

Finalmente otra utilidad del aspecto teórico se encuentra al obtener de él la magnitud de diversos parámetros. Esto va a servir para formarse un criterio a cerca de los valores que se pueden esperar en la simulación y experimentación.

### 6.3 ANALISIS DE PARÁMETROS DE DISEÑO, SIMULACION Y MEDICION EXPERIMENTAL.

En este punto se analizarán los parámetros referidos a cada fase y se podrán observar las diferencias que existen entre ellos. El procedimiento para valorar los diversos resultados presenta el siguiente orden:

1. Comparación entre los resultados obtenidos en el diseño (primera aproximación) con los obtenidos en la simulación.
2. Comparación entre los resultados obtenidos en el diseño con aquellos que fueron medidos experimentalmente.
3. Relación entre los valores obtenidos en la simulación y aquellos de laboratorio, justificando las divergencias de los primeros debido a efectos físicos difíciles de incluir en el circuito a simular (efectos parásitos).

#### 6.3.1 ANALISIS DE PARÁMETROS DE DISEÑO Y DE LA SIMULACION.

Observando el criterio de diseño en malla cerrada del amplificador de transimpedancia y las hojas resultantes de la segunda simulación, se puede observar que en CD los valores de polarización son similares (ver sección 4.6 y segunda simulación). En el diseño a pequeña señal los valores de ganancia y ancho de banda son respectivamente de 100 y 24 MHz. En la simulación esos parámetros tienen los correspondientes valores de 6 y 22 MHz.

## CONFIABILIDAD DE LA SIMULACION

La anterior diferencia se debe principalmente al grado de idealización de la fórmula 12 del capítulo 4. Esto indica que en el diseño se debe considerar el efecto de la impedancia del fotodiodo y de la primera etapa sobre la ganancia del circuito (la resistencia equivalente a  $C_{H2}$  debe ser mayor).

En cuanto a la etapa de postamplificación se puede observar que la mayor diferencia en los valores de polarización radica en  $I_{CQ4}$  (sección 4.8 y hojas de la tercera simulación). Ello se debe a que en el diseño esa corriente se determinó a partir de la ganancia de tensión, a la que se asignó un valor grande (20) dadas las exigencias del ancho de banda. Esto implica que para la obtención de un valor más adecuado de  $A_v$ , es necesario hacer más completa la ecuación 18 del capítulo 4. El valor de ganancia de tensión proporcionado por SPICE tiene un valor más lógico (8.4). El ancho de banda considerado en el diseño es de 30 MHz., mientras que el obtenido en la simulación es superior a 60 MHz. Es lógico pensar en valores elevados de ancho de banda, ya que se habla de un amplificador de banda ancha. Hay que mencionar que la asignación de valores a  $C_{H1}$  y  $C_{H2}$  en los transistores, ha sido en función de mediciones en los dispositivos y del empleo de la información del fabricante ( $f_T$ ).

En la etapa de salida (ver sección 4.10 y hojas referentes a la cuarta simulación) los valores de polarización muestran cierta diferencia (valores de  $I_C$ ). Esto es debido a que el manejo del factor de estabilización  $K$  en el diseño (K), implica una generalización en el funcionamiento del circuito colector común. En cuanto a los valores de pequeña señal, una de las características de esta configuración es presentar un gran ancho de banda (circuito de banda ancha), razón por la cual se tiene confianza en un alto valor de frecuencia de corte. La capacitancia que va a determinar el ancho de banda es  $C_{H1}$ .

### 6-3.2 ANALISIS DE PARAMETROS DE DISEÑO Y MEDIDOS EXPERIMENTALMENTE.

Esta es la segunda comparación entre resultados, y es aquí donde se observará el grado de idealización del diseño al ser confrontado con los valores experimentales.

En el preamplificador de transimpedancia en malla cerrada al analizar los respectivos resultados (capítulos 4 y 5), se observa que existe una muy buena aproximación de valores;  $I_{CQ2}$  es superior a 15 mA. Esto presenta una ventaja en la velocidad de transmisión. Se debe tener en cuenta que se partió de los valores de polarización del circuito de malla abierta. En pequeña señal se tienen valores similares de ancho de banda, existiendo una fuerte diferencia en los correspondientes a la ganancia.

## CONFIDABILIDAD DE LA SIMULACION

Con respecto al amplificador diferencial se puede decir que en forma general los resultados son parecidos, tomando en cuenta el error en el diseño (observar diseño y hojas de la tercera simulación). La principal diferencia se observa en la ganancia del circuito. La asignación de un valor de 20 en el diseño implica condiciones perfectamente simétricas en los transistores  $Q_3$  y  $Q_4$  (situación ideal). En la comparación de parámetros de diseño y medidos en la etapa de salida (secciones 4.10 y 5.5) se nota una diferencia, cuya justificación se basa en la poca precisión al considerar el factor de estabilización (K).

### 6.3.3 ANALISIS DE PARAMETROS SIMULADOS Y MEDIDOS.

Esta parte resulta ser muy importante debido a que se confrontan los parámetros simulados y medidos. Como se dijo con anterioridad, la evaluación del circuito por parte de la simulación es más acertada que en el diseño, razón por la cual se esperan resultados próximos a los reales. Con esto se obtendrán ciertas pautas para el manejo del programa SPICE.

Con respecto al análisis en CD los resultados son muy similares en ambos (ver capítulo 4 y hojas de la 5a. simulación). En CA se obtienen valores de tensión de salida muy similares a medias frecuencias. Esto se ha logrado en SPICE al simular al fotodiodo como una fuente de corriente.

En cuanto a la ganancia en SPICE, se obtiene un valor de 5 (la tensión de entrada se determina a través de la corriente del fotodiodo, que produce un potencial en  $r_{pi}$ ). La ganancia medida es de 16. Los anchos de banda medido y obtenido de la simulación son de 16 y 20 MHz respectivamente.

En el amplificador diferencial existe una diferencia entre los valores de  $I_c$ . Ello da una idea del grado de sensibilidad con respecto a las variaciones en la fuente de corriente (dada por  $Q_5$  y sus resistores de polarización). Los valores de ganancia son muy parecidos y se infiere que este circuito es de banda ancha, ya que su frecuencia alta de corte es superior a 20 MHz.

En el circuito de salida se aprecian valores similares en ambos procedimientos. Los valores de polarización son prácticamente los mismos, mientras que la ganancia es un poco menor en la medición. Sin embargo el ancho de banda es superior a 20 MHz.

Experimentalmente no se pudo obtener el valor exacto de la frecuencia superior de corte en los dos últimos circuitos, dada la limitación en frecuencia del generador de funciones empleado.

En la comparación de resultados del receptor en conjunto, se obtienen valores de señal similares para cada etapa. El ancho de banda resulta

## CONFIABILIDAD DE LA SIMULACION

ser de 12 MHz. para el caso de la medición, mientras que en la simulación es de 16 MHz.

Se puede apreciar en forma general que existe una congruencia entre los parámetros de la medición y simulación, notándose una gran diferencia con respecto a los valores del diseño. Se debe señalar que en el proceso de simulación se deben considerar aquellos elementos que afectan notoriamente la respuesta del circuito. Tal es el caso de la resistencia interna de la fuente y el capacitor de desacople entre la fuente y el circuito.

### 6.4 CONFIABILIDAD DE LA SIMULACION.

A partir del punto anterior se puede establecer un grado de confiabilidad en el manejo del programa. Para esto es importante hablar de los aspectos que intervienen en la medición experimental de parámetros, así como de la asignación de valores al programa de simulación.

1. Medición experimental de parámetros. En esta aplicación se deben considerar ciertos aspectos en el ensamble del circuito (trayectorias cortas entre elementos, buen contacto eléctrico, distribución adecuada de elementos, etc.), ya que éstos afectan los parámetros medidos. Además hay que tener presente que existe una variación en las características de un componente con respecto a otro.
2. Asignación de valores a SPICE. Se puede decir que el modelo que emplea el programa es adecuado. Concretamente, el modelo de Gummel y Poon resulta ser congruente con las características de respuesta del transistor. Sin embargo existe un punto importante que se refiere a la asignación de valores al programa. Hay que conocer cuáles son los parámetros en el modelo que influyen principalmente en la respuesta del circuito y se les debe asignar el valor adecuado. Esta situación se vuelve difícil y constituye la principal causa de divergencia entre resultados, ya que se debe a la falta de información sobre el dispositivo.

Se puede decir que SPICE es una buena herramienta para el diseño del receptor, con un buen grado de confiabilidad. Ese grado depende de la congruencia de los valores asignados al modelo con respecto a los reales y de las consideraciones hechas al estructurar el circuito (efecto de la resistencia interna de la fuente, etc.). La confiabilidad en el manejo de SPICE depende de la forma en que éste sea alimentado con información.

## CONFIABILIDAD DE LA SIMULACION

### 6.5 COSTO APROXIMADO DEL CIRCUITO RECEPTOR.

En este apartado se hace referencia al costo aproximado de la construcción de un prototipo experimental del receptor óptico. Se pretende con esto tener conocimiento del valor de este circuito, tomando en cuenta la posible adaptación de etapas posteriores de amplificación. Esto mejora el nivel de la señal, pero implica un costo superior.

Cabe mencionar que se ha empleado la fuente  $V_a$  para considerar de una forma fácil la acción de la señal. Realmente se emplea el fotodiodo receptor.

La siguiente tabla muestra los costos aproximados de los elementos y componentes que constituyen el receptor:

| Cantidad     | Descripción                          | Costo (pesos)             |
|--------------|--------------------------------------|---------------------------|
| 1            | Fotodiodo PIN<br>BPX-65              | \$ 3,500.00               |
| 6            | Transistores<br>2A407                | \$ 1,200.00 (en conjunto) |
| 14           | Resistores de<br>diversos<br>valores | \$ 140.00 (en conjunto)   |
| 3            | Capacitores                          | \$ 250.00 (en conjunto)   |
| 1            | Comparador de<br>nivel<br>LM710      | \$ 2,500.00               |
| 1            | Tablilla de<br>armado                | \$ 200.00                 |
|              | Gastos<br>asociados                  | \$ 300.00                 |
| <b>TOTAL</b> |                                      | <b>\$ 8,090.00</b>        |

Estos precios se cotizan en Marzo de 1985.

Como se pueda observar, los dispositivos más costosos son el fotodiodo y el comparador. La razón principal es que son elementos de importación, que hasta la fecha, no son fabricados en el país.

## CONFIABILIDAD DE LA SIMULACION

### 6.6 CONCLUSIONES.

El desarrollo teórico efectuado ha sido el punto de partida, en donde se ha dado énfasis a determinados aspectos para cumplir con ciertas condiciones (concretamente un amplio ancho de banda). Si bien el grado de exactitud fue pobre -dadas las idealizaciones realizadas-, se ha podido comprender las relaciones y compromisos que se presentan entre parámetros al momento de realizar un diseño en particular, situación que fue complementada con la parte experimental del trabajo. Se ha podido constatar que en el diseño se siguió una tendencia ideal, de forma que en la realidad resulta difícil obtener parámetros tan óptimos. El caso de más cuidado de diseño ha sido el del preamplificador de transimpedancia, dados los niveles tan bajos de potencia óptica incidente. El ancho de banda de esta etapa se ha determinado en función del polo dominante del circuito, empleando para ello un sistema retroalimentado. Se puede ver en todas las comparaciones que el ancho de banda del receptor va a estar determinado por el respectivo valor del amplificador de transimpedancia, ya que las siguientes son configuraciones de banda ancha.

Con lo que respecta a la medición de parámetros, se construyeron numerosos prototipos, llegando a concluir que se debe tener cuidado en la distribución de componentes, así como en el ensamblado, para reducir los efectos parásitos. En transistores bipolares la variación de parámetros entre uno y otro llega a ser significativa, por lo que es importante establecer una configuración adecuada (figura de mérito).

Se observa que al establecer los parámetros independientes de la corriente, se tiene libertad de manejar a SPICE para obtener aquellos parámetros dependientes de la misma.

En cuanto a la simulación, SPICE figura como una alternativa para automatizar el diseño del receptor, evitando así diseños tediosos en la búsqueda de una optimización. Además el grado de precisión manejado por este programa es difícil de obtener en forma manual.

En la simulación de transistores bipolares, SPICE maneja el modelo de Gummel y Poon, que contempla una amplia gama de parámetros relacionados con la respuesta en CA y CD del circuito. Dicho modelo puede reducirse al de Ebers-Holl.

Se ha podido observar que los parámetros más relevantes en SPICE (y en el diseño) son las capacitancias entre uniones ( $C_{cb}$  y  $C_{ce}$ ), la ganancia de corriente y frecuencia de corte del transistor ( $\beta_{fe}$  y  $f_T$ ).

En el modelo de Gummel y Poon las capacitancias base-emisor ( $C_{b-e}$ ) y colector-base ( $C_{c-b}$ ) están constituidas por dos componentes; la capacitancia estática (función de  $f_T$ ) y la capacitancia dinámica; que para el primer caso depende del tiempo de tránsito de portadores en sentido directo ( $\tau_f$ ), mientras que para el segundo caso es función



## CONFIABILIDAD DE LA SIMULACION

del tiempo de tránsito de portadores en sentido inverso ( $t_{tr}$ ).

Esto tiene implicaciones muy importantes en la simulación del receptor a altas frecuencias, ya que resulta necesario proporcionar al modelo todos aquellos valores de parámetros que forman estas dos componentes de la capacitancia total de la unión. En el caso de la capacitancia estática, se deben conocer básicamente  $f_c$  y  $\beta_c$ , que pueden ser dados en las hojas del fabricante. El problema radica en la asignación de valores a los parámetros relacionados con la parte dinámica de la capacitancia (tiempos de tránsito de portadores), ya que resultan muy difíciles de medir debido al equipo sofisticado que se requiere y a las condiciones de operación de los dispositivos. Generalmente estos datos no los proporciona el fabricante. Esto obliga a tener que considerar valores típicos -no específicos del componente- al modelo del programa, obteniendo características de respuesta diferentes a las reales.

En la asignación de valores a los parámetros del modelo, se presentan dos aspectos:

1. Existe una dificultad en conocer los valores reales de dichos parámetros (concretamente  $C_u$ ,  $C_j$ ,  $f_c$  y  $t_{tr}$ ), dado que los fabricantes presentan información muy limitada sobre los dispositivos. Tal es el caso del transistor 2A407.
2. Resulta difícil tener acceso a aquellos transistores cuyas especificaciones son lo suficientemente completas.

Estas limitantes son críticas, al grado de que puede resultar más complejo conocer los parámetros del modelo, que hacer un diseño complicado en forma manual.

En nuestro caso se asumieron valores por omisión (default) para diversos parámetros, lo que lleva implícito un error con respecto al valor real.

Como se puede ver en la comparación de resultados, existe una buena aproximación entre los parámetros medidos y simulados. Esto quiere decir que en forma general SPICE sí es útil como una buena herramienta en el diseño automatizado del receptor. En otras palabras, existe una confiabilidad en su empleo para obtener las características -en pequeña y gran señal- de respuesta del circuito.

No olvidar que dicha confiabilidad es función de:

1. La veracidad de valores en los parámetros del modelo con respecto a la realidad.
2. Establecer un circuito equivalente adecuado para simular el comportamiento real de elementos en el circuito (tal es el caso del fotodiodo P-I-N).

## CONFIABILIDAD DE LA SIMULACION

Según el desarrollo del presente trabajo se puede decir que se ha cumplido con los objetivos planteados inicialmente; siendo el más importante la justificación del grado de confiabilidad, al emplear a SPICE como herramienta en el diseño del receptor óptico.

### 6.7 COMENTARIOS.

Para complementar el desarrollo del presente trabajo, se tienen los siguientes aspectos:

1. En cuanto al armado del circuito receptor, se encuentra en desarrollo el circuito impreso correspondiente. Con esto se contará con un circuito receptor bien ensamblado para controlar los efectos parásitos en la mejor forma posible.
2. Debido a que el empleo del receptor es en transmisiones digitales, en la etapa de salida se empleará un comparador de tensión LM710 (ver sus características en el anexo 4), con el fin de regenerar la forma de la señal. Esto permitirá adicionar etapas adyacentes, en caso de ser necesario.
3. Pensando en la posibilidad de continuar el presente trabajo sería conveniente realizar un análisis profundo sobre aquellos parámetros que afectan fuertemente la respuesta del modelo de Gummel y Poon, concretamente a altas frecuencias.

Ello permitiría realizar un conjunto de pruebas y mediciones al transistor para obtener valores de dichos parámetros que fuesen más cercanos a los reales. El resultado sería una mejor simulación por parte del programa SPICE.

## BIBLIOGRAFIA.

- [1] 'ENCICLOPEDIA AMERICANA'. Tomo 7. Pgs. 423-434. U.S.A., 1980.
- [2] 'TRANSMISSION SYSTEMS FOR COMMUNICATIONS'. Bell Telephone Laboratories. U.S.A., New York. 1971.
- [3] F. Martínez P. y E. V. Navarro M. 'SISTEMA DE COMUNICACION POR FIBRA OPTICA ENTRE SUBESTACIONES ELECTRICAS, UN ENLACE EXPERIMENTAL'. Tesis IPN. México, 1982.
- [4] J. A. Tovar. 'LAS TELECOMUNICACIONES EN LOS SISTEMAS DE POTENCIA'. Boletín IIE. Vol. 5. Pgs. 200-209. México. Junio, 1981.
- [5] P. K. Cheo. 'FIBER OPTICS. DEVICES AND SYSTEMS'. Ed. Prentice-Hall. U.S.A., 1985.
- [6] G. N. Pfister. 'FO PASSES BY MICROWAVE RADIO FOR SHORTER DISTANCE USES'. Telephony review. Pgs. 38-39, 42 y 45. U.S.A., May 9, 1983.
- [7] M. C. Biskeborn. 'COPPER CABLE HANGS TOUGH IN THE FACE OF CHALLENGES FROM OPTICAL FIBER'. Telephony review. Pgs. 15, 50 y 96. U.S.A., May 9, 1983.
- [8] D. Pineda C., D. Covarrubias K., J. Mendieta, F. Martínez P. 'SISTEMAS DE COMUNICACION POR FIBRAS OPTICAS: TEORIA Y APLICACIONES'. División de Educación Continua. Fac. de Ingeniería U.N.A.M. México, 1985.
- [9] S. D. Personick. 'OPTICAL FIBER TRANSMISSION SYSTEMS'. Ed. Plenum Press. U.S.A., New York. 1981.
- [10] Gerd Keiser. 'OPTICAL FIBER COMMUNICATIONS'. Ed. McGraw-Hill. Pgs. 145-170. U.S.A., 1983.
- [11] H. Kressel. 'TOPICS IN APPLIED PHYSICS'. Ed. Springer-Verlag. U.S.A., New York. 1980.
- [12] Gerd Keiser. 'OPTICAL FIBER COMMUNICATIONS'. Ed. McGraw-Hill. Pgs. 173-207. U.S.A., 1983.
- [13] 'HIGH SPEED FIBER OPTIC LINK DESIGN WITH DISCRETE COMPONENTS'. Hewlett-Packard Company. Application note 1022. U.S.A.

- [14] R. T. Unwin. 'A HIGH-SPEED OPTICAL RECEIVER'. Optical and Quantum Electronics. No. 14. Pgs. 61-66. England, September, 1981.
- [15] M. A. Reyes Sánchez. 'DISEÑO DE CIRCUITOS CON TRANSISTORES'. Ed. LIMUSA. México, 1981.
- [16] 'SEMICONDUCTOR EDUCATION ENGINEER COMMITTEE'. Tms. 3 y 6. Ed. Reverte. U.S.A., M.I.T. 1980.
- [17] E. James Angelo Jr. 'ELECTRONICS: BJT's, FET's, AND MICROCIRCUITS'. Ed. McGraw-Hill. International Student Edition. U.S.A., 1969.
- [18] J. Millman, C. C. Halkias. 'INTEGRATED ELECTRONICS: ANALOG AND DIGITAL CIRCUITS AND SYSTEMS'. Ed. McGraw-Hill. U.S.A., 1973.
- [19] A. P. Malvino. 'PRINCIPIOS DE ELECTRONICA'. Ed. McGraw-Hill. México, 1982.
- [20] Charles A. Holt. 'ELECTRONIC CIRCUITS, DIGITAL AND ANALOG'. Ed. Wiley & Sons. U.S.A., 1977.
- [21] L. R. Calderón. 'SIMULACION ANALOGICA DE ALGUNOS MODELOS DE MAQUINAS ELECTRICAS'. Tesis IPN. Mexico, 1979.
- [22] J. E. Jagodnik & M. S. Wolfson. 'SYSTEMATIC FAULT SIMULATION IN AN ANALOG CIRCUIT SIMULATOR'. IEEE Transactions on circuits and systems. Vol. CAS-26. Pgs. 549-554. No. 7. U.S.A., July 1979.
- [23] G. W. Evans, G. F. Wallace, G. L. Sutherland. 'SIMULATION USING DIGITAL COMPUTERS'. Ed. Prentice-Hall. U.S.A., 1967.
- [24] S. L. Solomon. 'BUILDING MODELEFS: TEACHING THE ART OF SIMULATION'. Record of Proceedings. The 12th Annual Simulation Symposium. Pgs. 165-174. U.S.A., Florida. March, 1979.
- [25] R. T. Garbs Jr. 'SIMULATION OF VERY LARGE SCALE INTEGRATED CIRCUITS: AN OVERVIEW'. Proceedings of the Tenth Annual Pittsburgh Conference. Modeling and Simulation. Vol. 10. Pgs. 1795-1797. U.S.A., 1979.
- [26] M. E. Bush. 'LMOSII. A LOGIC SIMULATOR FOR MOS INTEGRATED CIRCUITS'. International Conference on Simulators. No. 226. Pgs. 263-266. U.S.A., 1983.
- [27] J. E. Jagodnik & M. S. Wolfson. 'SYSTEMATIC FAULT SIMULATION IN AN ANALOG CIRCUIT SIMULATOR'. IEEE Transactions on circuits and systems. Vol. CAS-26. Pgs. 549-554. No. 7. U.S.A., July 1979.

- [28] L. W. Nagel. 'SPICE2: A COMPUTER PROGRAM TO SIMULATE SEMICONDUCTOR CIRCUITS'. ERL-M520. Electronic Research Laboratory. University of California, Berkeley. U.S.A., 1975.
- [29] F. F. Kuo & W. G. Magnuson. 'COMPUTER ORIENTED CIRCUIT DESIGN'. Ed. Prentice-Hall. U.S.A., 1969.
- [30] W. M. Zuberak. 'SPICE-PAC, A PACKAGE OF SUBROUTINES FOR INTERACTIVE SIMULATION AND OPTIMIZATION OF CIRCUITS'. IEEE International conference on computer design: VLSI in computers. Pgs. 492-496. ICCD. U.S.A., October 1984.

**INFORMACION COMPLEMENTARIA.**

**ANEXOS.**

1. Especificaciones del transistor 2A407.
2. Especificaciones del fotodiodo P-I-N BPX-65.
3. Parámetros en el modelo de Gummel y Poon del transistor.
4. Especificaciones del comparador LM710.

ESTA TESIS NO DEBE  
SALIR DE LA BIBLIOTECA

CARACTERÍSTICAS TÍPICAS

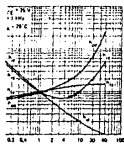


FIGURA 6

| PARÁMETRO                         | CONDICIONES DE PRUEBA                                  | TV.                 | TÍPICO   |
|-----------------------------------|--|---------------------|----------|
| $I_{c(sat)}$ de Emisor            |  | 10                  | $\pm 10$ |
| Coeficiente de Control de Base    | $V_{ce} = 25V$ ,<br>$I_c = 1 mA$ ,<br>$I_b = 10 \mu A$ | 80                  |          |
| Resistencia de Transistor de Base | $V_{ce} = 25V$   | $25 \times 10^{-6}$ |          |
| Amplificación en Base             |  | 10                  |          |

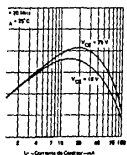


FIGURA 7

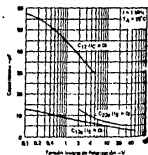


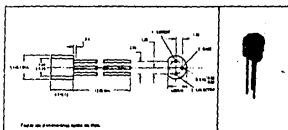
FIGURA 8

ENCAPULADOS EN PLÁSTICO PARA APLICACIONES EN RECEPTORES AM - FM Y AMPLIFICADORES DE ALTA FRECUENCIA PARA USOS GENERALES

- 2A407: R1, Comunes
- 2A408: F1

FORMACIÓN MECÁNICA

Este transistor está encapsulado en un compuesto plástico específicamente formulado para ser utilizado en un proceso altamente mecanizado desarrollado por Texas Instruments. La clave según la temperatura de soldadura sin deformación. Estos dispositivos presentan características especiales bajo condiciones de alta frecuencia y son compatibles a la luz.



VALORES MÁXIMOS ABSOLUTOS A 25°C DE TEMPERATURA AMBIENTE (CUALQUIER DISEÑO DE CONEXIÓN)

|   |               |
|---|---------------|
| Tensión Colector-Base   | 30 V          |
| Tensión Colector-Emisor (RIP Nota 1)  | 12 V          |
| Tensión Emisor-Base   | 3 V           |
| Corriente Continua de Colector  | 30 mA         |
| Disección Continua del Dispositivo a lo Menos 25°C de Temperatura Ambiente (Ver Nota 2) | 250 mW        |
| Rango de Temperatura de Almacenamiento  | -55°C a 150°C |
| Temperatura en Terminales a 1.6 mil de la Capsula Durante 10 Segundos                   | 200°C         |

NOTAS: 1. Este valor de tensión máxima se aplica tanto en modo común o emisor común.  
2. Disipación equivalente hasta 100°C de temperatura ambiente a un promedio de 2 voltios.

TIPOS 2A801 Y 2A802  
TRANSISTORES PLANARES NPN DE SILICIO

**CARACTERÍSTICAS ELÉCTRICAS A 10°C DE TEMPERATURA AMBIENTE**

| PARAMETRO  | CONDICIONES DE PRUEBA                     | RANGO |     | UNIDAD  |
|--|---|-------|-----|---------|
|  |   | MIN   | MAX |         |
| $I_{CBO}$ Corriente de Saturación  | $V_{CE} = 10V, I_B = 0$                   | 10    | 50  | $\mu A$ |
| $I_{CEO}$ Corriente de Saturación Colectora                                    | $V_{CE} = 10V, I_B = 0$                   | 10    | 50  | $\mu A$ |
| $I_{CIS}$ Corriente de Saturación de Emisor                                    | $V_{CE} = 10V, I_B = 0, I_E = 10mA$       | 2     | 5   | $\mu A$ |
| $V_{CE(sat)}$ Voltaje de Saturación Colectora                                  | $I_C = 10mA, I_B = 1mA, V_{BE} = 0.7V$    | 0.1   | 0.2 | V       |
| $V_{BE(sat)}$ Voltaje de Saturación de Emisor                                  | $I_C = 10mA, I_B = 1mA, V_{CE} = 10V$     | 0.6   | 0.7 | V       |
| $V_{CE}$ Voltaje de Saturación Colectora                                       | $I_C = 10mA, I_B = 1mA, V_{BE} = 0.7V$    | 0.1   | 10  | V       |
| $V_{BE}$ Voltaje de Saturación de Emisor                                       | $I_C = 10mA, I_B = 1mA, V_{CE} = 10V$     | 0.6   | 0.7 | V       |
| $\beta_{DC}$ Ganancia de Corriente Continua                                    | $I_C = 10mA, I_B = 1mA, V_{CE} = 10V$     | 8     | 15  |         |
| $\beta_{AC}$ Ganancia de Corriente Alternada (punto de corte superior de 20dB) | $I_C = 10mA, I_B = 1mA, V_{CE} = 10V$     | 8     | 15  |         |
| $\beta_{AC}$ Ganancia de Corriente Alternada (punto de corte inferior de 20dB) | $I_C = 10mA, I_B = 1mA, V_{CE} = 10V$     | 8     | 15  |         |
| $C_{cb}$ Capacidad Colectora Base  | $V_{CE} = 10V, I_C = 10mA, V_{BE} = 0.7V$ | 8.7   | 15  | pF      |

NOTA: 1. Las características de punto de corte superior de ganancia de corriente de los transistores son de aplicación limitada.

**CARACTERÍSTICAS DE FUNCIONAMIENTO A 10°C DE TEMPERATURA AMBIENTE**

| PARAMETRO                 | CONDICIONES DE PRUEBA                                | RANGO | UNIDAD |
|---------------------------|--|-------|--------|
| $f_T$ Frecuencia de Corte | $V_{CE} = 10V, I_C = 10mA, I_B = 1mA, V_{BE} = 0.7V$ | 5     | MHz    |

**CARACTERÍSTICAS TÍPICAS A 10°C**

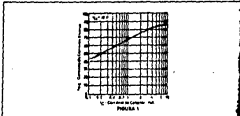
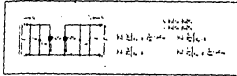


FIGURA 1

TIPOS 2A801 Y 2A802  
TRANSISTORES PLANARES NPN DE SILICIO

**CIRCUITO IDEAL PARA ENVIAR CORRIENTES DE ALIMENTACIÓN**



**CARACTERÍSTICAS TÍPICAS A 10°C (Rango de 100 Hz)**

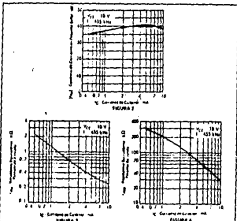


FIGURA 2

FIGURA 3

FIGURA 4





ELECTRO OPTICAL  
DEVICES

BPW 21



BPX 65

Centronic makes regular and customized silicon photo-detectors in single and quadrant units - with hybrid forms - as well as multi-element and matrix arrays.

Performance is guaranteed by controlling all stages "in house", from silicon bar to the final package, ensuring consistent high quality and reliability.

Internationally recognized eye response silicon P on N Photodiode.



Internationally recognized low-cost high-performance silicon P on N photodiode.

Mo  
Tw  
Phc

## THE TOP TEN SELECTION

from this wide range of devices gives state-of-the-art performances at volume production prices.

|           |                       |                |                |
|-----------|-----------------------|----------------|----------------|
| BPW 21    | 7.5mm <sup>2</sup>    | Eye Response   | TOS pack       |
| BPX 65    | 1mm <sup>2</sup>      | High Speed     | TO18 or option |
| LD1 BT    | 2 x 1 mm <sup>2</sup> | Positioning    | TOS pack       |
| QSD15 BT  | 15mm <sup>2</sup>     | Low Noise      | TOS pack       |
| QSD50 BT  | 80mm <sup>2</sup>     | High Speed     | TO8 pack       |
| QSD60 BT  | 60mm <sup>2</sup>     | Low Noise      | TO8 pack       |
| QSD100 BT | 100mm <sup>2</sup>    | Low Noise      | Special pack   |
| QSI 4K    | 8mm <sup>2</sup>      | Fast Hybrid    | TOS pack       |
| P105-25   | 0.15mm <sup>2</sup>   | Plastic Filter | Special pack   |
| QD50 BT   | 50mm <sup>2</sup>     | Quadrant       | TO8 pack       |

Head the data.

Check and return the mailing card.

CENTRONIC INC.  
1101 Bristol Road  
Mountainside N.J. 07092  
Tel: 201 233 7200 Telex: 138275

## TYPICAL CHARACTERISTICS @ 23°C

|                                  |   |                 |
|----------------------------------|---|-----------------|
| Active Area                      | 7.5   | mm <sup>2</sup> |
| Responsivity                     | 7   | μA/lux          |
| (Standard Illuminant A, 2856 °K) |   |                 |
| Wavelength for Peak Responsivity | 560   | nm              |
| Useful wavelength range          | 450 - 780   | nm              |
| Maximum Operating Voltage        | 10  | Volts           |
| Dark Current                     | 2.0   | nA              |
| Rise Time                        | 1.0   | μs              |
| Capacitance                      | 490   | pF              |
| Noise Equivalent Power           | 170   | pF              |
| Operating Temperature Range      | 1.4 x 10 <sup>-4</sup>  | lux/√Hz         |
| Package (non isolated)           | 25 to +100  | °C              |
| Field of View                    | TOS   | °               |
| Technology:                      | 124   | °               |
|                                  | Sensitivity approximating eye response achieved by incorporating filter in package with silicon chip. |                 |

## Applications:

Room Lighting Control  
Camera Exposure Control  
Daylight Monitoring  
Automatic Light Switching  
CRT Brightness Control  
Variable Lighting Safety  
Standards  
LED/Alphanumeric Operational Monitor

## TYPICAL CHARACTERISTICS @ 23°C

|                             |   |                               |
|-----------------------------|---|-------------------------------|
| Active Area                 | 1   | mm <sup>2</sup>               |
| Responsivity                | 450nm   | 0.2 A/W                       |
|                             | 900nm   | 0.55 A/W                      |
|                             | 1064nm  | 0.15 A/W                      |
| Maximum Operating Voltage   | 90  | Volts                         |
| Dark Current                | 1.0   | nA                            |
| Rise Time                   | 300nm 90 ohm  | 1                             |
| Capacitance                 | 20V   | nS                            |
|                             | 20V   | 3.5 pF                        |
| Noise Equivalent Power      | 20V   | 3.8 x 10 <sup>-14</sup> W/√Hz |
| Operating Temperature Range | -55 to +70  | °C                            |
| Package (non isolated)      | TO18  | °                             |
| Field of View               | 74  | °                             |
| Technology:                 | Good process control resulting in low dark current, superior long-term stability and device-to-device uniformity. |                               |

## Applications:

Fiber Optic Communication,  
Laser Test Measurement,  
General Purpose Light  
Detection,  
Laser Pulse Detection,  
Energy Monitoring,  
LED Sizing  
Edge Detection.

## Custom Option

Units can be mounted in chip form or assembled without window can.

No.  
ISA  
Oper  
Pier  
Test  
Cut  
Aut.

## ANEXO 3.

## PARAMETROS EN EL MODELO DE GUMMEL Y POON PARA EL TRANSISTOR BIPOLAR.

| NOMBRE | PARAMETRO  | UNIDADES | VALOR TIPICO |
|--------|--|----------|--------------|
| 1.     | IS Corriente de saturación   | A        | 1.0E-16      |
| 2.     | BF Beta máx. ideal en sentido directo  | -        | 100          |
| 3.     | NE Coef. de emisión de corriente en sentido directo                          | -        | 1            |
| 4.     | VAE Tensidn de Early en sentido directo                                      | V        | infinito     |
| 5.     | IKE Extremo cuando la ganancia de corriente en sentido directo se incrementa | A        | infinito     |
| 6.     | ISE Corriente de saturación en base-emisor                                   | A        | 0            |
| 7.     | NE Coef. de emisió'n en base-emisor  | -        | 1.5          |
| 8.     | BR Beta max. ideal en sentido inverso  | -        | 1            |
| 9.     | NR Coef. de emisió'n de corriente en sentido inverso                         | -        | 1            |
| 10.    | VAR Tensidn de Early en sentido inverso                                      | V        | infinito     |
| 11.    | IKR Extremo cuando la ganancia de corriente en sentido inverso se incrementa | A        | infinito     |
| 12.    | ISC Corriente de sat. base-colector  | A        | 0            |
| 13.    | NC Coef. de emisió'n base-colector   | -        | 2            |
| 14.    | RB Resistencia de base   | $\Omega$ | 0            |

|     |      |   |          |          |
|-----|------|---|----------|----------|
| 15. | IRB  | Corriente a la cual decrece a la mitad de su valor la resistencia de base | A        | infinito |
| 16. | RBM  | Mínima resistencia de base a altas corrientes                             | $\Omega$ | KB       |
| 17. | RE   | Resistencia de emisor   | $\Omega$ | 0        |
| 18. | RC   | Resistencia de colector   | $\Omega$ | 0        |
| 19. | CJE  | Capacitancia de agotamiento en base-emisor sin polarización               | F        | 0        |
| 20. | VJE  | Potencial en unión base-emisor  | V        | 0.75     |
| 21. | MJE  | Factor exponencial en unión base-emisor                                   | -        | 0.33     |
| 22. | TF   | Tiempo de tránsito ideal en sentido directo                               | seg      | 0        |
| 23. | XTF  | Coef. dependiente de TF para polarización                                 | -        | 0        |
| 24. | VTF  | Dependencia de tensión base-colector respecto a TF                        | V        | infinito |
| 25. | ITF  | Efecto de parámetro en alta corriente respecto a TF                       | A        | 0        |
| 26. | PIF  | Exceso de fase a $f = 1/(TFA2 \pi)$ Hz                                    | grad     | 0        |
| 27. | CJC  | Capacitancia de agotamiento en base-colector sin polarización             | F        | 0        |
| 28. | VJC  | Potencial en unión base-colector  | V        | 0.75     |
| 29. | MJC  | Factor exponencial en unión base-colector                                 | -        | 0.33     |
| 30. | XCJC | Fración de capacitancia B-C conectada internamente en base                | -        | 1        |
| 31. | IR   | Tiempo de tránsito ideal en sentido inverso                               | seg      | 0        |
| 32. | CJS  | Capacitancia colector-substrato sin polarización                          | F        | 0        |

|     |     |   |    |      |
|-----|-----|---|----|------|
| 33. | VJS | Potencial en unidn de substrato                                       | V  | 0.75 |
| 34. | MJS | Factor exponencial de unidn en substrato                              | -  | 0    |
| 35. | XTB | Exp. de temperatura para beta en sentidos directo e inverso           | -  | 0    |
| 36. | EG  | Espacio de energia para efecto de temperatura en IS                   | eV | 1.11 |
| 37. | XII | Exp. de temperatura con efecto en IS                                  | -  | 3    |
| 38. | KE  | Coef. de ruido de aleteo (flicker)-                                   |    | 0    |
| 39. | AF  | Exp. de ruido de aleteo (flicker)-                                    |    | 1    |
| 40. | FC  | Coef. en sentido directo de la fórmula de capacitancia de agotamiento | -  | 0.5  |

National  
Semiconductor

## Voltage Comparators

## LM710/LM710C Voltage Comparator

## General Description

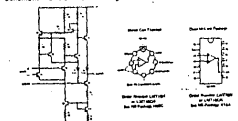
The LM710 series is a high speed, low input current voltage comparator. It is available in both single and dual in-line packages. The LM710C is a CMOS version of the LM710. The LM710C is a dual in-line package with a propagation delay of 10 ns and a maximum input current of 100 nA.

The LM710 series is available in both single and dual in-line packages. The LM710C is a CMOS version of the LM710. The LM710C is a dual in-line package with a propagation delay of 10 ns and a maximum input current of 100 nA.

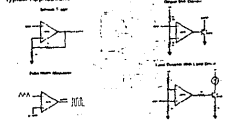
The LM710 series is available in both single and dual in-line packages. The LM710C is a CMOS version of the LM710. The LM710C is a dual in-line package with a propagation delay of 10 ns and a maximum input current of 100 nA.

The LM710 series is available in both single and dual in-line packages. The LM710C is a CMOS version of the LM710. The LM710C is a dual in-line package with a propagation delay of 10 ns and a maximum input current of 100 nA.

## Schematic and Connection Diagrams



## Typical Applications



## Absolute Maximum Ratings

|                                   |                 |
|-----------------------------------|-----------------|
| Supply Voltage                    | V <sub>CC</sub> |
| Input Voltage                     | V <sub>CC</sub> |
| Output Voltage                    | V <sub>CC</sub> |
| Storage Temperature Range         | -55 to 125      |
| Lead Temperature (Soldering)      | 260             |
| Lead Temperature (Wave Soldering) | 350             |

Electrical Characteristics (V<sub>CC</sub> = 5V)

| Parameter                         | Symbol           | LM710 |     | LM710C |     | Units |
|-----------------------------------|------------------|-------|-----|--------|-----|-------|
|                                   |                  | Typ   | Max | Typ    | Max |       |
| Propagation Delay                 | t <sub>pd</sub>  | 10    | 15  | 10     | 15  | ns    |
| Setup Time                        | t <sub>s</sub>   | 10    | 15  | 10     | 15  | ns    |
| Hold Time                         | t <sub>h</sub>   | 10    | 15  | 10     | 15  | ns    |
| Output Current (Sinking)          | I <sub>OL</sub>  | 10    | 15  | 10     | 15  | mA    |
| Output Current (Sourcing)         | I <sub>OH</sub>  | 10    | 15  | 10     | 15  | mA    |
| Input Current                     | I <sub>I</sub>   | 10    | 15  | 10     | 15  | nA    |
| Open-Drain Output Current         | I <sub>OD</sub>  | 10    | 15  | 10     | 15  | mA    |
| Power Dissipation                 | P <sub>D</sub>   | 10    | 15  | 10     | 15  | mW    |
| Supply Current                    | I <sub>CC</sub>  | 10    | 15  | 10     | 15  | mA    |
| Common-Mode Rejection Ratio       | CMRR             | 10    | 15  | 10     | 15  | dB    |
| Differential-Mode Rejection Ratio | DMRR             | 10    | 15  | 10     | 15  | dB    |
| Temperature Coefficient           | TC               | 10    | 15  | 10     | 15  | %/°C  |
| Storage Temperature Range         | T <sub>STG</sub> | -55   | 125 | -55    | 125 | °C    |
| Operating Temperature Range       | T <sub>OP</sub>  | -55   | 125 | -55    | 125 | °C    |
| Lead Temperature (Soldering)      | T <sub>SL</sub>  | 260   | 350 | 260    | 350 | °C    |
| Lead Temperature (Wave Soldering) | T <sub>SW</sub>  | 350   | 450 | 350    | 450 | °C    |

Note 1: Propagation delay time is measured with the input signal rising from 0V to 1V and falling from 1V to 0V. The output signal is measured with the load resistor connected to V<sub>CC</sub>.  
 Note 2: Setup, hold, and propagation delay times are measured with the input signal rising from 0V to 1V and falling from 1V to 0V. The output signal is measured with the load resistor connected to V<sub>CC</sub>.  
 Note 3: The output current is measured with the output signal rising from 0V to 1V and falling from 1V to 0V. The output signal is measured with the load resistor connected to V<sub>CC</sub>.  
 Note 4: The input current is measured with the input signal rising from 0V to 1V and falling from 1V to 0V. The input signal is measured with the load resistor connected to V<sub>CC</sub>.  
 Note 5: The open-drain output current is measured with the output signal rising from 0V to 1V and falling from 1V to 0V. The output signal is measured with the load resistor connected to V<sub>CC</sub>.