



UNIVERSIDAD LA SALLE

ESCUELA DE INGENIERIA  
INCORPORADA A LA U. N. A. M.

**Amplificadores Optoelectrónicos de  
Alta Frecuencia para Transmisión  
Digital por Fibra Optica**

**TESIS PROFESIONAL**

Que para obtener el título de:

**Ingeniero Mecánico - Electricista  
con Area Principal en Electrónica**

**p r e s e n t a :**

**DANIEL AGUILERA LONGORIA**

México, D. F.

**PALLA DE ORIGEN**

1989



Universidad Nacional  
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

**Biblioteca Central**



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

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

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

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

**I N D I C E :**

<b>INTRODUCCION .....</b>	<b>1</b>
<b>CAPITULO I .....</b>	<b>3</b>
<b>Teoría Básica de Amplificadores Ópticos.</b>	
<b>I.1 Diseño del Preamplificador de Entrada.</b>	
<b>I.1.1 Preamplificador de Entrada.</b>	
<b>I.1.2 Función de Transferencia.</b>	
<b>I.1.3 Impedancia de Entrada y Salida.</b>	
<b>I.1.4 Ancho de Banda.</b>	
<b>I.1.5 Ruido y Polarización Óptima.</b>	
<b>I.2 Consideraciones de Ruido con Ganancia de     Avalancha.</b>	
<b>I.2.1 Fotodiodo de Avalancha.</b>	
<b>I.2.2 Ruido del APD.</b>	
<b>I.2.3 Ganancia Óptima del APD.</b>	
<b>I.3 Diseño del Filtro Óptimo para Recepción     Digital.</b>	
<b>I.3.1 Filtro Óptimo para Mínima Interferencia         entre Símbolos.</b>	
<b>I.3.2 Determinación de los Polos para Mínima         Interferencia entre Símbolos.</b>	
<b>I.3.3 Red Escalera Paso Bajas.</b>	
<b>Referencias Capítulo I.</b>	

**CAPITULO II .....**

**30**

**Análisis Detallado de la Respuesta en Frecuencia de los Amplificadores Opticos.**

**II.1 Respuesta del Preamplificador de Entrada.**

**II.2 Efectos Parásitos.**

**II.2.1 Introducción.**

**II.2.2 Fuentes de Alimentación.**

**II.2.3 Desacoplo de Fuentes.**

**II.2.4 Circuito Impreso.**

**II.3 Circuitos Integrados de HF.**

**II.3.1 Introducción.**

**II.3.2 Principales Características.**

**II.4 Respuesta en Frecuencia Global.**

**CAPITULO III .....**

**53**

**Diseño de un Receptor a 140 MB/s.**

**III.1 Diseño del Preamplificador de Entrada.**

**III.2 Diseño del Control Automático de Ganancia. AGC.**

**III.2.1 Introducción.**

**III.2.2 Sistema de Control.**

**III.3 Diseño del Filtro de Salida.**

**III.3.1 Introducción.**

**III.3.2 Cálculo de Desnormalización.**

**III.3.3 Simulación.**

**III.4 Diseño de Polarización del Fotodiodo de Avalancha.**

**III.5 Diseño Global.**

**III.5.1 Introducción.**

**III.5.2 Respuesta Conjunta del Preamplificador  
y Filtro.**

**III.5.3 Ajuste Final al Sistema.**

**CAPITULO IV ..... 79**

**Realización de un Receptor a 140 MB/s.**

**IV.1 Realización del Preamplificador.**

**IV.2 Diseño de los Amplificadores de Voltaje.**

**IV.3 Filtro de Salida.**

**CAPITULO V ..... 86**

**Conclusiones.**

**V.1 Pruebas al Receptor.**

**V.2 Pruebas al Filtro.**

**V.3 Pruebas al Sistema Completo.**

**V.4 Conclusiones.**

**V.4.1 Preamplificador.**

**V.4.2 Postamplificación.**

**V.4.3 Filtro.**

**V.4.4 Fotodiodo.**

**V.4.5 Conclusión General.**

**BIBLIOGRAFIA ..... 99**

SIMBOLOGIA:

$\beta$  = BETA

$\Sigma$  = SUMATORIA

$f_t$  = FRECUENCIA DE TRANSICION

$C_w$  = CBE = CAPACITANCIA BASE-EMISOR

$C_\mu$  = CBC = CAPACITANCIA BASE-COLECTOR

$\pi$  = PI = 3.1416

$g_m$  = TRANSCONDUCTANCIA

$r_e'$  = RESISTENCIA DINAMICA DE EM

$r_w = \sqrt{3} r_e'$

m = MILLI ( $\times 10^{-3}$ )

$\mu$  = MICRO ( $\times 10^{-6}$ )

n = NANO ( $\times 10^{-9}$ )

p = PICO ( $\times 10^{-12}$ )

M = MEGA ( $\times 10^6$ )

G = GIGA ( $\times 10^9$ )

## INTRODUCCION:

La comunicación es un elemento primordial en toda sociedad humana. En la actualidad, las crecientes demandas de la población exigen sistemas de comunicación más versátiles y eficientes. Los avances tecnológicos modernos han permitido desarrollar medios o canales para transmitir información a gran velocidad y con atenuaciones bajas a través de la distancia. Un ejemplo de estos medios de comunicación es la fibra óptica, la cual, en sus formas más sofisticadas alcanza atenuaciones de  $0.01 \text{ dB / km}$  y anchos de banda que no se han podido medir con los equipos electrónicos modernos.

Ahora bien, para poder aprovechar las cualidades que presenta la fibra óptica se requiere de equipo terminal con ciertas características. Un bloque fundamental de toda la electrónica asociada con el sistema de comunicación es el receptor óptico, el cual, es el encargado de efectuar la conversión opto  $\rightarrow$  electrónica. El receptor es el primer elemento al que se enfrenta la señal al llegar a su destino. Dada la baja magnitud de la señal incidente, el receptor debe presentar característica de bajo ruido, ya que cualquier nivel alto de éste sería comparable con la señal lo que repercute en una fuerte degradación de la relación señal/ruido y por tanto un aumento en la probabilidad de error en la detección de los pulsos.

Además de la característica de bajo ruido, se debe tener

un ancho de banda que permita recuperar fielmente la información transmitida. Las dos características mencionadas son opuestas y por tanto habrá que balancear el diseño hasta encontrar un punto que satisfaga aceptablemente los requerimientos de sensibilidad y banda.

En la presente tesis se estudia primeramente la teoría general de los amplificadores ópticos, posteriormente, se analizan los factores que influyen en el desarrollo práctico del sistema. Una vez conocidas las características generales, se lleva a cabo el diseño e implementación de un caso particular como lo es "UN RECEPTOR OPTO-ELECTRONICO A 140 MB/S". Se finaliza el trabajo con una serie de pruebas aplicadas al receptor y las conclusiones obtenidas a lo largo del desarrollo del proyecto.



## CAPITULO I. Teoría Básica de Amplificadores Ópticos.

### I.1 Diseño del Preamplificador de Entrada.

#### I.1.1 Preamplificador de Entrada.

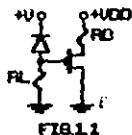
El preamplificador de entrada es una etapa fundamental en el funcionamiento del receptor. Debe presentar dos características fundamentales que son: gran ancho de banda y bajo ruido.

El ancho de banda es necesario para no distorsionar sensiblemente la forma de la señal recibida. Esta señal es de tipo digital (pulsos binarios) y se transmite a una cierta velocidad.

Por otra parte, los pulsos recibidos son de una potencia muy baja. Por tanto, si la corriente de ruido del preamplificador es alta, sería comparable a la magnitud de la señal de entrada reduciendo fuertemente la relación s/r y aumentando la probabilidad de error en la detección de los pulsos.

Se consideraron principalmente tres frentes de entrada al preamplificador:

- El primero de ellos y el más sencillo es considerar al preamplificador con una cierta resistencia de entrada  $R_L$  y una capacitancia de entrada  $C_{ent}$ , como se aprecia en la figura # 1 .



El circuito equivalente de entrada es:



El polo de entrada para el circuito anterior está dado por:

$$f_{c1} = 1/(2 \pi R_L C_{ent}) \quad \dots(1.1)$$

Por tanto si se desea que el ancho de banda sea mayor o igual a la tasa de transmisión empleada, se requiere que:

$$R_L \leq 1/(2 \pi B C_{ent}) \quad \dots(1.2)$$

donde B = velocidad de  
transmisión

Lo anterior asegura que la señal no sufrirá distorsión apreciable en su paso por el preamplificador. Sin embargo el problema de esta aproximación se encuentra en el ruido. Un sistema calculado con el método anterior daría un nivel de ruido mucho mayor al mínimo posible disminuyendo en gran medida la sensibilidad del receptor.

- El segundo frente de entrada considerado es el de

alta impedancia o integrativo. En esta aproximación se trata de llevar las fuentes principales de ruido al mínimo. Para lograr lo anterior, se aumenta la resistencia de entrada  $R_L$  provocando que la admitancia de entrada sea dominada por la capacitancia  $C_{ent}$  la cual tiende a integrar la corriente de la señal; de ahí que a este frente se le conozca también como integrativo. (ver figura 1 )

En el frente de alta impedancia se requiere la presencia de un ecualizador o igualador que restablezca la forma de la señal. Muchas veces se implementa mediante un simple diferenciador el cual atenúa las bajas frecuencias devolviendo una respuesta plana al sistema.

Este frente puede llevarse teóricamente a niveles de ruido muy cercanos al mínimo y presenta una función de transferencia que preserva la información. Sin embargo, realizando un análisis simple del comportamiento de ruido de este frente, se observará una de las desventajas principales que presenta:

El cero de la admitancia de entrada y la red de ecualización necesaria se pueden modelar como se muestra a continuación:

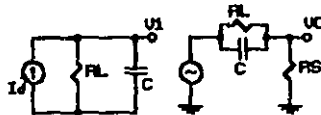
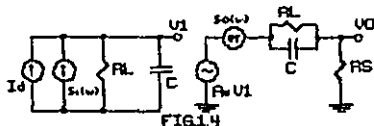


FIG.1.3

Si se intercalan dos fuentes de ruido, una a la entrada y otra en la malla de salida, se obtiene:



Ahora bien, la fuente de ruido que se encuentra en la malla de salida observa la función de transferencia  $H(w)$  dada por:

$$H(w) = \frac{R_s}{R_s + R_L} * \frac{(1 + S C R_L)}{(1 + S C R_s)} \quad \dots(1.3)$$

De esta ecuación se aprecia que  $R_s/(R_s + R_L)$  es constante y se denominará por "K". Además dado que  $R_s \ll R_L$  el efecto que tiene  $(1 + S C R_s)$  sobre la respuesta en frecuencia se despreciará.

El voltaje de ruido cuadrático medio para la fuente "er" es:

$$\langle v_{er}^2 \rangle = \int_0^B |H(w)|^2 S_0(w) dw \quad \dots(1.4)$$

donde:  $|H(w)|^2 = K^2 (1 + (w R_L C)^2)$

$S_0(w)$  = densidad espectral de ruido de la fuente "er"

$$\left. \begin{aligned} \langle v_{nr}^2 \rangle &\approx C_1 B + C_2 C^2 R L^2 B^3 \\ \langle v_{nr}^2 \rangle &\approx C_1 B + C_2 \left( \frac{B}{f_0} \right)^2 B \end{aligned} \right\} \begin{aligned} C &= C^* \text{CTES.} \dots(1.5) \\ f_c &= \frac{1}{2\pi R L C} \dots(1.6) \end{aligned}$$

$$\langle v_{nr}^2 \rangle \approx C_1 B + C_2 n^2 B \dots(1.7)$$

El segundo término de la ecuación anterior depende del cuadrado del factor de equalización. Este factor de equalización es la relación entre el ancho de banda deseado "B" y la frecuencia de corte del polo de entrada. Por lo tanto, si la frecuencia de corte a la entrada del amplificador es muy baja, se requerirá una gran equalización, aumentando el ruido suministrado por esta fuente.

Como se observa del circuito equivalente de entrada, la frecuencia de corte es:  $1/(2 \pi R L C)$  donde C es la capacitancia equivalente de entrada la cual abarca la capacitancia del fotodiodo, la capacitancia de entrada al amplificador y las capacitancias parásitas.

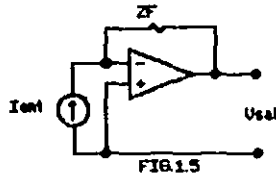
De los parámetros involucrados en la frecuencia de corte del polo de entrada, el diseñador tiene una acción reducida sobre las capacitancias parásitas. Esto trae como consecuencia que se necesite un grado de equalización muy elevado en este tipo de amplificadores y por tanto el ruido del sistema será mayor al mínimo teórico.

Además del problema citado, el frente de alta impedancia requiere una equalización individual a cada

equipo y presenta un rango dinámico reducido debido a la saturación prematura de los elementos previos al sccualizador.

- El tercer frente considerado es el amplificador de transimpedancia, el cual es muy comunmente utilizado en las aplicaciones de fibra óptica.

Esquemáticamente se muestra en la siguiente figura:



Idealmente el amplificador de transimpedancia es un convertidor de corriente a voltaje. En el limite para una ganancia de malla abierta infinita, la relación de corriente de entrada contra voltaje de salida está dada por:

$$V_{sal} = - Z_f * I_{ent}$$

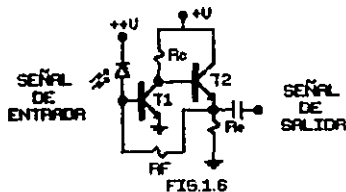
Se trata de un amplificador con retroalimentación negativa PP (paralelo - paralelo) que ha encontrado gran popularidad por su gran ancho de banda, proveer mayor rango dinámico que el de alta impedancia y tener un nivel de ruido bajo (un poco mayor que el de alta impedancia). Debe hacerse notar que la resistencia de retroalimentación  $R_f$  no puede ser aumentada indiscriminadamente pues se vería afectada la

respuesta en frecuencia del amplificador; por tanto, el ruido teórico será mayor que el del integrativo. Sin embargo, en este frente no se tiene tanta dependencia del ruido con las capacitancias parásitas y se pueden lograr características prácticas superiores al de alta impedancia.

Por las ventajas mencionadas se utilizará un esquema de transimpedancia para el preamplificador.

### I.1.2 Función de Transferencia.

Para analizar la función de transferencia del amplificador de transimpedancia que se utilizará como preamplificador, se estudiará el circuito equivalente de pequeña señal. Un amplificador de transimpedancia puede implementarse mediante un par de transistores retroalimentados; uno de configurado en emisor común y el otro en colector común como se muestra en la figura 6:



El circuito equivalente de pequeña señal se muestra a continuación:

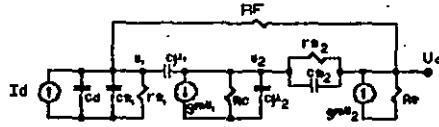


FIG.17

Aplicando el teorema de Miller a la resistencia  $R_f$  y a la capacitancia base-colector en T1, se obtiene:

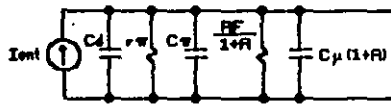


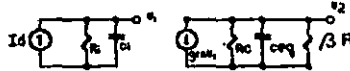
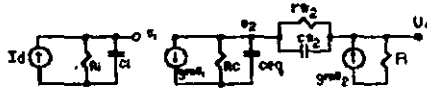
FIG.18

DONDE:

$$C_c = C_d + C_{c_1} + C_{c_1}(1+A) \approx C_{c_1}(1+A)$$

$$R = r_e // \frac{R_f}{1+A} \approx \frac{R_f}{1+A}$$

Por el mismo teorema de Miller, el resistor  $R_f$  y la capacitancia b-c en T1 se reflejan a la malla de salida.

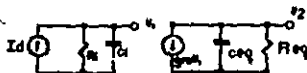


DONDE:

$$C_{eq} = C_{c_2} + C_{c_2}(1+A/R) \approx C_{c_2}$$

$$R = R_e // \frac{R_f}{1+A}$$





DONDE:

$$Req = R_c // \beta [R_f // R_e / (1 + \beta)]$$

FIG.1.9

En el análisis anterior se considera que la ganancia del emisor seguidor es uno y que su ancho de banda es mucho mayor que el de la primera etapa; por lo que  $V_2$  es aproximadamente  $V_0$ .

$$Z_{ent.} = R_1 / (1 + S C_1 R_1)$$

$$V_1 = I_{ent.} * Z_{ent.}$$

$$V_1 = I_{ent.} (R_1 / (1 + S C_1 R_1)) \quad \dots (1.8)$$

$$V_2 = - g_m V_1 R_{eq} (R_{eq} / (1 + S C_{eq} R_{eq})) \quad \dots (1.9)$$

Sustituyendo (1.8) en (1.9) se obtiene:

$$V_2 = - g_m I_{ent.} (R_1 / (1 + S C_1 R_1)) (R_{eq} / (1 + S C_{eq} R_{eq}))$$

$$V_2 / I_{ent.} = Z(w) = - K / [(1 + S T_{c1}) (1 + S T_{c2})] \quad \dots (1.10)$$

donde:  $K_z = g_m R_1 R_{eq}$

$$R_1 = R_f / (1 + A)$$

$$R_{eq} = R_c // \beta (R_f // R_e)$$

$$T_{c1} = R_1 C_1$$

$$T_{c2} = R_{eq} C_{eq}$$

$$A = g_m R_{eq}$$

$$C_i \approx C_{bc1} (1+A)$$

$$C_{eq} \approx C_{bc1}$$

Si:  $A \gg 1$

$$K_z \approx -R_f$$

### 1.1.3 Impedancia de Entrada y Salida.

El amplificador de transimpedancia es un convertidor de corriente a voltaje. Idealmente su impedancia de entrada debe ser cero al igual que su impedancia de salida.

Del punto anterior se obtuvo la malla de entrada:

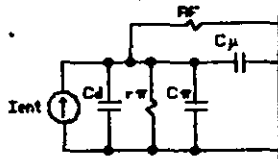


FIG.1.10

Pero normalmente:  $R_f/(1+A) \ll r_{pi}$

y,  $C_{pi} \ll C_{mi} (1+A)$

Por tanto se obtiene:

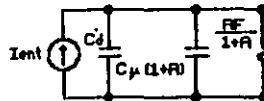


FIG.1.11

La impedancia de entrada estará dada por:

$$Z_{ent.} = (R_f/(1+A)) // (C_{mi} (1+A)) \dots(1.11)$$

$$Z_{ent.} = [R_f/(1+A)] * (1+S R_f C_{mi}) \dots(1.12)$$

$$|Z_{ent.}| \leq R_f/(1+A) \dots(1.13)$$

También del análisis realizado para la obtención de la función de transferencia, se observa que la impedancia de salida se puede aproximar como:

$$Z_{sal.} = ((R_c + r_{p12})/\beta) // (R_f * A / (1+A)) // R_e \dots(1.14)$$

Ya que normalmente  $R_e$  es menor que los otros términos involucrados, el valor de la impedancia de salida tiende a ser muy próximo a  $R_e$ .

#### I.1.4 Ancho de Banda.

El ancho de banda está intimamente relacionado con la ganancia. Existe un compromiso entre ambos; cuando aumentamos la ganancia disminuye la banda y viceversa. Se tiene también una dependencia directa entre el ruido y la frecuencia de corte, de ahí que resulte muy importante determinar cual será el ancho de banda requerido para así poder optimizar la ganancia y la relación se nal/ruido del amplificador.

De la ecuación obtenida para la función de transferencia (ec. 1.10) se observa la presencia de dos polos. Normalmente el polo definido por la resistencia de retroalimentación y la capacitancia base-colector de T<sub>1</sub> ( $R_f$

y  $C_{bc1}$ ) se considera dominante, sin embargo, la acción del otro polo es determinante en algunos casos como se apreciará en un análisis que se realizará en el siguiente capítulo.

### 1.1.5 Ruido y Polarización Óptima.

Para realizar un análisis del comportamiento de ruido del preamplificados de entrada se considera el siguiente modelo:

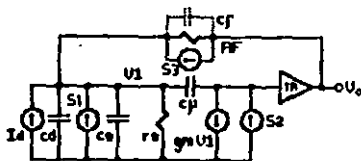


FIG.1.12

Donde:  $S_1$  es la fuente de ruido debida a la corriente de base de  $T_1$ ,  $S_2$  es la fuente de ruido de la corriente de colector de  $T_1$  y  $S_3$  es la fuente de ruido correspondiente a la resistancia de retroalimentación. Aunque existen otras fuentes de ruido en el circuito, las mencionadas son las que contribuyen con mayor relevancia al ruido total.

La densidad espectral de ruido de cada una de las fuentes citadas es:

$$S_1 = 2 q I_b \quad \dots(1.15)$$

$$S_2 = 2 q I_c \quad \dots(1.16)$$

$$S_3 = 4 K T / R_f \quad \dots(1.17)$$

Pero ya que  $I_b = K T / (q r p i)$  e  $I_c = \beta * I_b$ , se pueden expresar  $S_1$  y  $S_2$  como:

$$S_1 = 2 K T / r p i \quad \dots(1.18)$$

$$S_2 = 2 K T \beta / r p i \quad \dots(1.19)$$

Para encontrar una densidad espectral de ruido equivalente a la entrada del preamplificador, se reflejan las fuentes de ruido a la malla de entrada.

La fuente  $S_1$  se encuentra en la malla de entrada, así que su contribución a la densidad espectral de ruido equivalente será:  $2 K T / r p i$ .

La fuente de ruido  $S_2$  se refleja al circuito de entrada de la siguiente forma:

$$S_{2eq \text{ ent. } 2} = S_2 / ( |H_2(\omega)|^2 ) \quad \dots(1.20)$$

$H_2(\omega)$  = función de transferencia de corriente de entrada a corriente de salida del circuito de la figura 12.

Para encontrar la función de transferencia  $H_2(\omega)$  se analiza el siguiente circuito, donde la resistencia  $R_f$  se ha colocado en paralelo en la malla de entrada. La razón de no afectar la resistencia  $R_f$  por la ganancia es que no existe correlación entre el ruido a la salida y el de la entrada; por tanto la corriente de ruido no observa ninguna retroalimentación haciendo que para su análisis no se aplique el teorema de Miller.

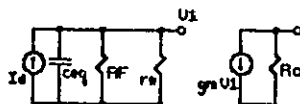


FIG.1.13

$$V1 = I_{ent.} R_f / (1 + S R_f C_{eq}) \quad \dots(1.21)$$

$$I_o = g_m V1 \quad \dots(1.22)$$

$$I_o / I_{ent.} = g_m R_f / (1 + S R_f C_{eq}) \quad \dots(1.23)$$

$$\left| \frac{I_o}{I_{ent.}} \right|^2 = \frac{(g_m R_f)^2}{(1 + (S R_f C_{eq})^2)} \quad \dots(1.24)$$

$$S_{2eq \text{ ent.}} = \frac{S^2 (1 + (\omega R_f C_{eq})^2)}{g_m^2 R_f^2} \quad \dots(1.25)$$

Sustituyendo S2 por:  $2 K T \beta / r_{\pi}$

Se obtiene:

$$S_{2eq \text{ ent.}} = \frac{2 K T r_{\pi}}{\beta} \left( \frac{1}{R_f^2} + (\omega C_{eq})^2 \right) \quad \dots(1.26)$$

Por último, la fuente S3 contribuirá a la densidad espectral de ruido equivalente con:  $4 K T / R_f$  dado que la resistencia de retroalimentación no se altera al ser reflejada a la malla de entrada (para el análisis de ruido).

Del estudio anterior se obtiene que la densidad

espectral de ruido equivalente a la entrada del amplificador de transimpedancia esta dada por:

$$S_{eq} = \frac{4KT}{R_f} + \frac{2KI}{r_w} + \frac{2KITr}{3} \left[ \frac{1}{R_f^2} + \omega^2 C_{eq}^2 \right] \quad \dots(1.27)$$

$$C_{eq} = C_d + C_w + C_f + C_p$$

Y la corriente equivalente de ruido cuadrática media es:

$$I_{eq}^2 = \frac{4KT}{R_f} B_{eq} + \frac{2KI}{r_w} B_{eq} + \frac{2KITr}{3} \left[ \frac{1}{R_f^2} + \frac{2rC_{eq}^2 B_{eq}^2}{3} \right] B_{eq} \quad \dots(1.28)$$

Del segundo y tercer término se puede apreciar que hay un valor de  $r_{pi}$  (óptimo) el cual minimiza la corriente equivalente de ruido.

Derivando la ecuación anterior con respecto de  $r_{pi}$  e igualando a cero, se obtiene:

$$r_{w\text{opt}} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{\frac{1}{R_f^2} + \frac{(2rC_{eq} B_{eq})^2}{3}}} \quad \dots(1.29)$$

Ya que  $r_{pi} = KT/qI_b$ , se tiene una corriente de base en T1 óptima de:

$$I_{b\text{opt}} = \frac{KT}{q\sqrt{3}} \sqrt{\frac{1}{R_f^2} + \frac{(2rC_{eq} B_{eq})^2}{3}} \quad \dots(1.30)$$

La ecuación anterior reporta el valor de la corriente de base en T1 para obtener el mínimo ruido del amplificador.

Si bien dicho valor es óptimo, el incremento del ruido para valores de corrientes de base mayores a la calculada es muy pobre; de ahí que se puedan tener valores de corrientes de base dos o tres veces mayores que el óptimo, sin que el ruido aumente sustancialmente.

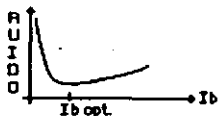


FIG.1.14

## I.2 Consideraciones de Ruido con Ganancia de Avalancha.

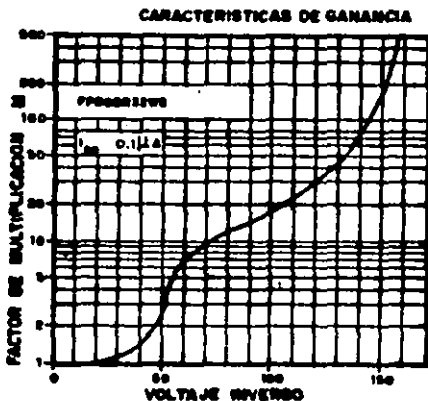
### I.2.1 Fotodiodo de Avalancha.

Los APD o fotodiodos de avalancha reciben su nombre debido al fenómeno de multiplicación de los pares electrón-hueco producidos por los fotones incidentes.

Estos fotodiodos se polarizan inversamente con una gran diferencia de potencial la cual crea un campo eléctrico muy fuerte. Al incidir un fotón se crea un par electrón-hueco, cada miembro de éste par se dirige a su respectivo polo (electrón a positivo y hueco a negativo), acelerados por el campo eléctrico existente. Dicho campo es tan fuerte que proporciona la energía cinética suficiente para que un electrón al sufrir una colisión en su viaje, cree otro par electrón-hueco los cuales a su vez son acelerados teniéndose así el fenómeno de avalancha.



Se puede notar que el principal responsable de dicho fenómeno de multiplicación es el campo eléctrico creado por la polarización aplicada al APD. De lo anterior se deriva una relación directa entre el voltaje de polarización y el factor de ganancia o multiplicación (M) del APD.



### 1.2.2 Ruido del APD.

El ruido en el APD es debido al carácter aleatorio de la incidencia de fotones, de la creación de pares electrón-hueco y del fenómeno de multiplicación. El ruido generado en el APD es en parte afectado por la ganancia. Es "en parte afectado" por que no todo el ruido se multiplica por el factor de ganancia -M-.

Para aproximar el comportamiento de arriba mencionado,

se introduce un factor llamado "Ruido en exceso", simbolizado como:

$$F(M) = M^x, \text{ donde: } 0.3 < x < 0.4 \quad \dots(1.31)$$

El ruido en el APD está dado por (ref. 1)

$$I_{APD}^2 = (2 e I_d AF)^2 M^2 F(M) \quad \dots(1.32)$$

donde:  $e$  = carga del electrón ( $1.6 \text{ E-}19 \text{ c}$ )

$I_d$  = fotocorriente primaria (RPo)

$R$  = responsividad (amp./watt)

$P_o$  = potencia óptica promedio incidente

$M$  = ganancia del APD

$F(M)$  = factor de ruido en exceso

$AF$  = ancho de banda

### 1.2.3 Ganancia Optima del APD.

A medida que aumentamos la ganancia  $-M-$  del fotodiodo, aumenta la fotocorriente generada para una misma potencia óptica incidente. Pero como se puede apreciar de la ecuación anterior, el ruido también aumenta. Dado que ruido y señal aumentan pero no en la misma proporción, se tiene un valor de  $-M-$  para el cual la relación señal/ruido es máxima. Dicho valor de  $-M-$  se puede obtener de la siguiente ecuación:

$$S/R = (\text{corriente señal})^2 / (\text{corriente de ruido})^2 \quad \dots(1.33)$$

Corriente de señal =  $M R P$

donde: M = ganancia

R = responsividad

P = potencia óptica de la señal

$$\text{Corriente de ruido}^2 = \text{ruido (APD)}^2 + \text{ruido (circuito)}^2$$

$$I_{APD}^2 = 2 e I_d A F M F(M) \quad \dots(1.34)$$

Por tanto la relación señal/ruido será:

$$S/R = (M R P)^2 / (2 e R P_o A F M^{(2+x)} + (I_{\text{circuito}})^2) \quad \dots(1.35)$$

Derivando con respecto de -M- e igualando a cero se obtiene:

$$M_{opt} = \left[ \frac{(I_{\text{circ.}})^2}{e x R P_o \Delta F} \right]^{\frac{1}{2+x}} \quad \dots(1.36)$$

Una vez obtenida la ganancia óptima del APD, se busca en la gráfica de voltaje de polarización contra ganancia del fotodiodo, la alimentación necesaria a fin de obtener el factor de amplificación deseado. Se debe hacer notar que la ganancia del fotodiodo varía con la temperatura y por tanto es conveniente incorporar un sistema de control automático de ganancia (AGC), que proporcione un nivel de salida estable.

### 1.3. Diseño del filtro óptimo para recepción digital.

### 1.3.1 Filtro óptimo para mínima interferencia entre símbolos.

Los filtros para recepción digital tienen básicamente dos funciones que son: 1) reducir el ancho de banda al mínimo aceptable (para mejorar la relación señal/ruido) y 2) minimizar la interferencia entre símbolos.

Dicho filtro debe tener una respuesta al impulso que produce mínima interferencia con versiones defasadas de sí mismo en un número infinito de puntos igualmente espaciados llamados "puntos ideales de muestreo". Este concepto puede entenderse mejor si se observa la siguiente figura:

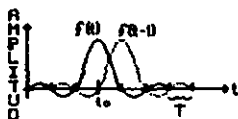


FIG.1.15

Donde  $f(t)$  es la respuesta del filtro al impulso aplicado en  $t=0$  y  $f(t-T)$  es la respuesta al impulso aplicado en  $t=T$ . Los puntos  $t_{m-2}$ ,  $t_{m-1}$ ,  $t_m$ ,  $t_{m+1}$ ,  $t_{m+2}$  ... son los instantes ideales de muestreo y pueden dividirse en instantes precursores ( $t_{m-2}$ ,  $t_{m-1}$ ), el instante de muestreo principal ( $t_m$ ), y los instantes posteriores ( $t_{m+1}$ ,  $t_{m+2}$ , ...). Si  $f(t)$  vale cero en los instantes ideales de muestreo precursores y posteriores, entonces no interferirá con:  $f(t+1)$ ,  $f(t-1)$ ,  $f(t-2)$ , etc. en dichos puntos. Tal filtro se dice que tiene una interferencia intersimbólica nula.

Las características en frecuencia de un filtro que tiene exactamente cero ISI (interferencia entre símbolos) fueron establecidas por Nyquist hace varios años. Los requerimientos de cero ISI en el dominio del tiempo cuando se transforman al dominio de la frecuencia, dan los siguientes resultados.

Si el filtro está limitado en banda a menos de dos veces el ancho de banda Nyquist (esto es:  $2\omega_n = 2\pi$  rad/seg) y tiene característica de fase lineal, su respuesta en amplitud deberá tener simetría vestigial alrededor de la frecuencia Nyquist ( $\omega_n$ ). Estos requerimientos se pueden generalizar para filtros con mayor ancho de banda y fase no lineal.

Ahora bien, el hecho de tener ceros precursoras complica mucho el análisis matemático y la implementación práctica del filtro; es por ello que se estudiará un filtro todo-polos para optimizar el funcionamiento del receptor.

### 1.3.2 Determinación de los polos para mínima ISI.

La función de transferencia del filtro puede ser descrita mediante la localización de los polos ( $P_i$ ) y los residuos en tales polos ( $a_i$ ) de la siguiente manera (ref. 2):

$$F(s) = \sum_{i=1}^n \frac{a_i}{s - P_i} ; \quad n = \text{# POLOS} \quad \dots(1.37)$$

Se establece una relación entre polos y residuos de

forma tal que resulte una minima ISI. El criterio empleado será minimizar el error cuadrático normalizado, definido por (ref. 2):

$$E \approx \frac{\sum_{k=1}^N f^2(t_0+k)}{f^2(t_0)}; \quad \text{DONDE } \sum \text{ EXISTE PARA TODA } k \text{ EXCEPTO } k=0 \text{ Y } t_0 \text{ ES EL INSTANTE DE MUESTRO DESEADO.} \quad \dots(1.38)$$

A raíz de la ecuación anterior se realiza un proceso matemático para encontrar la localización de los polos para un error cuadrático mínimo.

Se encuentra un conjunto de ecuaciones no lineales las cuales deben resolverse mediante un proceso iterativo. A continuación se muestra una tabla con los valores normalizados de los polos para diferente valores de error cuadrático y distintos órdenes del filtro (ref. 3):

E	10(-4)	10(-6)	10(-8)
N=2	-2.3028±j1.5708	-3.4539±j1.5708	-4.6052±j1.5708
N=3	-1.3931±j2.4885 -1.8189	-2.2544±2.4755 -2.5990	-3.3041±j2.4723 -3.3693
N=4	-1.5361±j1.1848 -0.7665±j2.9937	-2.1409±j1.1538 -1.3130±j2.9702	-2.7258±j1.1440 -1.8793±j2.9627
N=5	-1.3778±j2.1756 -0.1287±j3.1406 -1.5982	-1.8457±j2.0880 -0.5390±j3.1347 -2.1384	-2.3100±j2.0531 -0.9792±j3.1310 -2.6318

TABLA 1.1

### I.3.3 Red escalera paso bajas.

Una vez determinados los polos, el siguiente paso es la implementación de una red que cumpla con tales polos. Un filtro todo-polos puede realizarse mediante una red escalera paso bajas de la siguiente forma:

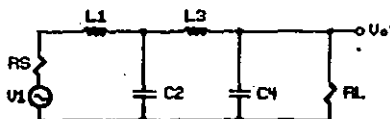


FIG.1.16

La red anterior representa un filtro pasivo de cuarto orden cuya función de transferencia puede determinarse mediante un análisis simple por mallas.

$$\begin{aligned}
 V_1 &= I_1 (R_s + sL_1) + (I_1 - I_2) (1/sC_2) \\
 0 &= (I_2 - I_1)(-1/sC_2) + I_2 sL_3 + (I_2 - I_3) (1/sC_4) \\
 0 &= (I_3 - I_2) (1/sC_4) + I_3 R_l
 \end{aligned}
 \dots(1.39)$$

$$\begin{aligned}
 V_1 &= I_1 (R_s + 1/(sC_2) + sL_1) + I_2(-1/(sC_2)) + I_3(0) \\
 0 &= I_1(-1/(sC_2)) + I_2(1/(sC_2) + sL_3 + 1/(sC_4)) + I_3(-1/(sC_4)) \\
 0 &= I_1(0) + I_2(-1/(sC_4)) + I_3(1/(sC_4) + R_l)
 \end{aligned}
 \dots(1.40)$$

Calculando el valor de I3 por determinantes se obtiene:

$$I_3 = \begin{array}{|ccc|} \hline R_s + \frac{1}{sC_2} + sL_1 & -\frac{1}{sC_2} & V_1 \\ -\frac{1}{sC_2} & \frac{1}{sC_2} + sL_3 + \frac{1}{sC_4} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{sC_4} & 0 \\ \hline R_s + \frac{1}{sC_2} + sL_1 & -\frac{1}{sC_2} & 0 \\ -\frac{1}{sC_2} & \frac{1}{sC_2} + sL_3 + \frac{1}{sC_4} & -\frac{1}{sC_4} \\ 0 & -\frac{1}{sC_4} & \frac{1}{sC_4} + R_L \\ \hline \end{array} \quad \dots(1.41)$$

$$I_3 = V_1 / [ s^4 (R_1 L_1 L_3 C_2 C_4) + s^3 (L_1 L_3 C_2 + R_s R_1 L_3 C_2 C_4) + s^2 (R_s L_3 C_2 + R_1 L_3 C_4 + R_1 L_1 C_4 + R_1 L_1 C_2) + s (L_1 + L_3 + R_s R_1 C_2 + R_s R_1 C_2) + (R_s + R_1) ] \quad \dots(1.42)$$

Ya que  $I_3 = V_o/R_1$ , se obtiene:

$$V_o/V_1 = 1 / [ s^4 (L_1 L_3 C_2 C_4) + s^3 ((L_1 L_3 C_2 / R_1) + R_s L_3 C_2 C_4) + s^2 ((R_s L_3 C_2 / R_1) + L_3 C_4 + L_1 C_4 + L_1 C_2) + s ((L_3 / R_1) + (L_1 / R_1) + R_s C_4 + R_s C_2) + (1 / (R_s / R_1)) ] \quad \dots(1.43)$$

La ecuación anterior es válida para  $n = 4$ ; donde  $n =$  orden.



Se puede realizar un proceso similar al anterior para diversos valores de  $-n-$  obteniendo la función de transferencia en cada caso. A continuación se muestra una tabla de valores de componentes normalizados los cuales sustituidos en la ecuación de la función de transferencia del filtro, satisfacen la localización de los polos previamente calculados para mínima ISI (ref. 3).

N=2	RS L1	1.0000	0.8990	1.0000	0.7820	1.0000	0.6475
	C2 RL	0.2863	1.0000	0.1777	1.0000	0.1304	1.0000
N=3	RS L1	1.0000	1.0341	1.0000	0.9641	1.0000	0.9047
	C2 L3	0.4755	0.2748	0.4349	0.1703	0.3830	0.1234
	RL	1.0000		1.0000		1.0000	
N=4	RS L1	1.0000	0.4801	1.0000	0.8099	1.0000	0.8983
	C2 L3	0.7329	0.4175	0.5559	0.4046	0.5038	0.3325
	C4 RL	0.3417	1.0000	0.1768	1.0000	0.1235	1.0000
N=5	RS L1	0.0156	0.1017	0.2694	0.2765	1.0000	0.5163
	C2 L3	1.1891	0.7316	0.6899	0.6012	0.5601	0.5190
	C4 L5	0.4882	0.2246	0.4212	0.1685	0.3580	0.1374
	RL	1.0000		1.0000		1.0000	

TABLA 1.2

Entre mayor sea el orden del filtro, su pendiente de corte será mayor, pero también será mayor la magnitud de las oscilaciones en la respuesta al impulso. Lo anterior origina que la pendiente de la señal cerca de puntos de muestreo subsiguientes sea mayor lo que aumenta la probabilidad de error por variaciones en tiempo del instante de muestreo. Al problema anterior se le conoce como JITTER.

Para comprender mejor este problema se puede observar la siguiente figura la cual es la superposición temporal de



REFERENCIAS CAPITULO I.

Referencia 1. Hui Bon Hoa M.D.: "Transmission sur fibres optiques", Ecole nationale superieure des telecommunications. Formation continue. pp. 13-25.

Referencia 2. Lind L.F., Nader S.E.: "Optimal analog filters for data transmission", University of Essex, Department of Electrical Engineering Science, Colchester, Essex, England. pp. 344-347.

Referencia 3. Pineda D., Aguilera D., Arvizu A., Portugal I., Gonzalez D.: "Equipo receptor para transmision digital a alta velocidad por fibra optica", Grupo de fibras ópticas Departamento de comunicaciones. I.I.E. México 1988.

## CAPITULO II. Analisis detallado de la respuesta en frecuencia de los amplificadores ópticos.

### II.1 Respuesta del preamplificador de entrada.

Se analizó experimentalmente el comportamiento del preamplificador de entrada (transimpedancia) para observar los efectos de las resistencias de polarización ( $R_c$ ,  $R_f$  y  $R_e$ ) en la respuesta en frecuencia.

De la función de transferencia se puede observar la presencia de dos polos: uno de los cuales se considera dominante y está dado por  $R_f$  y  $C_{bc1}$ , y el segundo que lo determina  $R_c/\beta(R_e/R_f)$  y  $C_{bc1}$ .

Un caso interesante se presenta cuando el segundo polo no está tan retirado del dominante y comienza a hacer notorios sus efectos en la respuesta del preamplificador. Nótese que la localización de este segundo polo depende del valor de las tres resistencias y ya que hay "paralelos" involucrados en la ecuación de la resistencia equivalente, el valor menor será el que prevalezca (normalmente  $-\beta * R_e$ ).

El circuito empleado para las mediciones fué el siguiente:

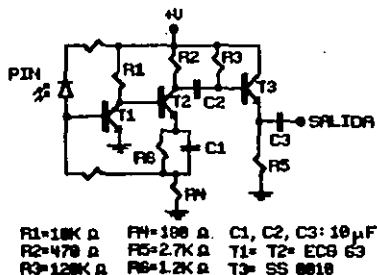


FIG.2.1

Se escogió este circuito para realizar las pruebas por varios motivos:

- la presencia del resistor  $R_{e21}$  permite tener un voltaje de polarización mayor en el colector de T1 para asegurar que  $C_{bc1}$  sea pequeña.

- La resistencia  $R_{c2}$  y la salida por colector en T2 proporciona mayor ganancia.

- la presencia de T3 no influye en la respuesta del preamplificador ya que el polo introducido a la función de transferencia por  $R_{c2}$  y  $C_{ent.3}$  queda a una frecuencia bastante mayor que el máximo alcanzado en el presente análisis.

Algunas de las características de los transistores ECG-63 empleados en la implementación del amplificador son las siguientes:

Cbc  $\approx$  0.5 pF

Cbe  $\approx$  3.5 pF

beta  $\approx$  35

frecuencia de transición (ft)  $\approx$  4GHz

Se diseñó un circuito impreso para el montaje del preamplificador y se prestó especial atención en tratar de disminuir las capacitancias parásitas. Las mediciones se efectuaron utilizando una punta activa modelo P6202A y un osciloscopio 7854 tektronix obteniendo promedios de 10 señales para determinar los voltajes.

Los resultados obtenidos se muestran en la siguiente tabla:

	Rf (Kohms)	BANDA (MHz)	Vc1	Vc2	Ve2	Vf	Vbi
				v o l t a s			
1	1	90	6.17	10.30	5.43	0.707	0.666
2	1.2	80	6.19	10.18	5.38	0.701	0.647
3	1.5	70	6.18	10.20	5.37	0.701	0.664
4	1.8	62	6.18	10.19	5.38	0.702	0.653
5	2	57	6.18	10.20	5.48	0.708	0.629
6	2.7	51	6.16	10.16	5.45	0.713	0.666
7	3.3	50	6.31	10.15	5.51	0.728	0.663
8	3.8	46	6.31	10.14	5.59	0.729	0.665
9	3.9	47	6.24	10.17	5.57	0.724	0.633
10	4.3	43	6.28	10.16	5.55	0.724	0.653
11	4.7	41	6.27	10.15	5.55	0.724	0.651
12	5.1	35	6.43	10.12	5.66	0.735	0.649
13	6.2	30	6.44	10.11	5.70	0.743	0.648
14	6.8	21	6.46	10.11	5.75	0.750	0.654
15	8.2	24	6.47	10.08	5.77	0.753	0.666
16	10.0	21	6.63	10.04	5.90	0.769	0.656
17	13.0	19	6.75	10.00	6.01	0.785	0.627

TABLA 2.1

A pesar de algunos errores en las mediciones, se puede

observar claramente la dependencia del ancho de banda con la resistencia de retroalimentación  $R_f$ .

Se muestran también en la tabla los voltajes de polarización del circuito los cuales permanecen prácticamente constantes manteniendo las capacitancias de interés ( $C_{bc1}$  y 2) fijas.

Si se estudia con mayor detenimiento los datos reportados, se observará el efecto de los polos en la respuesta del preamplificador. En el último de los casos para  $R_f = 13$  kohms, se tendría una frecuencia de corte del primer polo de:

$$f_{c1} = 1/(2\pi R_f C_{bc1})$$

$$f_{c2} \approx 24.5 \text{ MHz}$$

y el segundo polo tendría su frecuencia de corte en:

$$f_{c2} = 1/(2\pi (R_c // \beta(R_f // R_e)) C_{bc1})$$

$$f_{c2} \approx 83 \text{ MHz}$$

La frecuencia de corte global estará determinada primordialmente por el primer polo.

Sin embargo, obsérvese ahora lo que sucede en el primer caso de la tabla presentada:

Se tiene que para el primer polo, la frecuencia de corte será:  $f_{c1} \approx 318 \text{ MHz}$

Este es un valor que se encuentra muy por arriba del dato reportado en la tabla. Lo anterior se explica claramente si se obtiene la frecuencia de corte del segundo polo.

$f_{c2} \approx 91.5 \text{ MHz}$

Aquí se observa como el primer polo ( $R_f \text{ Cbc1}$ ), que antes se consideraba dominante, ha quedado relegado a segundo término y en su lugar se tiene a  $R_{eq}$  y  $Cbc1$  ( $R_{eq} = R_c / \beta(R_f // R_e)$ ). Resulta pues de suma importancia tener en cuenta el caso anterior para el diseño de preamplificadores de alta frecuencia.

Por último, obsérvese uno de los casos intermedios, por ejemplo el #9, en el cual  $R_f = 3.9 \text{ Kohms}$ . El primer polo tendrá su frecuencia de corte en:  $81.5 \text{ MHz}$  y el segundo polo cortará en  $84.7 \text{ MHz}$ .

Se puede notar que los dos polos se encuentran muy próximos y ello ocasiona que el corte global sea bastante menor que cualquiera de los dos anteriores.

A continuación se presenta una tabla comparativa entre la respuesta teórica del sistema y los resultados experimentales obtenidos. Los datos teóricos presentados corresponden a la frecuencia de corte individual para cada polo, y la frecuencia de corte global (considerando ambos polos).

$R_c = 10 \text{ Kohms}$

$R_e = 180 \text{ ohms}$



Rf Kohms	F. DE CORTE DE: Rf Cbel	F. DE CORTE DE: Req Cbel M H	F. CORTE GLOBAL z	F. CORTE EXP.
1	318.31	91.45	85.13	80
1.2	265.28	89.94	81.78	80
1.5	212.21	88.42	77.36	70
1.8	176.84	87.41	73.44	62
2	159.15	86.90	71.02	67
2.7	117.89	85.72	63.56	51
3.3	96.48	85.11	58.15	50
3.6	88.42	84.88	55.74	48
3.8	81.82	84.69	53.49	47
4.3	74.03	84.47	50.74	43
4.7	67.73	84.29	48.22	41
5.1	62.41	84.14	45.91	35
6.2	51.34	83.82	40.48	30
6.8	46.61	83.69	37.98	21
8.2	38.82	83.47	33.12	24
10.0	31.83	83.27	28.34	21
13.0	24.49	83.08	22.72	19

TABLA 2.2

## II.2 Efectos Parasitos

### II.2.1 Introducción.

Si se toma como sistema al amplificador optoelectrónico, donde se tiene una entrada que es afectada por una función de transferencia para obtener una salida deseada, los efectos parásitos serian todos aquellos factores no considerados que alejan la salida real de la esperada.

Existen muchos de estos factores parásitos que afectan la respuesta del sistema. A continuación se tratarán algunos de ellos, los que afectaron de manera más critica los

experimentos realizados.

### II.2.2 Fuentes de Alimentación.

La fuente de alimentación constituye uno de los principales problemas en todo circuito electrónico. En el caso de los amplificadores optoelectrónicos no se tiene un gran consumo de corriente, sin embargo, los niveles de señal manejados y las corrientes de polarización son tan bajas, que cualquier ruido u oscilación producida por la fuente de alimentación altera fuertemente el resultado deseado.

Durante el desarrollo de algunos experimentos (caracterización de diversos esquemas) se tuvo que hacer uso de varias fuentes de alimentación para polarizar diferentes partes del circuito bajo prueba. En otros casos, hubo necesidad de seleccionar la fuente con menor rizo a fin de obtener las mejores características posibles del circuito.

Es importante hacer notar que para la polarización del fotodiodo de avalancha APD se requiere un voltaje de aproximadamente 100 - 150 volts. Para obtener dicho voltaje a partir de 12 v (que es la polarización normal del circuito), se utilizó un convertidor DC/DC. Este convertidor debe tener muy buenas características de rizo pues el ruido acoplado al fotodiodo a través de la alimentación deteriora fuertemente la sensibilidad del receptor.

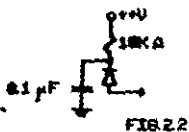
Los problemas causados por la fuente de alimentación pueden ser reducidos mediante un adecuado desacople de

fuentes en el circuito eléctrico y un buen diseño del circuito impreso. Ambos puntos se tratan a continuación.

### II.2.3 Desacople de Fuentes.

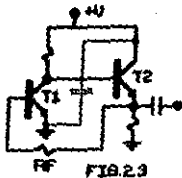
Las diversas etapas del receptor se encuentran protegidas contra variaciones en el voltaje de alimentación (rizo) mediante capacitores y resistencias o bobinas.

En primer lugar, el fotodiodo tiene asociado una red paso bajas de la siguiente forma:



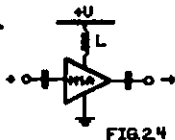
Esta pequeña red RC protege al APD contra el rizo provocado por el convertidor DC/DC.

Posteriormente, se encontró que resulta muy conveniente conectar un capacitor de 1 microfarad o mayor entre el emisor de T1 y el colector de T2; transistores que forman el preamplificador de transimpedancia.



Dicho capacitor elimine las oscilaciones del circuito que se presentan para valores grandes de  $R_f$  y debe estar colocado lo más cerca posible al emisor de  $T_1$  y colector de  $T_2$ .

Finalmente los amplificadores de postamplificación. Se manejan dos tipos de amplificadores de HF que son los de la serie MSA y los GPD. Los MSA ya sean 135 o 235 se desacoplan de la fuente mediante una bobina colocada en serie con la línea de alimentación. Las bobinas utilizadas se realizaron sobre núcleo de ferrita y tienen una inductancia aproximada de 30 micro H.



Los GPD-120 son amplificadores de colector abierto y requieren el uso de un resistor externo conectado entre la alimentación y la salida: así mismo, el capacitor que se les coloca de desacoplo deberá conectarse entre la línea de alimentación (lo más cerca posible al resistor) y la terminal "tierra" del amplificador. Lo anterior se explica mejor en la siguiente figura:

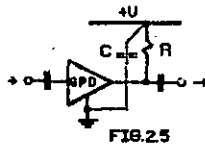


FIG.25

#### II.2.4 Circuito Impreso.

##### . Tierras:

Una buena disposición de tierras es necesaria para reducir el ruido del circuito y evitar oscilaciones del mismo. En la mayoría de los casos se recomienda llevar todas las líneas de tierra a un punto común y de ahí enviarse al plano de tierra. Sin embargo, lo anterior trabaja correctamente para frecuencias menores de 10 MHz, si se desea trabajar a frecuencias mayores, habrá que aterrizar cada elemento directamente al plano con una línea lo más corta posible. El motivo de la recomendación anterior es la baja inductancia que presenta el plano de tierras.

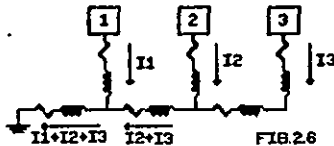
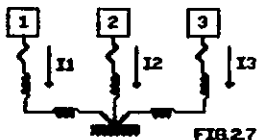


FIG.26

La configuración que aparece en el circuito anterior, no debe utilizarse pues crea diferencias de potencial fuertes entre las tierras de los diversos componentes.



Circuito recomendable para la mayoría de los casos, pero no para frecuencias arriba de 10 MHz.



Circuito recomendable para alta frecuencia dada la corta distancia del componente al plano y la baja inductancia que presenta este último.

Tiene el problema de que las corrientes de tierra se comparten.

#### Capacitancias e Inductancias Parásitas:

En los circuitos de alta frecuencia se debe tener cuidado con los efectos capacitivos e inductivos de las pistas. En general, los dos principales problemas son la

capacitancia formada entre una pista y el plano de tierra y la inductancia provocada por una pista muy larga.

Tomando en cuenta lo anterior, las líneas de señal principalmente son delgadas y cortas. El hecho de hacerlas cortas disminuye tanto la inductancia de la pista como la capacitancia que forma con el plano; el tener líneas delgadas provoca dos efectos: 1) una disminución en la capacitancia (pues disminuye el área) y 2) un incremento en la inductancia de la línea. Sin embargo de los dos últimos puntos es más notorio el primero, así que el efecto global es benéfico.

Finalmente, la línea de alimentación del circuito impreso es más gruesa que el resto de las pistas del circuito. Esto provoca una baja resistencia y una mayor capacitancia hacia el plano de tierra (impreso de doble cara donde todo un lado es el plano de tierra).

## II.3 Circuitos Integrados de HF.

### II.3.1 Introducción.

Una vez que la señal ha sido procesada por el preamplificador de bajo ruido, se requiere amplificarla nuevamente a fin de dar un nivel de voltaje adecuado para las siguientes etapas, en este caso el decodificador, el cual generalmente necesita un nivel de señal TTL o ECL. La amplificación posterior al preamplificador de entrada se realiza con circuitos integrados de HF, mismos que presentan

buena ganancia, buen acoplo de impedancias y no afectan considerablemente la relación señal/ruido determinada por la etapa de entrada.

Los amplificadores de HF utilizados pertenecen a dos grupos: -GPD y MSA. En ambos casos se tratan de transistores retroalimentados internamente con ganancia fija y acoplamiento de impedancias de entrada y salida de 50 ohms. La selección de estos amplificadores depende de su ancho de banda y de la figura de ruido principalmente (ésta última se explica posteriormente), aunque también es de considerar la ganancia, la potencia máxima disipada y otros.

Una cualidad importante de estos amplificadores es la posibilidad de conectarlos en cascada sin la necesidad de ninguna red especial de acoplamiento o alguna consideración extra. Sencillamente se conectan uno a continuación de otro y forman un bloque de amplificación cuya ganancia dependerá de la propia de cada parte y la figura de ruido quedará determinada principalmente por el primer elemento del bloque.

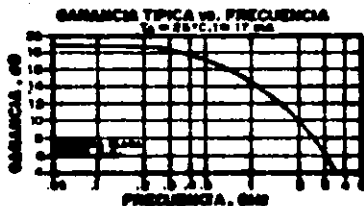
### 11.3.2 Principales Características.

#### . Ganancia:

En el caso de los amplificadores MSA (monolithic silicon amplifiers) 135 y 235 que son los empleados en las primeras etapas de postamplificación, se tiene una ganancia de 19 db a 200 MHz para el primero y 11.5 db a 400 MHz para los segundos.



El siguiente diagrama muestra una gráfica de la ganancia contra la frecuencia de estos amplificadores.



. Ancho de Banda:

El ancho de banda viene determinado en la hoja de datos del fabricante junto con otras características. La pendiente de corte que presentan estos circuitos no es alta (1 solo polo) lo que implica que se tengan relativas altas ganancias fuera de la banda de interés; si lo anterior representa problema por exceso de ruido, se deberá realizar un filtrado externo para limitar la banda al deseado.

Quando se conectan amplificadores en cascada la respuesta del conjunto quedará determinada por la acción de cada amplificador en particular y primordialmente por aquel que tenga la menor frecuencia de corte.

Debe prestarse atención a que la respuesta del bloque de postamplificación no afecte la respuesta del preamplificador de entrada.

Las gráficas de ganancia contra frecuencia se presentaron en el punto anterior y se puede observar que en

todos los casos se tiene una respuesta plana hasta 200 MHz lo que garantiza que no habrá interferencia con la respuesta de la transimpedancia.

. Figura de Ruido:

El ruido es un problema inherente a todo circuito electrónico. En el caso de los amplificadores ópticos es el responsable de fijar la sensibilidad del mismo, esto es, determina el nivel de señal mínimo para provocar un cambio en la salida. Si la señal de entrada es menor al umbral de ruido del amplificador, no se producirá ninguna alteración en la salida.

Es lógico suponer también que la relación señal/ruido a la salida de un amplificador dependerá de la magnitud de la señal de entrada, es por ello que las etapas que manejan señal pequeña (preamplificador en este caso) deben introducir el menor ruido posible para obtener la mejor relación s/r. Lo anterior también es causa de que al conectar varios amplificadores en cascada el ruido del bloque (o mejor dicho la figura de ruido) queda básicamente determinada por el primer elemento.

Una buena medida de que tanto ruido introduce un amplificador es la figura de ruido definida como: "LA RELACION DE LA POTENCIA DE RUIDO A LA SALIDA DEL CIRCUITO CONSIDERADO, ENTRE LA POTENCIA DE RUIDO QUE SE OBTENDRIA A LA SALIDA CON EL MISMO ANCHO DE BANDA SI LA UNICA FUENTE DE RUIDO FUERA LA RESISTENCIA INTERNA DE LA FUENTE  $R_s$ . Por

tanto, la figura de ruido es una magnitud que compara el ruido de un amplificador contra el ruido de un amplificador ideal, y usualmente se expresa en decibeles.

Por último, para obtener la figura de ruido de un bloque de amplificadores en cascada, se emplea la siguiente expresión:

$$F_c = F_1 + \frac{F_2-1}{G_1} + \frac{F_3-1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n-1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad \dots (2.1)$$

donde:  $F_1 \rightarrow F_n$  son las figuras de ruido de cada etapa expresadas en forma numérica.

$$F = \log \frac{-1 \text{ NF db}}{10} \quad \dots (2.2)$$

y  $G_1 \rightarrow G_n$  son las ganancias de cada etapa, también expresada en forma numérica.

$$G = \log \frac{-1 \text{ G db}}{10} \quad \dots (2.3)$$

#### Parámetros "S":

Los parámetros S son magnitudes que determinan ciertas propiedades de los amplificadores bajo estudio. Para entender mejor su significado refiérase al diagrama esquemático simplificado que se muestra:

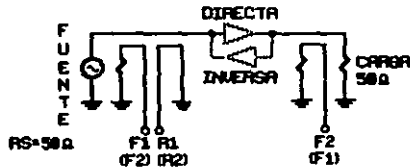


FIG.2.9

Se conectan dos acopladores bidireccionales a la entrada y uno a la salida.

Si el amplificador se conecta en sentido directo:

$$S_{11} = \frac{|R_1|}{|F_1|} \quad / \quad \frac{\rho R_1 - \rho F_1}{\dots} \quad \dots(2.4)$$

$$S_{21} = \frac{|F_2|}{|F_1|} \quad / \quad \frac{\rho F_2 - \rho F_1}{\dots} \quad \dots(2.5)$$

El parámetro  $S_{11}$  representa el coeficiente de reflexión a la entrada. Es una medida de que tanta potencia suministrada por la fuente al amplificador es rechazada por éste. Idealmente el valor de  $S_{11}$  debe ser cero para indicar un acoplamiento perfecto entre fuente y amplificador.

El parámetro  $|S_{21}|^2$  representa la ganancia de inserción en directa y reporta información sobre la potencia entregada por el amplificador con relación a la potencia entregada por la fuente.

Si el amplificador se conecta en sentido inverso entonces se tiene:

$$S_{12} = \frac{|F_1|}{|F_2|} \frac{\angle \theta F_1 - \theta F_2}{\dots} \dots (2.6)$$

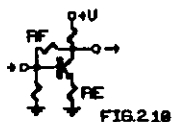
$$S_{22} = \frac{|R_2|}{|F_2|} \frac{\angle \theta R_2 - \theta F_2}{\dots} \dots (2.7)$$

El parámetro  $|S_{12}|^2$  representa la ganancia inversa de inserción. Esto es, indica que tanto aísla el amplificador al circuito de entrada ante una excitación que se presente a la salida. Esta cantidad debe mostrar una atenuación o ganancia menor a la unidad.

Por último el parámetro  $S_{22}$  el cual es el coeficiente de reflexión a la salida. Este parámetro informa sobre que tanta potencia de la que suministra la fuente a la salida del amplificador es rechazada por éste. Idealmente su valor debe ser cero.

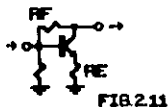
#### . Configuración Interna:

Internamente este tipo de amplificadores son transistores retroalimentados como se muestra en el siguiente esquema:



Se tienen dos tipos de retroalimentación, una a través de  $R_f$  y otra a través de  $R_e$ . La retroalimentación que se efectúa mediante  $R_f$  es del tipo paralelo-paralelo, pues la variable sensada a la salida es voltaje y el control se realiza a la entrada mediante corriente. En cambio la retroalimentación que realiza el resistor  $R_e$  es del tipo serie-serie, pues a la salida se está tomando muestra de la corriente y se está modificando la entrada a través de un voltaje.

Para los amplificadores de colector abierto el diagrama es básicamente el mismo y tan solo hace falta el uso de una resistencia externa de polarización.



Dicho resistor se calcula mediante algunas recomendaciones del fabricante y tan solo hay que tener cuidado en no exceder los límites de corriente del dispositivo y que la resistencia sea grande en comparación a 50 ohms para no afectar la ganancia del amplificador.

**. Otras Características:**

En la hoja de datos de los amplificadores de HF bajo estudio se reportan otra serie de datos como son:

- potencia máxima disipada
- relación de onda estacionaria a la entrada y salida (VSWR)
- retardo de grupo
- y algunas gráficas de interés para el diseñador

Por último se mencionará que los amplificadores empleados requieren el uso de capacitores externos de acoplamiento tanto a la entrada como a la salida y para su selección solo hay que tener en mente que ellos serán los responsables de indicar el corte en bajas frecuencias.

**II.4 Respuesta en Frecuencia Global.**

Para realizar un análisis de la respuesta en frecuencia global del amplificador se pueden distinguir cuatro bloques fundamentales que son:



**FIB.2.12**

Si se estudia primeramente el bloque del fotodiodo el cual se puede modelar como se muestra:

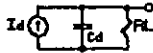


FIG.213

se observará que para un valor de  $C_d$  constante, la frecuencia de corte estará determinada por  $R_L$  que no es más que la resistencia de entrada del preamplificador. Como ya se analizó en el primer capítulo, el amplificador de transimpedancia tiene una baja impedancia de entrada lo que arroja una alta frecuencia de corte para el primer bloque.

En el párrafo anterior solo se hace una evaluación cualitativa de la respuesta en frecuencia del fotodiodo; esto se debe por que para poder determinar la frecuencia de corte es necesario conocer la impedancia de entrada del preamplificador, misma que solo se conocerá hasta tener completo el diseño de la transimpedancia. Sin embargo se puede mencionar que durante el transcurso de todos los experimentos nunca se tuvo problema por corte en el fotodiodo lo cual muestra que efectivamente la banda de éste es mayor que la del resto del sistema.

Pasando al segundo bloque que esta representado por el preamplificador de bajo ruido (amplificador de transimpedancia), se recordará que su banda esta limitada por la presencia de dos polos, uno de los cuales normalmente se considera dominante.

Este bloque de la etapa activa es el que presenta la menor frecuencia de corte y debe ser tal que no afecte



sustancialmente la respuesta del filtro. En la selección de la banda del preamplificador se tiene el compromiso de afectar la respuesta del filtro o bien disminuir la sensibilidad del receptor por el aumento de ruido asociado con el incremento de banda.

Un criterio utilizado que proporcionó un equilibrio entre los puntos antes citados, es el de escoger una frecuencia de corte en el preamplificador igual a la velocidad de transmisión.

La siguiente etapa del diagrama corresponde a la postamplificación. Dicha etapa involucra los circuitos de HF previamente estudiados. Aunque ya se analizaron las características principales de estos circuitos se insistirá en que todos ellos garantizan una respuesta plana hasta los 200 MHz como se puede apreciar en las gráficas presentadas.

Por último se encuentra la parte correspondiente al filtro. Este elemento es quien lleva la pata en la respuesta global del sistema. El filtro es el encargado de reducir la banda al mínimo aceptable y además de asegurar una respuesta temporal que evite la interferencia entre símbolos. De ahí que se tengan precauciones en que las etapas activas no afecten demasiado la respuesta del filtro. Hay que recordar que el objetivo último es que el sistema completo (los cuatro bloques) presenten una buena respuesta a la velocidad de transmisión y con la menor interferencia posible entre símbolos. Normalmente se requiere hacer un

ajuste final a los componentes del filtro (bobinas y capacitores) para lograr una máxima apertura del diagrama de ojo cuando se realizan las pruebas al sistema completo.

### CAPITULO III. Diseño de un Receptor a 140 Mbits/seg.

#### III.1 Diseño del Preamplificador de Entrada.

Para el diseño del preamplificador de entrada primeramente se hará el cálculo de la resistencia de retroalimentación necesaria para conseguir el ancho de banda deseado. Si se quiere transmitir información a 140 Mbits/seg. usando un código 5B-6B, entonces la tasa de transmisión efectiva sería de:

$$140 \text{ Mb/s} * 6/5 = 168 \text{ Mb/s}$$

conforme a lo expuesto en el capítulo anterior, se requiere una frecuencia de corte del preamplificador de aproximadamente 168 MHz. Se diseñará el primer polo ( $R_f$   $C_{bc1}$ ) a que corte a una frecuencia muy elevada para tener un margen por la presencia del segundo polo, el cual ocasionará una respuesta conjunta menor a la calculada.

Se tiene así:

$$F_{c1} = 1/(2 \pi R_f C_{bc1})$$

$F_{c1}$  = frecuencia  
de  
corte polo # 1

$$R_f = 1/(2 \pi F_{c1} C_{bc1})$$

$$R_f = 1/(2 * 3.1416 * 400 * 10^6 * 0.5 * 10^{-12})$$

$$C_{bc1} \approx 0.5 \text{ pF}$$

$$R_f = 795.77 \text{ ohms}$$

Se tomará el valor comercial de 750 ohms para la resistencia de retroalimentación  $R_f$ .

En el capítulo I se obtuvo que la corriente de base

Óptima para el ruido mínimo está dada por:

$$I_{b\text{opt}} = \frac{KT}{q\sqrt{3}} \sqrt{\frac{1}{R_f^2} + \frac{(2qC_{eq} B_{eq})^2}{3}} \quad \dots(1.30)$$

Donde:  $C_{eq} = C_d + C_{be1} + C_{bc1} + C_f$

$$C_d \approx 2 \text{ pF}$$

$$C_{be1} \approx 3.6 \text{ pF}$$

$$C_{bc1} \approx 0.5 \text{ pF}$$

$$C_f \approx 0.1 \text{ pF}$$

por tanto  $C_{eq} \approx 6.2 \text{ pF}$

$$KT = 4.14 * 10^{-21}$$

$I_b \text{ óptima} = 20.52 \text{ micro A}$

Se escoge  $I_b \approx 25 \text{ micro A}$  (Una corriente de hasta 40 micro A es válida.)

$$r_{pi} = KT/qI_b$$

$$r_{pi} = 1035 \text{ ohms}$$

De la ecuación 1.28 se tiene que la corriente de ruido cuadrático medio del preamplificador es:

$$I_{eq} = 7.094 * 10^{-15} \text{ [A]}^2$$

Una vez conocido el valor de la resistencia de

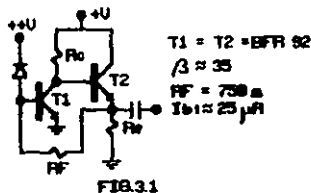
retroalimentación y de la corriente de base óptima, se podrá continuar con el diseño del par realimentado.

Para la selección de las resistencias de colector de T1 y emisor de T2 se procedió de la siguiente manera:

1) Para el resistor  $R_e$ , se tomó un valor próximo a los 50 ohms para obtener una impedancia de salida que se acoplara adecuadamente a la etapa de postamplificación.

2) Para el cálculo de  $R_c$ , se consideró que el segundo polo en combinación con el primero diera una frecuencia de corte que cumpliera con los requerimientos de velocidad de transmisión y no fuera tan alta que disminuyera la relación s/r por exceso de ruido. Posteriormente se ajustará el valor de  $R_c$  para obtener una corriente de base lo más cerca posible a la previamente calculada.

El amplificador de transimpedancia completo se muestra en la figura:



Si se toma un valor de  $R_e = 56$  ohms y  $R_c = 8.2$  k ohms se tendrá: (ver ecuación # 1.10)

Frecuencia de corte del primer polo:  $F_{c1} = 424.41$  MHz

Frecuencia de corte del segundo polo:  $F_{c2} = 213.35 \text{ MHz}$

Frecuencia de corte total del preamplificador:

$F_c \text{ total} = 178.44 \text{ MHz}$

Impedancia de salida: (ecuación # 1.14)

$Z_o = 42.7 \text{ ohms}$

Resistencia de entrada: (ecuación # 1.13)

$R_{ent.} \approx R_f/A$                        $A \approx 52$  (capítulo I  
punto I.1.2)

$R_{ent.} \approx 14.4 \text{ ohms}$

Los resultados anteriores indican que el preamplificador tiene una impedancia de entrada lo suficientemente baja para que el bloque del fotodiodo presente una frecuencia de corte muy por encima del resto del sistema, una impedancia de salida cercana a 50 ohms para lograr un buen acoplamiento con la etapa de postamplificación y una banda que cumple con las demandas de la velocidad de transmisión.

La relación señal/ruido a la salida del preamplificador se calculará cuando se tenga el dato de la ganancia óptima del fotodiodo APD.

### III.2 Diseño del Control Automático de Ganancia. AGC

#### III.2.1 Introducción

Durante el diseño del receptor óptico deben tenerse en cuenta ciertos factores que modificarán el nivel de la salida del mismo. Dichos factores son de carácter muy variado y por mencionar algunos se listan los siguientes:

- . degradación del fotoemisor y la consiguiente disminución de potencia óptica.
- . degradación de la fibra óptica ya sea por perturbaciones mecánicas, humedad u otros.
- . implementación de nuevos empalmes durante el trayecto de la fibra. (aumenta la atenuación)
- . degradación de algún componente electrónico tanto en el transmisor como en el receptor.
- . variación de la ganancia del APD con la temperatura, etc.

Los puntos arriba citados provocan una variación en el nivel de la señal a la salida del receptor, lo cual no es deseable y por tanto surge la necesidad de implementar un sistema que controle automáticamente la ganancia a fin de obtener una señal constante.

Como se recordará, en el primer capítulo se habló del fenómeno de avalancha de los fotodiodos APD y el correspondiente factor de ganancia -M-. Tal ganancia es función directa del voltaje de polarización, así que variando la alimentación del fotodiodo se podrá controlar el factor de multiplicación del mismo.

Por último solo será necesario diseñar un sistema que

se encargue de relacionar el nivel de la señal a la salida con el voltaje de polarización del APD.

En otras palabras, dicho sistema deberá analizar la salida del receptor y al presentarse un cambio, tomar acción correctiva para obtener la respuesta deseada.

Este sistema debe ser lento comparado con la frecuencia de la señal que se trabaje; responderá ante variaciones "perdurables" en la salida, esto es, hará caso omiso de perturbaciones momentáneas que no ameriten la modificación de las condiciones del sistema.

### III.2.2 Sistema de Control.

El sistema de control consiste básicamente de tres bloques que son:

- . Rectificador
- . Filtro paso bajas
- . Amplificador de directa (inversor)

1) Rectificador: Ya que la señal a la salida del receptor viene acoplada en AC, se requiere de un diodo para obtener una función que contenga una componente de DC que sea proporcional al nivel de la señal.

2) Filtro paso bajas: Una vez obtenida la función que contiene un nivel de DC, es necesario separarlo de la componente de alterna, es por ello que se acopla un filtro paso bajas para realizar la separación.



3) Amplificador de directa: Ya separadas las componentes de alterna y directa, el nivel de DC debe amplificarse hasta llevarlo a un voltaje adecuado para controlar el siguiente bloque que es un convertidor DC/DC. Además el amplificador debe de invertir la salida con respecto a la entrada a fin de obtener una retroalimentación negativa. A un aumento de señal corresponderá una disminución del voltaje de polarización y viceversa.

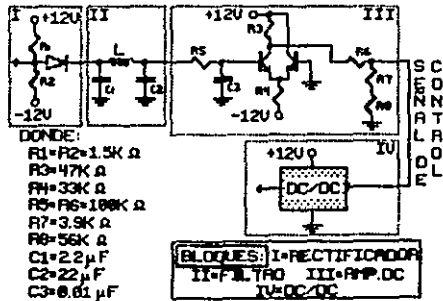


FIG. 3.2

SISTEMA DE CONTROL AUTOMATICO DE GANANCIA.

III.2.3 Convertidor DC/DC.

El convertidor de corriente directa a corriente directa es un bloque que trabaja de la siguiente manera:

- . se polariza con +12 V y tierra
- . recibe una señal de entrada entre 0 y 6 volts

. entrega una salida proporcional entre 10 y 400 V aproximadamente

Se midieron experimentalmente diversos valores de el voltaje de salida contra el de entrada y mediante una regresión lineal se ajustó a una recta obteniendo un coeficiente de correlación prácticamente de uno.

La ecuación aproximada que rige el comportamiento del convertidor es la siguiente:

$$V \text{ salida} = 59 * V \text{ entrada} + 9.5 \quad \dots(3.1)$$

De la ecuación anterior se puede observar que para obtener una salida máxima de 150 volts se requiere que la entrada no supere los 2.4 volts.

Por último, solo resta decir que el convertidor puede suministrar muy poca corriente (alta impedancia de salida). pero ya que la carga que maneja es la representada por un diodo en inversa (muy alta impedancia), no se tiene problema por el suministro de corriente.

### III.3 Diseño del Filtro de Salida.

#### III.3.1 Introducción.

En el capítulo primero se explicaron las razones por las cuales se requiere la presencia de un filtro, se dieron las características que debe cumplir el mismo y se llegó a una red pasiva cuyo comportamiento satisface las necesidades planteadas.

A continuación se llevará a cabo la desnormalización de los componentes para la frecuencia de interés y finalmente una simulación del comportamiento del filtro en el dominio del tiempo y la frecuencia.

### III.3.2 Cálculo de desnormalización.

Antes de poder efectuar la desnormalización de los componentes presentados en la tabla 1.2 del capítulo I, es necesario conocer el valor de la frecuencia al cual han de desnormalizarse. Si la velocidad de transmisión es de 168 Mb/s (dado el código 5B-6B que se utilizará) y la banda mínima para recuperar una señal digital es 1/2 de la tasa de transmisión, el filtro deberá desnormalizarse a una frecuencia de 168 MHz ya que los componentes están calculados a  $F_n = 0.5$ .

El la tabla 1.2 se presentan valores de componentes para los casos desde  $N=2$  hasta  $N=5$ . Se toma el valor  $N=4$  por los siguientes motivos:

- . presenta buena pendiente de corte (24 db/octava)
- . contiene pocas bobinas las cuales son difíciles de realizar y ajustar
- . las oscilaciones que presenta la respuesta al impulso no son grandes, lo que origina cierta inmunidad a errores por JITTER.

Sin embargo, el problema que presenta es el de tener baja ganancia en la frecuencia de trabajo.

De la tabla 1.2 se obtiene para N=4 y E=10

$R_{n1} = 1$	$L_1 = 0.8099$
$C_{2n} = 0.5559$	$L_3 = 0.4048$
$C_{4n} = 0.1768$	$R_{L_n} = 1$

Para desnormalizar estos valores, hágase:

$R = 50 * R_n$

$C = C_n / (50 * F)$

$L = L_n * 50 / F$

donde F = frecuencia de desnormalización

De esta forma se obtiene:

$R_s = R_L = 50 \text{ ohms}$

$L_3 = 120 \text{ nH}$

$L_1 = 241 \text{ nH}$

$C_4 = 21 \text{ pF}$

$C_2 = 62.2 \text{ pF}$

III.3 Simulación.

La respuesta del filtro se simuló en computadora mediante un paquete llamado "MICRO CAP" el cual analiza circuitos en el dominio del tiempo y la frecuencia. A continuación se anexan las gráficas obtenidas:

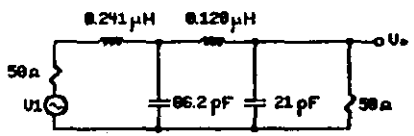
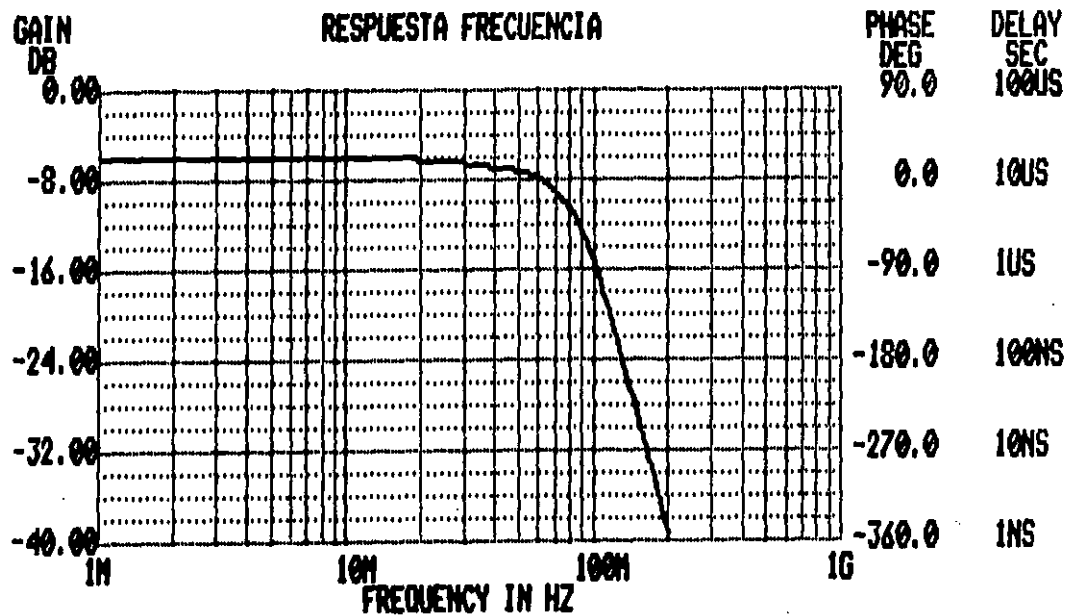


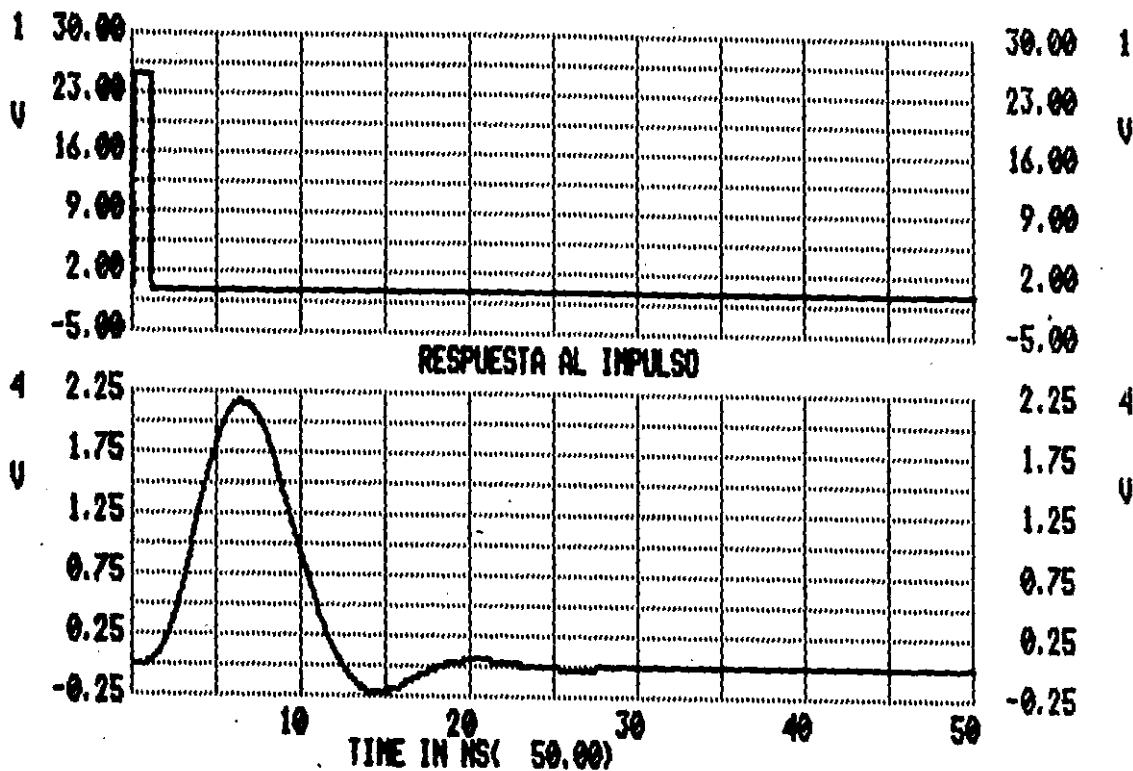
FIG.3.3

63

FIG. 3.4



FREQUENCY = 100.000000+07	HZ	GAIN = -95.924	DB
PHASE ANGLE = -349.400	DEGREES	GROUP DELAY = 488.146480-13	SEC
GAIN SLOPE = -241.39454E-01	DB/OCT	PEAK GAIN = -6.030000+04	



### III.4 Diseño Polarización del Fotodiodo de Avalancha

Como se estudió en el primer capítulo, los fotodiodos de avalancha reciben su nombre por el fenómeno de multiplicación que presentan en la generación de pares electrón-hueco. Tal fenómeno de multiplicación o "avalancha" está íntimamente relacionado con el voltaje de polarización aplicado.

Para poder determinar cual será el voltaje aplicado al APD, es necesario realizar primero el cálculo de la ganancia óptima para obtener la mejor relación señal/ruido.

De la ecuación 1.36 se tiene que la ganancia óptima en el APD está dada por:

$$M_{opt} = \left[ \frac{(I_{cr})^2}{e x R P_o \Delta F} \right]^{\frac{1}{2+x}}$$

Donde:  $e$  = carga del electrón ( $1.6 \times 10E-19$  c)

$x$  = exponente que determina el factor de ruido en exceso.

$$F = M^x$$

$R$  = responsividad (amp./watt)

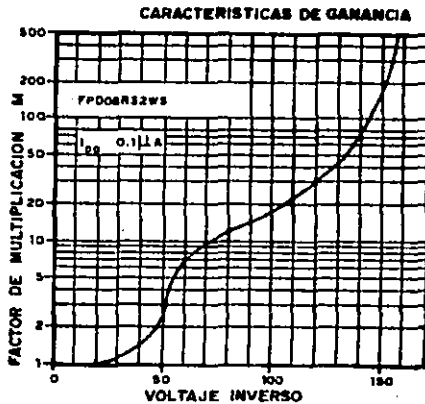
$P_o$  = potencia óptica promedio incidente (~ -40 dbm)

delta  $F$  = ancho de banda (Hz)

Y la corriente de ruido del circuito se encontró en el punto # 1 de este capítulo.

Sustituyendo los valores correspondientes, se obtiene una ganancia óptima de:  $M_{opt.} = 58.53$

Una vez conocido el valor de la ganancia óptima para el fotodetector se tiene que recurrir a las curvas características del APD proporcionadas por el fabricante, y determinar el voltaje necesario a fin de obtener la amplificación deseada.



De la figura se obtiene que para  $M = 58$  el voltaje inverso requerido será de entre 135 y 140 volts. Si se recuerda la ecuación # 3.1 que modela el comportamiento del DC/DC, se tiene que el sistema AGC debe suministrar un nivel de voltaje de control comprendido entre:

$$2.13 \text{ v} < V_c < 2.21 \text{ v}$$

Por último solo restará ajustar la ganancia del



amplificador de directa en el AGC para que a partir del voltaje de la señal suministre el nivel de control arriba mencionado.

Una vez conocido el valor de la ganancia óptima del APD se puede calcular la relación s/r que se espera a la salida del preamplificador (de la ecuación 1.35):

$$S/R = (M R P_o)^2 / (2 e R P_o A F M^{(2+x)} + (I \text{ circ.})^2)$$

$$S/R \approx 22 \text{ dB}$$

Se supone modulación máxima de la fuente emisora y un ancho de banda de 200 MHz.

### III.5 Diseño Global.

#### III.5.1 Introducción.

Como se recordará del segundo capítulo, al realizar el análisis de la respuesta en frecuencia global, se comentó el efecto que podría tener el preamplificador sobre el filtro. La acción conjunta de preamplificador y filtro origina una respuesta al impulso que difiere de la calculada para mínima ISI. Sin embargo ya que la frecuencia de corte del preamplificador se encuentra al menos una octava arriba de la del filtro, y además presenta una menor pendiente de corte, la diferencia entre la respuesta real e ideal no es muy alta y se puede realizar un ajuste para obtener el resultado esperado.

### III.5.2 Respuesta Conjunta del Preamplificador y Filtro

La etapa activa que presenta cierta interferencia con la respuesta del filtro es el preamplificador. Los amplificadores de HF presentan una ganancia constante en la banda de interés y no modifican la acción del filtro.

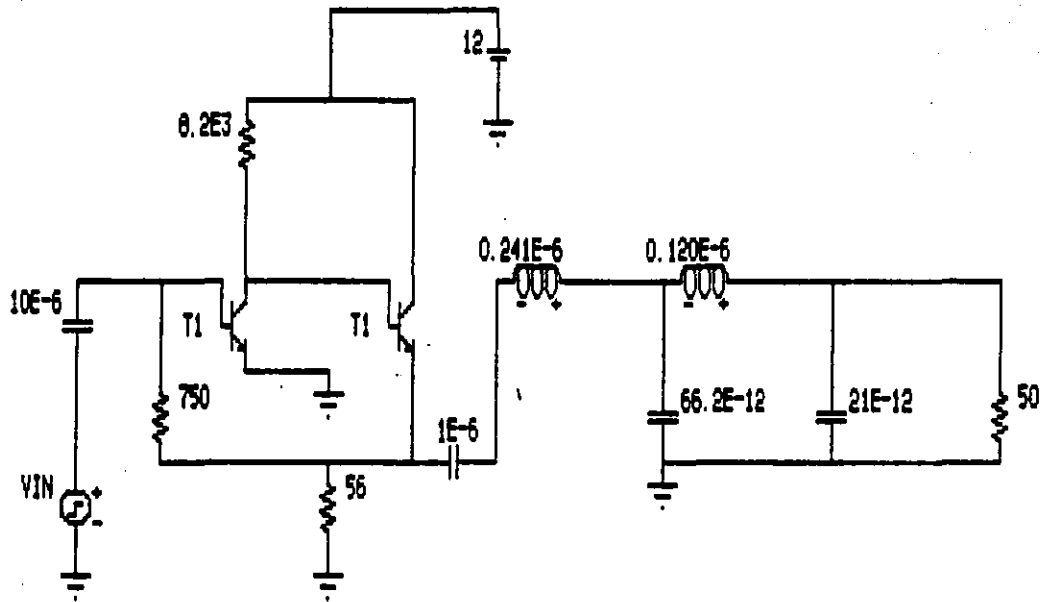
Se realizó una simulación en computadora del comportamiento de preamplificador y filtro en el dominio del tiempo y la frecuencia.

Los resultados obtenidos se muestran a continuación:

# PREAMPLIFICADOR + FILTRO

69

FIG. 3.6



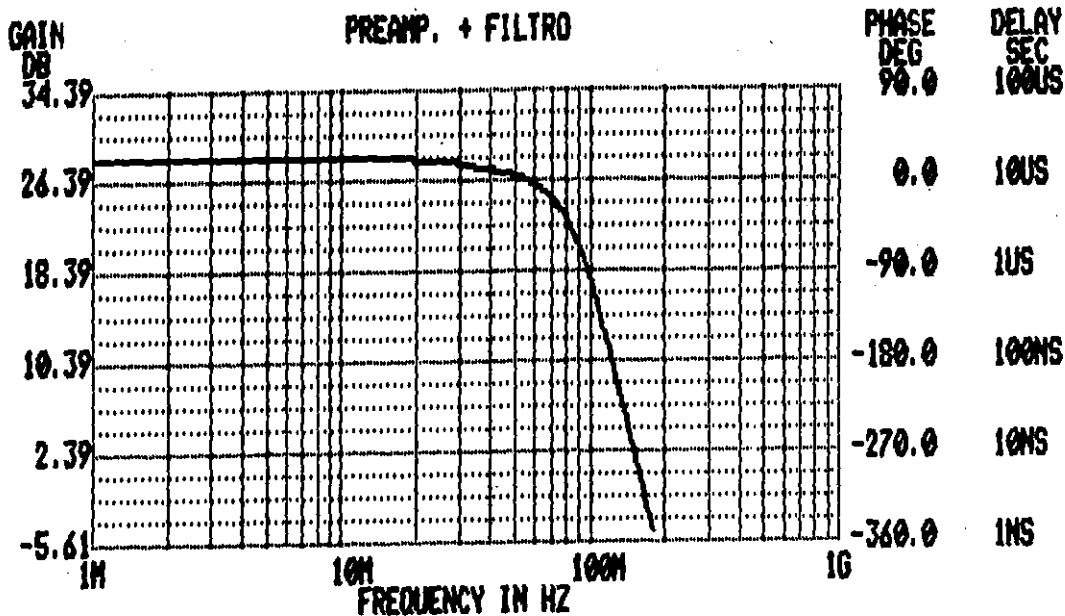
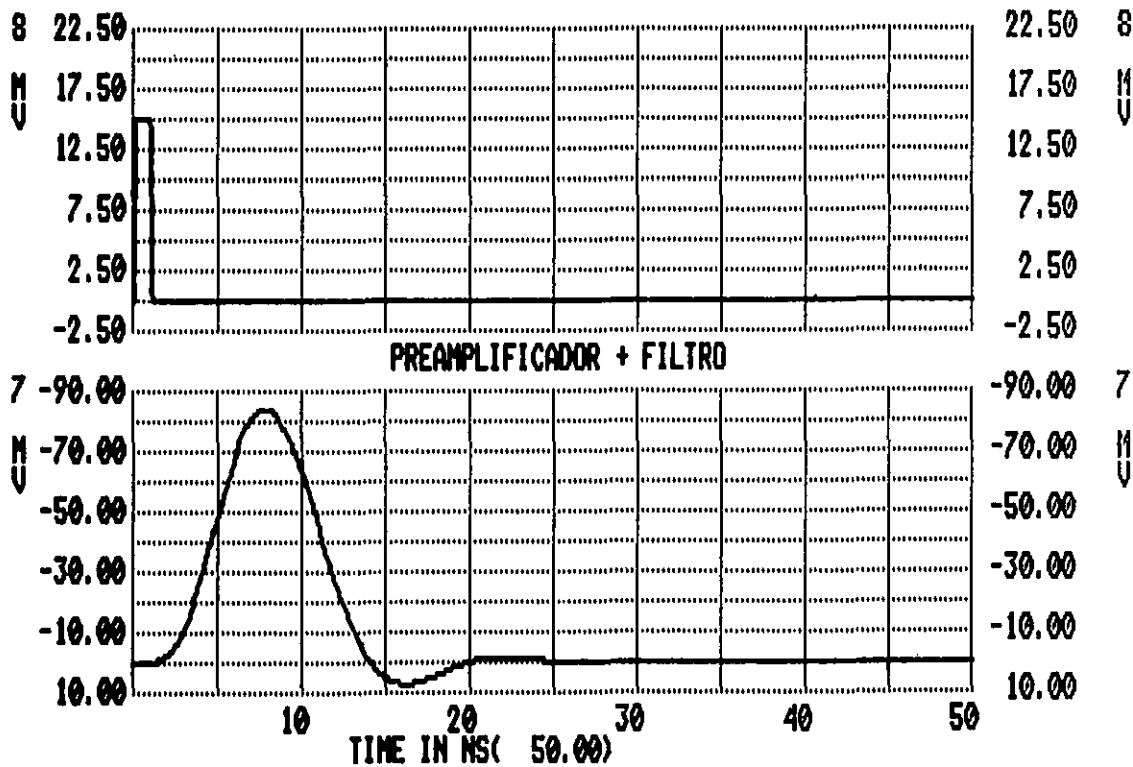


FIG. 3.7

FREQUENCY = 100.000000+07 HZ  
 PHASE ANGLE = -531.252 DEGREES  
 GAIN SLOPE = -316.21250E-01 DB/OCT

GAIN = -88.748 DB  
 GROUP DELAY = 377.467590-13 SEC  
 PEAK GAIN = 28.384DB/F= 100.000000+04



Se puede apreciar como la respuesta al impulso obtenida difiere de la necesaria para mínima ISI (capítulo III punto 3.3).

A partir de los datos de voltaje contra tiempo de la gráfica anterior se calculó la apertura normalizada del diagrama de ojo la cual aparece en la siguiente figura:

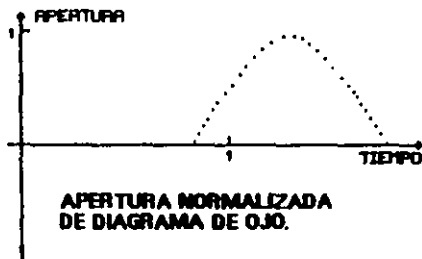


FIG.39

APERTURA	TIEMPO
0	0
0	0.1
0	0.2
0	0.3
0	0.4
0	0.5
0	0.6
0	0.7
0	0.8
0	0.9
0.243	1.0
0.499	1.1
0.714	1.2
0.869	1.3
0.963	1.4
0.908	1.5
0.771	1.6
0.568	1.7
0.313	1.8
0.035	1.9
0	2.0

Se puede apreciar que para el instante  $T = 1$ , se tiene una apertura de aproximadamente 0.5, mientras que el máximo ocurre en  $T = 1.3$  con una apertura de 0.98. Lo anterior implica que el instante óptimo de muestreo se ha recorrido a la derecha sufriendo un retardo, y además el sistema presenta cierta ISI la cual reduce la apertura del ojo al 96% de su valor óptimo.

### III.5.3 Ajuste Final al Sistema.

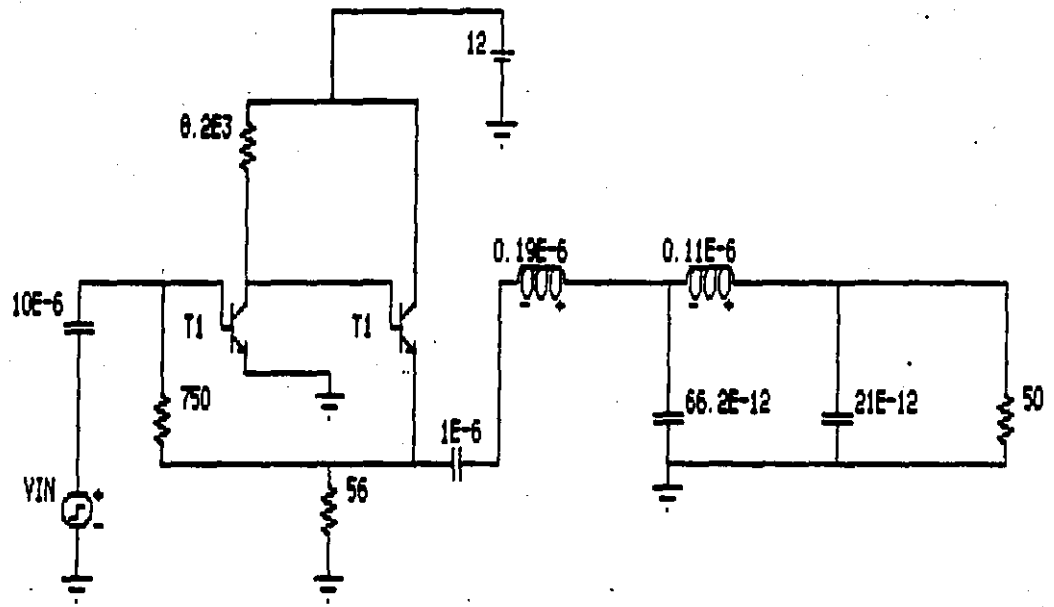
Los efectos mencionados en el punto anterior no son muy significativos, sin embargo se pueden reducir aun más realizando un pequeño ajuste a algunos de los componentes del filtro.

En las figuras siguientes se presentan los resultados obtenidos de la simulación del comportamiento de preamplificador y filtro, pero con los valores de las inductancias de éste último modificados a fin de obtener una respuesta más apegada a la ideal.

# SISTEMA TOTAL

74

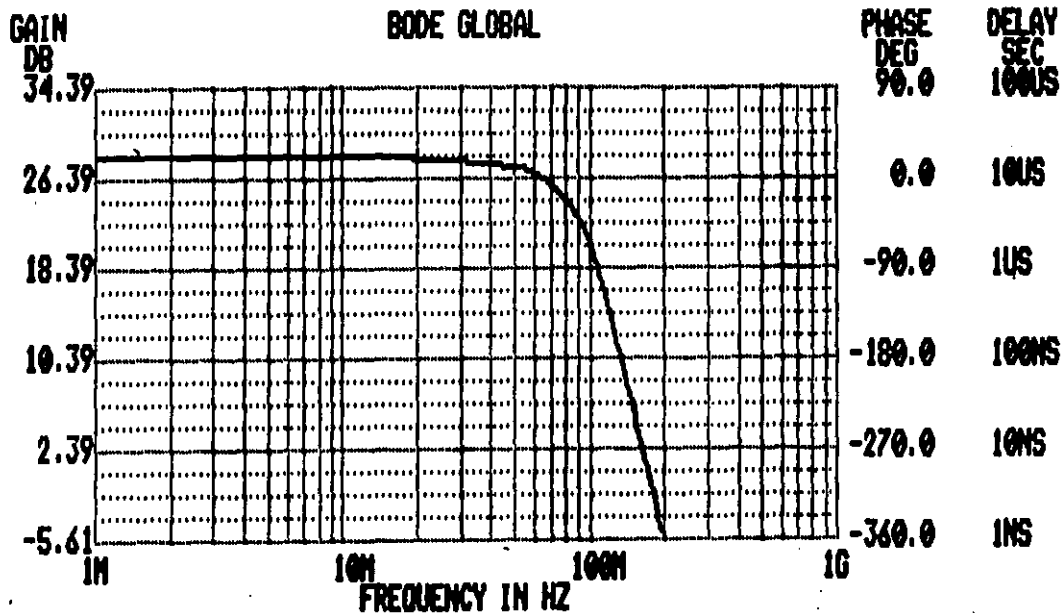
FIG. 3.10





75

FIG. 3.11



FREQUENCY = 100.000000+07 HZ

PHASE ANGLE = -531.373 DEGREES

GAIN SLOPE = -328.27667E-01 DB/OCT

GAIN = -85.913 DB

GROUP DELAY = 274.995480-13 SEC

PEAK GAIN = 28.3840B/F = 100.000000+04

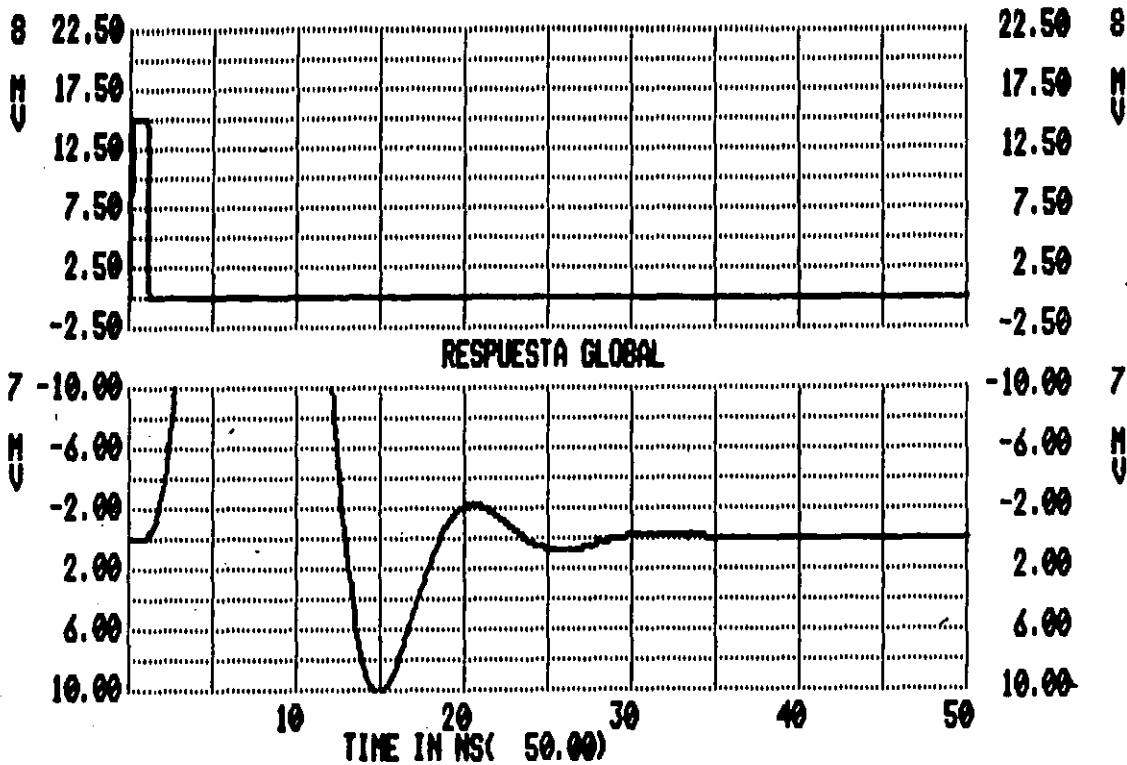


FIG. 3.12

Notese como los cruces por cero en la respuesta al impulso son muy cercanos a los necesarios para obtener cero ISI. La apertura para el diagrama de ojo normalizado para el sistema ya ajustado se muestra en la siguiente figura:

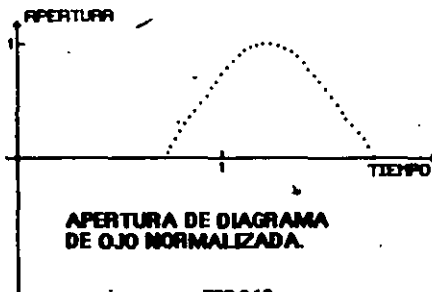


FIG.3.13

APERTURA	TIEMPO
0	0
0	0.1
0	0.2
0	0.3
0	0.4
0	0.5
0	0.6
0	0.7
0.226	0.8
0.512	0.9
0.754	1.0
0.932	1.1
0.985	1.2
0.949	1.3
0.831	1.4
0.638	1.5
0.38	1.6
0.08	1.7
0	1.8
0	1.9
0	2.0

En este caso se tiene para  $T = 1$  una apertura de 0.75 y un valor máximo de 0.98 correspondiente a  $T = 1.2$ . Se observa que la máxima apertura es casi la unidad lo cual indica muy poca interferencia intersimbólica y el retardo del instante óptimo de muestreo es menor que en el caso anterior.

Debe hacerse notar que el retardo en el instante de muestreo no es causa de preocupación. Los parámetros dignos de considerarse son la apertura máxima y la pendiente de la curva en tiempos cercanos al instante de muestreo. El primero de ellos manifiesta la ISI y el segundo, la inmunidad que presente el sistema ante variaciones en tiempo del instante óptimo de muestreo (JITTER).

## CAPITULO IV. Realización de un Receptor a 140 Mb/s.

### IV.1 Realización del preamplificador.

Para la realización del preamplificador se utilizaron dos transistores BFR-92, cuyo diagrama y especificaciones aparecen a continuación:

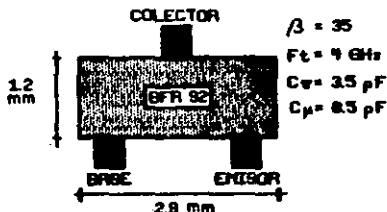


FIG.4.1

Estos transistores son muy pequeños y se sueldan directamente a las pistas del circuito impreso. Para su instalación se deben tener en cuenta ciertas precauciones:

- . evitar un calentamiento excesivo al soldarlos.
- . manipularlos con cuidado pues son muy frágiles.
- . cerciorarse que tanto operador como equipo estén aterrizados para evitar daños por electricidad estática.
- . procurar que el lugar donde se coloque sea el definitivo.
- . soldarlos al circuito impreso después de haber colocado y soldado todos los elementos pasivos más cercanos

El resto de los componentes del preamplificador son de uso común y se encuentran referidos en la siguiente tabla:

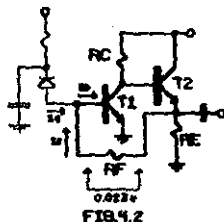
- . resistencia de colector de T1: 8.2 kohms @ 1/4 watt
- . resistencia de emisor de T2: 56 ohms @ 1/4 watt
- . resistencia de retroalimentación: 750 ohms @ 1/4 watt
- . capacitores de acoplamiento salida (tantaleo)  
0.1 micro F @ 35 V

Se procedió al armado del preamplificador en el circuito impreso teniendo en cuenta las precauciones citadas con anterioridad.

Una vez implementado el amplificador de transimpedancia, se verificó que la corriente de base fuera cercana a la óptima calculada. El resultado de la medición fué el siguiente:

$$I_b = 0.023/750;$$

$$I_b \approx 30.6 \text{ micro A.}$$



Además de la corriente que circula a través de  $R_f$ , se

tiene la corriente del fotodiodo  $I_d$ , que abarca la corriente de oscuridad (0.3 nA aprox.) y la corriente producida por la potencia óptica incidente que para el caso de -40 dbm sería:

$$I \text{ debida a } P_o = 10^{-4} * 1 * 10^{-3} * 0.5 * 60$$

$$\text{donde: } R \approx 0.5$$

$$M \approx 60$$

$$I \approx 3 \text{ micro A}$$

Por tanto la corriente de base es de 33 micro A aprox. valor que es aceptable considerando que la corriente de base óptima es de 20 micro A y el lento incremento del ruido para corrientes de base superiores a la óptima (capítulo I punto 1.5).

#### IV.2 Diseño de los Amplificadores de Voltaje.

Una vez que la señal ha sido procesada por el preamplificador de transimpedancia, se obtiene un cierto nivel de salida y una determinada relación señal/ruido.

El nivel de señal esperado a la salida del preamplificador será para  $P_o = -40 \text{ dbm}$ :

$$V \text{ señal} \approx 10^{-4} * 1 * 10^{-3} * 0.5 * 60 * 750$$

$$V \text{ señal} \approx 2.25 \text{ mV}$$

Recuérdese del primer capítulo que para una ganancia de malla abierta bastante mayor a la unidad, la relación de

corriente de entrada contra voltaje de salida tiende al valor de  $R_f$ .

Como se aprecia, el nivel de la señal a la salida del preamplificador es muy pequeño, así que el amplificador inmediato posterior deberá presentar característica de bajo ruido a fin de no alterar considerablemente la relación  $s/r$  obtenida en la primera etapa (22 db aprox.)

De los circuitos integrados de HF estudiados en el capítulo II, el que tiene mejor característica de ruido es el MSA 135.

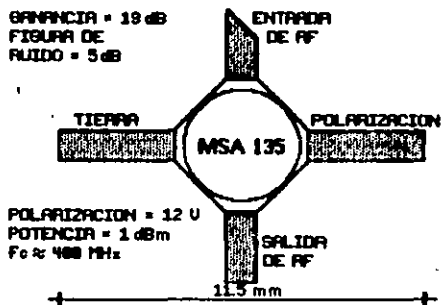


FIG. 4.3

Este amplificador como ya se mencionó en su oportunidad, está acoplado en 50 ohms tanto a la entrada como a la salida y solo requiere el uso de una inductancia en serie con la alimentación y acoplarlo capacitivamente a las etapas previa y posterior.



Ya que el primer elemento del bloque de postamplificación introdujo una ganancia a la señal (19 db), los siguientes amplificadores casi no tienen efecto sobre la relación s/r del sistema; por tanto se puede optar por un segundo y tercer elemento de amplificación que presenten buen ancho de banda y mayor disipación de potencia aunque tenga mayor figura de ruido, Tal es el caso del amplificador MSA 235.

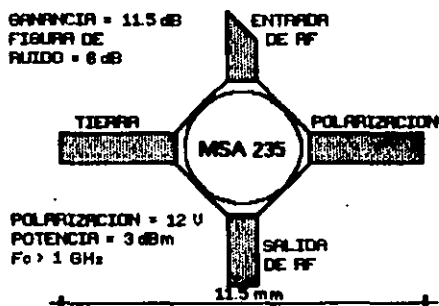


FIG.4.4

Con estos tres amplificadores termina la etapa de postamplificación del receptor óptico, sin embargo, cabe hacer notar que después del filtro de salida se introducen más etapas de amplificación, tantas como sean necesarias hasta obtener el voltaje de señal requerido por el equipo siguiente (recuperador de reloj, decididor, etc.).

En este caso particular el equipo que se conectará a

continuación del receptor será un convertidor de nivel ECL-TTL, y por tanto la excursión de voltaje necesaria a la salida del receptor es de 1 Vp-p. En base a lo anterior se tiene que la potencia de salida es:

$$P \text{ salida} = (1/(2 * 1.4142))^2 * (1/50)$$

$$P \text{ salida} = 2.5 \text{ m watts}$$

$$P \text{ salida} \approx 4 \text{ dbm}$$

El amplificador que se utilizará a la salida para suministrar la potencia necesaria es un GPD-120 cuyo diagrama y características aparecen a continuación:

GANANCIA = 14 dB  
 FIDELIDAD  
 DE RUIDO = 5.5 dB  
 POTENCIA = 8 dBm  
 FRECUENCIA  
 MÍNIMA : 400 MHz



1: ENTRADA RF  
 2: SALIDA RF Y  
 POLARIZACION  
 3: TIERRA

FIG.4.5

#### IV.3 Filtro de Salida.

El filtro de salida previamente calculado en el capítulo III se implementó de la siguiente forma:

las bobinas se realizaron con alambre magneto # 28 y núcleo variable a fin de ajustar la inductancia en el

valor óptimo.

Para los capacitores se utilizaron aquellos de valor comercial más cercano. Si los valores comerciales hubieran diferido mucho de los calculados, se habría optado por buscar alguna combinación serie o paralelo que aproximara el valor de la capacitancia total al deseado.

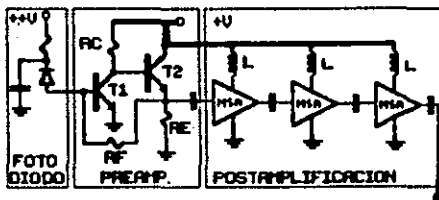
En este caso se utilizaron capacitores cerámicos de 68 y 22 pF; valores muy próximos a los de 68.2 y 21 pF requeridos.

## CAPITULO V. Pruebas y Conclusiones.

### V.1 Pruebas al Receptor.

Una vez que se terminó el diseño y la construcción de todos los bloques del receptor, se procedió a efectuar una serie de pruebas a fin de verificar su correcto funcionamiento.

Las primeras pruebas se realizaron a las etapas activas del receptor: fotodiodo, preamplificador y postamplificación. El diagrama eléctrico del circuito bajo prueba se muestra a continuación:



$$R_f = 750 \text{ ohms}$$

FIG. 5.1

Para realizar las mediciones se requirió del siguiente equipo:

- . oscilador (HP - 8350 B)
- . generador óptico (Schlumberger 7730)
- . osciloscopio (Tektronix 7854)

- . fuente de alimentación (HP - 8235 A)
- . multímetro óptico (Photodyne 33 XLA)
- . fibra óptica y atenuadores ópticos

Con el oscilador se moduló al generador óptico, la modulación procuró llevarse al máximo a fin de obtener una potencia promedio de la señal igual a la potencia óptica incidente sin modulación.

Del generador óptico se conecta a la fibra óptica y se intercalan atenuadores hasta obtener una lectura de -40 dbm. La medición se realizó utilizando el multímetro óptico.

Posteriormente se alimenta al receptor con +12 V y tierra y se conecta la fibra óptica a la entrada del fotodiodo. La salida del receptor se acopla mediante un cable especial del tipo SMA al osciloscopio a la entrada de 50 ohms.

Una vez que se tenía la señal visible en el osciloscopio se procedió a la medición de la relación señal/ruido y del ancho de banda del receptor. Se obtuvieron los siguientes resultados:

Potencia óptica incidente: - 40 dbm

Potencia de la señal moduladora: 4 dbm

Voltaje de polarización del APD: 132 volts

Voltaje pico a pico de la señal a la salida del receptor:

≈ 400 mV

Ancho de banda:  $F_c = 156 \text{ MHz}$

Relación s/r: 15 db (tomado a 10 MHz con señal  
senoidal)

Las pruebas se realizaron modulando al generador óptico con una señal analógica (senoidal); y las mediciones se obtuvieron tomando promedios de 10 valores con el osciloscopio excepto para la lectura del ruido RMS.

## V.2 Pruebas al Filtro.

Al filtro se le aplicaron básicamente dos pruebas que son:

- . respuesta al impulso
- . respuesta en frecuencia

La primera de ellas se realizó utilizando un generador de impulsos AVTECH y observando la respuesta del filtro en el osciloscopio. Desgraciadamente por condiciones del generador de impulsos, la señal alimentada al filtro se encontraba distorsionada y por consiguiente la respuesta difería de la esperada, sin embargo, cabe hacer notar que los cruces por cero coincidían con los teóricos calculados. Se optó por tanto en observar la respuesta al pulso. Los pulsos se obtuvieron mediante un generador de patrones (HP 3780 A). Los resultados nuevamente coinciden con los teóricos pues los cruces por cero se encontraron equidistantes y con una separación aproximada de 6 nano seg. (teórico  $\approx 5.95 \text{ n seg.}$ )

Finalmente se realizó una medición de la respuesta del filtro en el dominio de la frecuencia. Se tomaron valores del nivel de la señal a diferentes frecuencias; los datos obtenidos se reportan en la siguiente gráfica:

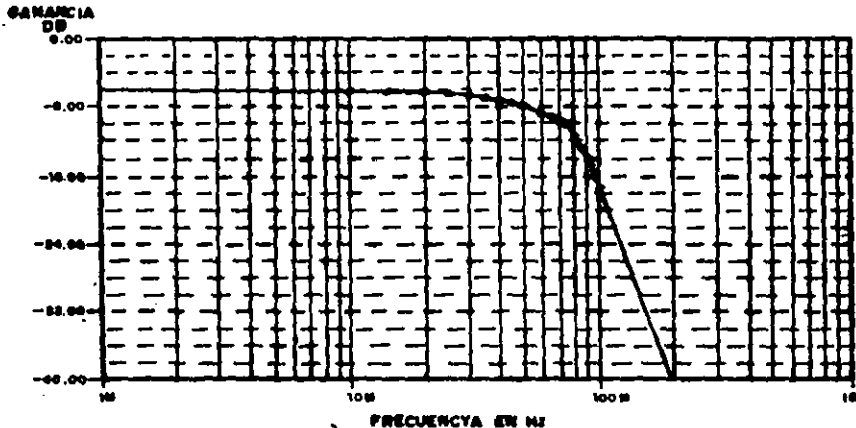


FIG.5.2

Se observa un comportamiento muy similar al presentado en el análisis teórico del filtro.

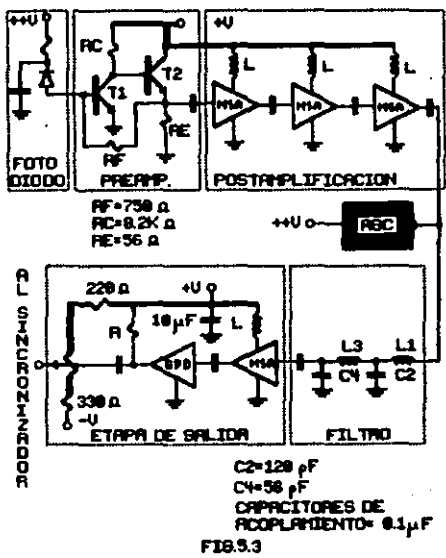
### V.3 Pruebas al Sistema Completo.

Para poder realizar una prueba al sistema global y poder ajustar la respuesta en el óptimo para mínima ISI, se requiere de un generador de patrones que envíe cadenas de pulsos pseudoaleatorios a una tasa de 168 Mbits/seg. Desafortunadamente no se dispone de dicho generador de

patrones y por tanto no se puede generar el diagrama de ojo para determinar la interferencia intersimbólica total.

Se decidió entonces por realizar la prueba final a una velocidad de transmisión menor: 34 Mbits/seg. utilizando código 1B-2B lo que arroja una velocidad de transmisión de línea de 68 Mbits/seg. Desde luego, tuvo que diseñarse un nuevo filtro que fuera acorde con la velocidad de transmisión.

El diagrama eléctrico total del circuito bajo prueba se muestra a continuación:





En el esquema anterior se distinguen seis etapas fundamentales que son:

- 1) fotodiodo (conversión optoelectrónica)
- 2) preamplificador (presenta bajo ruido)
- 3) postamplificación (ganancia al nivel de la señal)
- 4) filtro (reduce la banda al mínimo y evita ISI)
- 5) etapa final (prepara el nivel de la señal para acoplarse con la siguiente etapa)
- 6) AGC (garantiza un nivel constante de la señal a la salida)

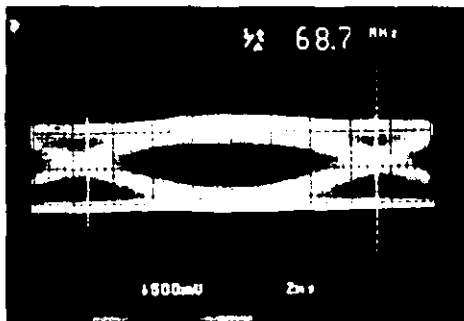
Los valores de los capacitores del filtro difieren de aquellos que se obtendrían siguiendo el proceso teórico descrito en el capítulo III punto # 3.2. Esto es debido a que los componentes del filtro se ajustaron de forma que el sistema completo presentara mínima ISI. Las bobinas se realizaron con núcleo variable para poder efectuar el ajuste citado.

La respuesta final del sistema se puede observar en la fotografía tomada la diagrama de ojo. Dicho diagrama se generó mediante una cadena de pulsos pseudoaleatorios de: 32767 pulsos.

Po = -40 dbm

P mod. = 4 dbm

cadena de 2<sup>15</sup> pulsos  
pseudosaleatorios



Finalmente se puede apreciar en la siguiente fotografia una comparación entre la cadena de pulsos que entrega el generador de patrón, y la misma cadena obtenida a la salida del receptor.

Arriba: cadena de pulsos que entrega el generador de patrón.

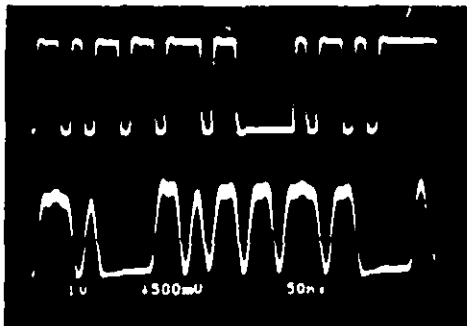
cadena de  $2^9 - 1 = 511$  pulsos

Abajo: misma cadena obtenida a la salida del receptor.

Po = -40 dbm

La diferencia de 150 nseg. que se aprecia entre las dos cadenas es debida a que se extrajo la señal del generador de patrón de una salida auxiliar la cual se encuentra retrasada

con respecto de la principal. Lo anterior se hizo con el fin de no demandar excesiva corriente de la salida principal del generador.



#### V.4 Conclusiones.

##### V.4.1 Preamplificador:

Durante el transcurso de los experimentos se encontró una gran correspondencia entre el comportamiento del amplificador de transimpedancia y el modelo presentado en el primer capítulo de esta tesis.

Se probaron diversos transistores para la implementación del preamplificador entre los que figuran:

ECG 63	BFR 92
BFR 90	BFR 96
BFR 91	

Todos ellos presentan características muy similares y no se encontró diferencia sustancial en su desempeño en el preamplificador. Si se quiere minimizar el espacio físico del preamplificador, los transistores BFR 92 serían los indicados; en caso contrario, se recomienda el transistor más económico y más fácil de localizar.

Se encontró también que para frecuencias de corte superiores a los 50 MHz aproximadamente el polo dominante es aquel establecido por  $R_{eq}$  y  $C_{eq}$ ; donde:  $R_{eq} = R_c // (\beta (R_f // R_e))$  y  $C_{eq} = C_{bc1}$  ya que por condiciones de polarización  $C_{bc1} > C_{bc2}$ .

Para que la aseveración anterior se cumpla, es necesario que el voltaje de polarización inversa del diodo b-c en T2 sea grande (mayor que el correspondiente de T1). El valor de  $R_{eq}$  está básicamente determinado por el resistor  $R_e$ , así que si se desea recorrer la frecuencia de corte de este polo se puede utilizar un capacitor de paso en el emisor de T2 como se muestra:

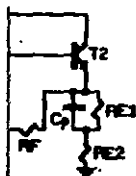


FIG. 54

En el diagrama anterior, hágase:

$$RE1 + RE2 = RE$$

Cp debe presentar baja reactancia a la mínima frecuencia de interés

De esta forma se obtiene:

- 1) una frecuencia de corte básicamente regida por beta RE2 y Cbc1
- 2) una lógica disminución de la ganancia
- 3) se mantiene constante la polarización del circuito

#### V.4.2 Postamplificación:

Los circuitos integrados de HF utilizados en la postamplificación presentan buena estabilidad, ganancia y características de ruido. Su modo de empleo es mucho más simple que los amplificadores convencionales y su costo no es muy elevado.

El uso de tales amplificadores en este tipo de aplicación resulta muy conveniente pues sus características se acoplan a las necesidades estipuladas:

- presentan buena ganancia
- tienen gran ancho de banda
- se pueden conectar en cascada
- presentan bajo ruido
- acoplamiento de impedancia en 50 ohms
- polarización simple
- buena disipación de potencia

Solamente se requieren precauciones en su manipulación para no dañarlos por electricidad estática y desacoplarlos correctamente de la fuente según las recomendaciones observadas en el capítulo II.

#### V.4.3 Filtro:

El filtro es un elemento fundamental en el funcionamiento del receptor. Presenta diversos problemas al implementarlo como:

- . dificultad para fabricar las bobinas
- . problema para medir el valor de las bobinas en la frecuencia de trabajo
- . falta de consistencia mecánica de las bobinas
- . problemas para apegar el valor de las capacitancias al teórico, utilizando valores comerciales

También se tuvieron problemas al momento de caracterizar la respuesta del filtro por la falta de un generador de impulsos adecuado y de un generador de patrón que transmitiera cadenas de pulsos a la velocidad deseada.

#### V.4.4 Fotodiodo:

El fotodiodo de avalancha APD aumenta considerablemente la sensibilidad del receptor con respecto de la que se obtendría si se utilizara un fotodiodo PIN.

Un elemento básico en el funcionamiento del APD es la fuente de alimentación. Esta debe presentar el menor rizo posible a fin de no acoplar ruido al sistema a través del

fotodetector.

El convertidor DC/DC utilizado en este caso presenta magnificas características de ruido. El rizo aproximado para una salida de 150 volts es de 4.5 mV y la relación de voltaje de control a voltaje de salida es sumamente lineal.

Convertidor: marca - Analog Modules, INC.

modelo - DPS 12 - 300

Fotodiodo APD: marca - Fujitsu

modelo - FPD 08R32WS

Para valores de polarización superiores a 150 V, la ganancia del fotodiodo aumenta considerablemente y conviene instalar una protección para no dañar el dispositivo por un voltaje inverso excesivo.

#### V.4.5 Conclusión general:

Se presentó el diseño y construcción de un receptor óptico a 140 Mbits/seg. De acuerdo a las pruebas y simulaciones realizadas se observa que tanto las etapas activas como el filtro cumplen con los requerimientos para recepción a la velocidad mencionada.

El ancho de banda del receptor, los acoplamientos entre las etapas y el funcionamiento global del receptor se logró sin la necesidad de técnicas especiales y sofisticadas. Se tiene así un equipo económico, confiable y reproducible que presenta buena sensibilidad y respuesta en comunicación

digital por fibra óptica.

Finalmente resta comentar que la sensibilidad del receptor está dictaminada principalmente por el fotodetector. El ruido que presenta el circuito es aproximadamente un orden de magnitud menor que el del APD.

$$\begin{array}{l} \text{-----} \\ I_{\text{circuito}} = 7.094 * 10^{-15} \quad [A] \end{array}$$

$$\begin{array}{l} \text{-----} \\ I_{\text{APD}} = 4.83 * 10^{-14} \quad [A] \end{array}$$

De esta forma aun cuando se mejorara sustancialmente la característica de ruido del preamplificador, el efecto que se tendría sobre la relación s/r y por tanto sobre la probabilidad de error sería mínimo. Pero si se tiene una corriente de ruido del circuito comparable o mayor que la del fotodiodo, se vería afectado en buena medida el desempeño del receptor.



**BIBLIOGRAFIA:**

\* Adama A., Lind L.F.: "Design of -low intersymbol interference partial response data transmission filters", I.E.E. Proceedings. Vol. 133. Pt.G.No.4 pp.195-202.

Agosto 1988.

\* Nader S.E., Lind L.F.: "Optimal data transmission filters", I.E.E.E. Transactions on circuits and systems. Vol. cas-26. No.1. pp.36-45.

Enero 1979.

\* Adama A., Lind L.F.: "Intersymbol interference and timing jitter performance of realisable data transmission filters", I.E.E. Proceedings. Vol.133. Pt.F.No.1 pp.21-24

Febrero 1986.

\* El-Diwany M.H., Roulston D.J., Chamberlain S.G.: "Design of low noise bipolar transimpedance preamplifiers for optical receivers", I.E.E. Proc. Vol.128.Pt.G.No.6 pp.299-305. Diciembre 1981.

\* Unwin R.T.: "A high speed optical receiver", Optical and Quantum Electronics 14. pp.61-68. 1982.

\* Smith R.G., Personick S.D.: "Receiver design for optical fiber communication systems", Topics in applied physics 4. pp.89-160. 1980.

\* Pineda D., Byrd R.: "Diseño y construcción de un receptor digital para fibras ópticas a 34 Mb/s", Departamento de comunicaciones, I.E.E. México 1988.

\* Angelo E.G.: "Electronics: BJTs, FETs, and microcircuits", Mc. Graw Hill, Inc. 1989.

\* Ott H. W.: "Noise reduction techniques in electronic systems", Bell telephone laboratories, Inc. 1978.

\* Keiser Gerd: "Optical fiber communications", International student edition, Mc. Graw Hill book company, 1983.