



Universidad Nacional Autónoma de México

FACULTAD DE INGENIERIA

SISTEMA DE TRANSMISION Y RECEPCION DE SEÑALES
DE VIDEO, AUDIO Y DATOS POR FIBRA OPTICA

T E S I S
QUE PARA OBTENER EL TITULO DE :
INGENIERO EN COMPUTACION
P R E S E N T A :
JOSE GABRIEL URZAIZ LARES

DIRECTOR:
DR. FRANCISCO JAVIER MENDIETA JIMENEZ

MEXICO, D.F.

1986



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

PRÓLOGO

La transmisión de señales de video, audio y datos por fibras ópticas es un campo de gran interés actualmente, dadas las ventajas que ofrece este medio de comunicación: gran ancho de banda, baja atenuación, inmunidad a interferencia electromagnética, tamaño y peso reducidos, costo competitivo, etc.

Los sistemas que existen actualmente utilizan configuraciones en las que la señal de video modula en frecuencia a una subportadora, la que a su vez modula en intensidad a la señal de luz generada por el emisor óptico hacia la fibra.

El problema de estos sistemas es que, dado el gran ancho de banda requerido, necesitan un emisor laser, lo que implica altos costos y gran complejidad en los circuitos de emisión y recepción, en oposición con los sistemas basados en diodos electroluminiscentes, de precio muy inferior y circuitería asociada más simple, pero que operan deficientemente a esas altas frecuencias.

Para poder utilizar estos últimos dispositivos simples, es necesario transmitir el video en banda base, siendo el sistema entonces más vulnerable a las no linealidades inherentes a la fuente óptica y demás elementos del enlace. Se hace en este caso necesario utilizar técnicas de compensación para garantizar la linealidad del sistema.

El propósito de este trabajo es el diseño, realización experimental y caracterización de un equipo de transmisión y recepción de señales de video, audio y datos, utilizando elementos ópticos convencionales de bajo costo (diodos electroluminiscentes, fotodiodos p.i.n.) incluyendo las etapas de linealización, conversión optoelectrónica, amplificación, filtraje, énfasis y restitución de la componente de corriente directa.

El documento se divide en seis capítulos:

1. **INTRODUCCION:** Se describen los problemas que se presentan en una comunicación por fibra óptica (la atenuación y la distorsión) y sus efectos en la linealidad del sistema.
2. **DISEÑO DEL SISTEMA:** Se definen los requerimientos, se analizan alternativas y se decide utilizar un esquema de transmisión analógica con la aplicación de las técnicas de énfasis y predistorsión complementaria para mejorar la linealidad del sistema.
3. **EL TRANSMISOR:** Se incluye el detalle del transmisor, explicándose cada uno de sus componentes: acoplamiento, mezcla de señales, énfasis, corrección de diferencias de ganancia y fase y excitador del LED.
4. **EL RECEPTOR:** Se describen los elementos del receptor: detección, preamplificación, control automático de ganancia y recuperación de señales.
5. **MEDICIONES:** Se presentan los resultados de la caracterización del equipo desarrollado, incluyéndose mediciones cuantitativas y cualitativas.
6. **CONCLUSION:** Se explican las características y las ventajas del sistema y se discute sobre el posible trabajo futuro.

Se incluye también un anexo de especificaciones de los componentes optoelectrónicos utilizados.



CONTENIDO

1.0	INTRODUCCION.	1
1.1	La atenuación en un sistema de comunicación por fibra óptica.	1
1.2	La distorsión en un sistema de comunicación por fibra óptica.	1
1.2.1	La distorsión en la fibra.	2
1.2.2	La distorsión en la fuente emisora de luz.	2
1.2.3	La distorsión en el fotodetector.	4
1.3	Medición de no linealidades.	5
1.4	REFERENCIAS DEL CAPITULO.	6
1.5	BIBLIOGRAFIA DEL CAPITULO.	6
2.0	DISEÑO DEL SISTEMA.	8
2.1	Definición de requerimientos.	8
2.2	Análisis de alternativas.	9
2.2.1	Sistema digital.	9
2.2.2	Sistema analógico.	9
2.3	Diseño.	9
2.3.1	Técnicas de linealización.	9
2.3.1.1	Aprovechamiento de la parte lineal de la característica del LED.	10
2.3.1.2	Enfasis.	10
2.3.1.3	Distorsión complementaria.	11
2.3.1.4	Contrarreacción optoelectrónica.	13
2.3.1.5	Corrección por defasamiento.	14
2.3.1.6	Precorrección optoelectrónica.	15
2.3.1.7	"Quasi-feedforward".	16
2.3.1.8	Otras.	17
2.3.2	Análisis comparativo de las técnicas de linealización.	17
2.3.3	Diagrama de bloques del sistema.	18
2.4	REFERENCIAS DEL CAPITULO.	19
2.5	BIBLIOSGRAFIA DEL CAPITULO.	20
3.0	EL TRANSMISOR.	21
3.1	Diagrama de bloques del transmisor.	21
3.2	Realización experimental.	22
3.2.1	Acoplamiento de señales.	22
3.2.1.1	Acoplamiento de entrada para video.	22
3.2.1.2	Acoplamiento de entrada para audio.	23
3.2.1.3	Acoplamiento de entrada para datos.	23
3.2.2	Mezcla de señales.	25
3.2.3	Preacentuación (énfasis).	29
3.2.4	Corrección de diferencias de ganancia.	31
3.2.5	Corrección de diferencias de fase.	37
3.2.6	Excitador del LED.	42
3.3	Construcción del prototipo.	43
3.4	REFERENCIAS DEL CAPITULO.	43
3.5	BIBLIOGRAFIA DEL CAPITULO.	44

4.0	EL RECEPTOR.	46
4.1	Diagrama de bloques.	46
4.2	Detección y preamplificación.	47
4.3	Control automático de ganancia.	47
4.4	Recuperación de la señal de video.	47
4.5	Recuperación de la señal de audio (o datos).	48
4.5.1	Amplificador portadora de 10.7 MHz.	48
4.5.2	Demodulador.	48
4.5.3	Amplificador de salida.	48
4.6	Construcción del prototipo.	49
4.7	BIBLIOGRAFIA DEL CAPITULO.	49
5.0	MEDICIONES.	50
5.1	Respuesta en frecuencia.	52
5.2	Linealidad.	54
5.2.1	No linealidad en luminancia.	54
5.2.2	Intermodulación luminancia a crominancia.	56
5.3	Relación señal a ruido.	58
5.4	Sensibilidad.	58
5.5	Atenuación transmisor-receptor.	59
5.6	Rango dinámico.	59
5.7	Variaciones con la temperatura.	59
5.8	Continuidad en el servicio.	59
5.9	Mediciones cualitativas.	60
5.9.1	Distorsión en baja frecuencia.	60
5.9.2	Distorsión en tiempo de campo.	61
5.9.3	Calidad de color.	61
5.10	Mediciones sobre el canal de audio (o datos).	64
5.10.1	Respuesta en frecuencia.	64
5.10.2	Relación señal a ruido.	64
5.11	REFERENCIAS DEL CAPITULO.	64
5.12	BIBLIOGRAFIA DEL CAPITULO.	64
6.0	CONCLUSION.	66
7.0	ANEXO: ESPECIFICACIONES DE COMPONENTES.	68

1.0 INTRODUCCION.

Los principales problemas que se presentan en una comunicación por fibra óptica son la atenuación y la distorsión.

1.1 LA ATENUACIÓN EN UN SISTEMA DE COMUNICACIÓN POR FIBRA ÓPTICA.

La atenuación es la medida de la eficiencia de la fibra para transmitir la energía luminosa sobre una distancia determinada. Se mide en dB/km en una cierta longitud de onda, y es debida a:

1. absorción (pérdidas en calor):
 - a. intrínseca; ó
 - b. extrínseca, y
2. difusión (pérdidas en radiación):
 - a. intrínseca;
 - b. por heterogeneidades del vidrio;
 - c. por no idealidades en la distribución radial del índice de refracción; ó
 - d. por presencia de conectores y empalmes en el enlace.

1.2 LA DISTORSIÓN EN UN SISTEMA DE COMUNICACIÓN POR FIBRA ÓPTICA.

La distorsión se presenta en general en todos los componentes del sistema, pero principalmente en:

1. la fibra;
2. la fuente emisora de luz; y
3. el fotodetector.

1.2.1 La distorsión en la fibra.

La distorsión lineal en la fibra se debe a dispersión, que puede ser de tres tipos:

1. modal: debida a la diferencia de velocidades de viaje de los modos que se propagan;
2. del material: porque el vidrio es un material dispersivo; ésto es, cambia su índice de refracción con la longitud de onda; campos de diferente longitud de onda tienen diferente velocidad de propagación en el material; ó
3. de gufa de onda: dispersión cromática debida al ancho espectral de la fuente de luz.

1.2.2 La distorsión en la fuente emisora de luz.

Aún cuando la generación de potencia óptica en un LED (o un LASER) es inherentemente un proceso lineal, en el que un solo fotón es generado por cada electrón incidente, muchos factores de muy variados orígenes causan no linealidades en este fenómeno.

La distorsión se refleja en la relación no lineal entre la potencia óptica total de la fuente y la corriente que se le suministra.

Para describir el comportamiento del LED usamos la siguiente expresión:

$$p = c + k_1 i^2 + k_2 i^3 + k_3 i^3$$

donde: p es la potencia óptica generada;
i es la corriente suministrada al LED; y
c, k₁, k₂ y k₃ son constantes.

Una excitación senoidal puede ser usada para caracterizar la no linealidad. Considérese una entrada:

$$i = A \cos(a) + B \cos(b) + C \cos(c)$$

donde: a = 2 π f_a t;
b = 2 π f_b t; y
c = 2 π f_c t.

Se tendrán entonces:

Componentes de primer orden:

$$k_1 i = k_1 A \cos(a) + k_1 B \cos(b) + k_1 C \cos(c)$$

Componentes de segundo orden:

$$k_2 i^2 = \frac{(k_2 A)^2}{2} + \frac{(k_2 B)^2}{2} + \frac{(k_2 C)^2}{2}$$

$$+ k_2 A B \cos(a+b) + k_2 A B \cos(a-b) + k_2 A C \cos(a+c) + k_2 A C \cos(a-c) + k_2 B C \cos(b+c) + k_2 B C \cos(b-c)$$

(componentes de diferencias de frecuencias)

$$+ \frac{\cos(2a) (k_2 A)^2}{2} + \frac{\cos(2b) (k_2 B)^2}{2} + \frac{\cos(2c) (k_2 C)^2}{2}$$

(componentes de la segunda armónica)

Componentes de tercer orden:

$$k_3 i^3 = \frac{(k_3 A \cos(3a))^3}{4} + \frac{(k_3 B \cos(3b))^3}{4} + \frac{(k_3 C \cos(3c))^3}{4}$$

(componentes de la tercera armónica)

$$+ \frac{(k_3 A B \cos(2a+b))^3}{4} + \frac{(k_3 A B \cos(2a-b))^3}{4} + \frac{(k_3 A C \cos(2a+c))^3}{4} + \frac{(k_3 A C \cos(2a-c))^3}{4} + \frac{(k_3 B A \cos(2b+a))^3}{4} + \frac{(k_3 B A \cos(2b-a))^3}{4}$$

$$\begin{aligned}
& + (k_3 B C \cos(2b+c)) (3/4) \\
& + (k_3 B^2 C \cos(2b-c)) (3/4) \\
& + (k_3 C A \cos(2c+a)) (3/4) \\
& + (k_3 C^2 A \cos(2c-a)) (3/4) \\
& + (k_3 C B \cos(2c+b)) (3/4) \\
& + (k_3 C^2 B \cos(2c-b)) (3/4) \\
& + (k_3 A B C \cos(a+b+c)) (3/2) \\
& + (k_3 A B C \cos(a+b-c)) (3/2) \\
& + (k_3 A B C \cos(a-b+c)) (3/2) \\
& + (k_3 A B C \cos(a-b-c)) (3/2) \\
& + (k_3 A^3 \cos(a)) (3/4) \\
& + (k_3 B^3 \cos(b)) (3/4) \\
& + (k_3 C^3 \cos(c)) (3/4) \\
& + (k_3 A B^2 \cos(a)) (3/2) \\
& + (k_3 A C^2 \cos(a)) (3/2) \\
& + (k_3 B A^2 \cos(b)) (3/2) \\
& + (k_3 B C^2 \cos(b)) (3/2) \\
& + (k_3 C A^2 \cos(c)) (3/2) \\
& + (k_3 C B^2 \cos(c)) (3/2)
\end{aligned}$$

1.2.3 La distorsión en el fotodetector.

Se ha determinado que la distorsión no lineal generada por el fotodetector es despreciable en comparación con la del LED (ver referencia 1). El efecto degradante en el fotodetector es el ruido, que puede ser:

1.- Ruido cuántico (o ruido de disparo):

$$\begin{aligned}
i_q^2 & = \text{intensidad promedio de la fotocorriente de} \\
& \text{ruido cuántico.} \\
& = 2 e g I_o F_d B
\end{aligned}$$

donde: e es la carga del electrón;
 I_o es la fotocorriente correspondiente a la potencia óptica;
 B es el ancho de banda de la señal en banda base;
 F_d es el factor de ruido en exceso del fotodiodo, debido a estadísticas de generación-recombinación y mecanismo de ganancia de avalancha. Es igual a g elevado a la x donde x es aproximadamente 0.5 para dispositivos de silicio y 0.8 para dispositivos de germanio; y
 g es la ganancia de avalancha del fotodetector.

2.- Ruido térmico (o ruido Johnson):

$$i_t^2 = (4 k T B F_t) / R_{eq}$$

-23

donde: k es la constante de Boltzmann (1.38×10^{-23} J/K);
 T es la temperatura absoluta en K;
 R_{eq} es la resistencia de carga equivalente del fotodetector; y
 F_t es el factor de ruido de los amplificadores en banda base.

3.- Ruido de disparo, asociado con la corriente de oscuridad en el fotodispositivo:

$$i_d^2 = 2 e g I_d F_d B$$

donde: I_d es la corriente de oscuridad primaria del detector que surge de la excitación térmica de los pares electrón-hueco en el material fotoeléctrico.

El ruido total es:

$$i_n^2 = i_q^2 + i_t^2 + i_d^2$$

$$= (2 e F_d B g) (I_o + g I_d) + (4 k T B F_t) / R_{eq}$$

1.3 MEDICIÓN DE NO LINEALIDADES.

La atenuación y la distorsión se manifiestan finalmente como alteraciones en fase, frecuencia y amplitud.

1.4 REFERENCIAS DEL CAPITULO.

- 1.- Measurement of nonlinear distortion in photodiodes.
T.Ozeki, E.H.Hara.
Electronics letters.
Febrero 5, 1976.
Vol 12 No 3.
Páginas 80-81.

1.5 BIBLIOGRAFIA DEL CAPITULO.

- 1.- Conception des liaisons par fibres optiques.
M.Rousseau.
Cours ENST. France.
1979.
- 2.- Transmission de signaux analogiques sur fibres optiques.
G.Roullet, G.Folck, B.Jarret.
Revue technique Thomson - CSF.
Vol 14 no 2.
Junio 1982.
- 3.- Transmission sur fibres optiques.
M.D.Hui Bon Hoa.
Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications.
Formation continue.
1980.
- 4.- Apuntes del curso de Telecomunicaciones Vía Fibras
Opticas.
División de Educación Continua.
Facultad de Ingeniería, U.N.A.M.
México, D.F. abril 1986.
- 5.- Systems analysis and design of a fiber optic VSB-FDM
system for video trunking.
D.Chan and T.M.Yuen.
IEEE Transactions on Communications.
Julio 1977.
Páginas 680-686.
- 6.- Analysis of LED nonlinear distortions.
K.Asatani and T.Kimura.
IEEE Transactions on Electron Devices.
Vol ED25 No 2.
Febrero 1978.

- 7.- The nonlinearity of double-heterostructure LED's for optical communications.
T.P.Lee.
Proceedings of the IEEE.
Vol 65 No 9.
Septiembre 1977.
Páginas 1408-1410.
- 8.- Frequency and bias dependence of video distortion in burrus-type homostructure and heterostructure LED's.
R.W.Dawson.
IEEE Transactions on Electron Devices.
Vol ED25 No 5.
Mayo 1978.
Páginas 550-551.
- 9.- The decibel relationship between amplifier distortion products.
K.A.Simmons.
Proceedings of the IEEE.
Vol 58 No 7.
Julio 1970.
Páginas 1071-1086.
- 10.- Quantum noise properties of superluminescent diodes.
A.M.Yurek, H.F.Taylor, L.Goldberg and J.F.Weller.
Naval Research Laboratory.
Washington, D.C.
- 11.- Low coherence LASER for analog systems use.
Dr.C.F.Clarke, Dr.M.C.Hales, J.Walters, H.H.Nathan and A.Laughton.
Laser focus / electro optics.
Junio 1985.
Páginas 102-110.

2.0 DISEÑO DEL SISTEMA.

2.1 DEFINICIÓN DE REQUERIMIENTOS.

El objetivo es lograr un sistema que permita la comunicación unidireccional de un canal de video, uno de audio y uno de datos.

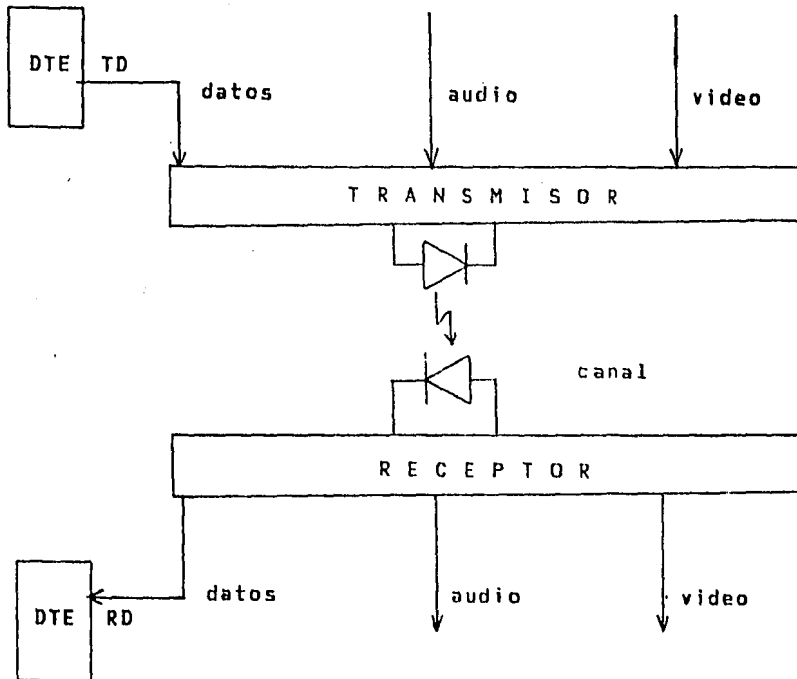


Figura 1: Definición de requerimientos.

2.2 ANÁLISIS DE ALTERNATIVAS.

2.2.1 Sistema digital.

Los sistemas digitales permiten manejar directamente señales nativamente digitales (ej. datos) y también señales originalmente analógicas (ej. video y audio) muestreando la señal y codificándola digitalmente.

2.2.2 Sistema analógico.

Puede pensarse que es mejor digitalizar las señales analógicas a fin de reducir problemas de atenuación y distorsión de la señal; sin embargo, desde el punto de vista económico resulta más atractiva la eliminación de los conversores analógico-digitales y digital-analógicos.

Además, los sistemas digitales requieren de mayor ancho de banda que los analógicos para el mismo número de canales debido a la necesidad de asegurar la correcta representación digital de las señales mediante la aplicación del teorema de Nyquist, y a la de utilizar una cantidad suficiente de bits de codificación.

2.3 DISEÑO.

2.3.1 Técnicas de linealización.

En el caso de un sistema analógico es muy importante considerar la calidad de la transmisión para lograr buenos resultados. Para aplicaciones de corta distancia y con anchos de banda pequeños, la linealidad de la fuente emisora de luz (LED o LASER) generalmente es aceptable; sin embargo, en muchos casos es conveniente y a veces necesario garantizar la linealidad del sistema.

Al respecto se ha desarrollado una serie de técnicas que van desde las muy sencillas hasta las más elaboradas. Algunas de las más conocidas son las siguientes:

2.3.1.1 Aprovechamiento de la parte lineal de la característica del LED.

Esta técnica se basa en el hecho de que al agregar una resistencia en paralelo, se aumenta la parte lineal de la característica del LED.

(ver referencia 1).

2.3.1.2 Énfasis.

Es una simple técnica de linealización que no requiere dispositivos ópticos adicionales. La corriente del excitador es preénfatizada por un circuito insertado entre la fuente de señal y el excitador del LED. La señal óptica generada es detectada y amplificada por el receptor, y con un circuito de deénfasis, que restablece la señal preénfatizada a su forma original.

Los circuitos de preénfasis y deénfasis consisten tan sólo de filtros resistivos y capacitivos.

La no linealidad debida al calentamiento de la capa activa es más grande en frecuencias menores (a unas cuantas decenas de kilohertz). Esto es porque la constante de tiempo térmica de un LED es usualmente del orden de microsegundos.

El énfasis hace la magnitud de las frecuencias menores a 100 kilohertz 10 decibeles mas pequeña que otras frecuencias; se reduce la magnitud de las frecuencias bajas en relación con las altas.

(ver referencia 2).

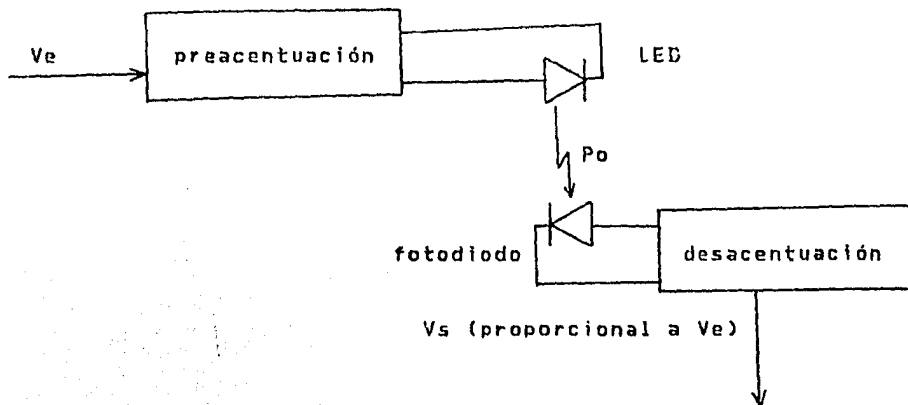


Figura 2: Enfasis.

2.3.1.3 Distorsión complementaria.

La reducción de la distorsión usando este método es lograda mediante la introducción de una distorsión de compensación en el sistema, incluyendo dispositivos no lineales adicionales.

Hay dos métodos posibles por los que este tipo de compensación se logra: pre-distorsión y post-distorsión.

En la compensación por post-distorsión la distorsión complementaria es acoplada a la señal distorsionada original.

Resultados comparables pueden ser obtenidos si la señal, antes de pasar por el sistema no lineal es intencionalmente pre-distorsionada.

(ver referencias 3 y 4).

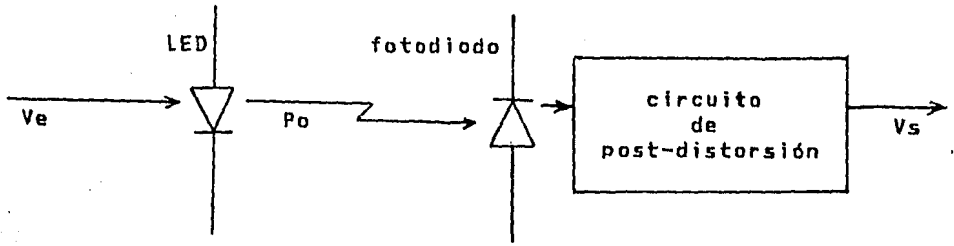


Figura 3: Post-distorsión complementaria.

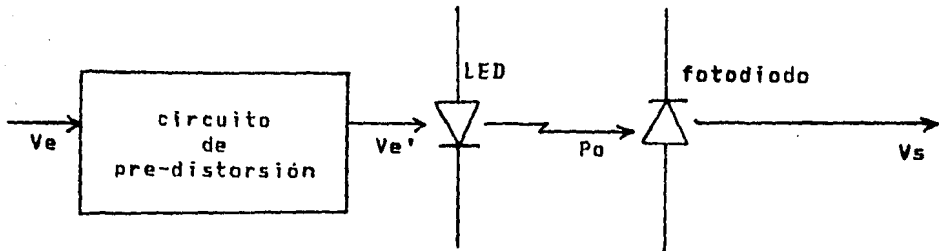


Figura 4: Pre-distorsión complementaria.

2.3.1.4 Contrarreacción optoelectrónica.

(También llamada Realimentación Negativa).

En este arreglo un fotodiodo es posicionado cerca de la fuente de luz, para monitorear la señal óptica y proveer la señal de realimentación necesaria.

La cantidad de compensación de la distorsión es determinada por la ganancia del lazo de realimentación y la linealidad de los componentes.

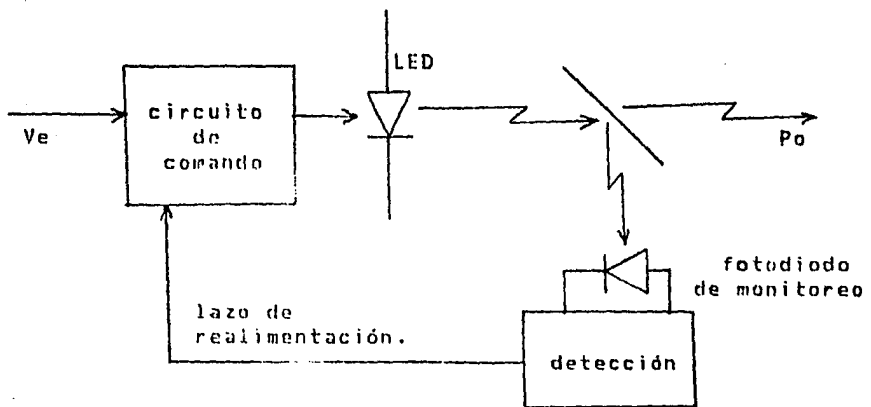


Figura 5: Contrarreacción optoelectrónica.

2.3.1.5 Corrección por defasamiento.

(También llamada Compensación Selectiva de Armónicas).

Este método emplea una técnica de corrimiento de fase para lograr la compensación selectiva de armónicas en un par de LED's con características similares (incluso se debe tener similitud en los parámetros y características de acoplamiento de la fibra).

La señal de entrada es dividida en dos partes iguales aproximadamente, corridas en fase una con respecto a la otra. Estas señales después modularán los dos LED's.

Es posible demostrar que la segunda (tercera) armónica es cancelada usando un corrimiento de fase de 90 (60) grados.

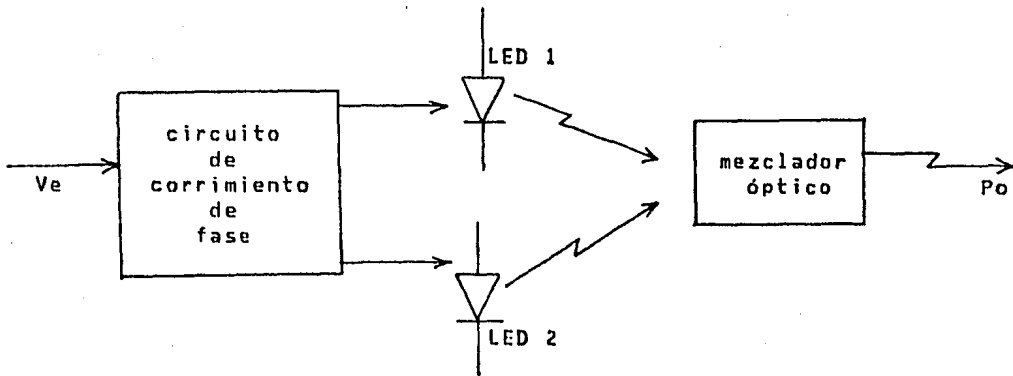


Figura 6: Corrección por defasamiento.

2.3.1.6 Precorrección optoelectrónica.

(También conocida como "Feedforward").

La compensación de distorsión es lograda mediante el aislamiento de la distorsión producida en un circuito no lineal dado y la inyección de la señal de error procesada, que regresa al circuito.

El sistema óptico de "feedforward" requiere de un fotodiodo de monitoreo situado junto al LED, un circuito de proceso del error y un segundo LED que genera la señal óptica compensadora (esta señal es sumada a la señal original a través de un mezclador óptico).

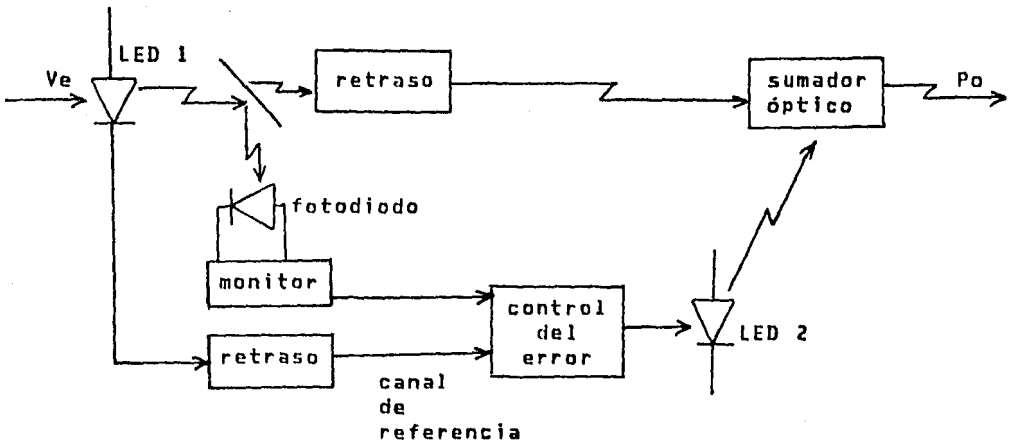


Figura 7: Precorrección optoelectrónica.

2.3.1.7 "Quasi-feedforward".

Las características de las técnicas de "feedforward" y pre-distorsión son combinadas.

La señal de entrada modula dos LED's apareados, ambos generando igual cantidad de distorsión. Con la ayuda del camino de señal de referencia de distorsión del LED 1 es aislada, invertida y llevada al nivel requerido para crear una señal compensadora igual en amplitud pero opuesta de signo a la distorsion del LED 2.

La compensación es lograda pues, por pre-distorsión de la señal moduladora. Un LED genera señales de error que pre-distorsionan la corriente que alimenta al LED principal.

(ver referencia 5).

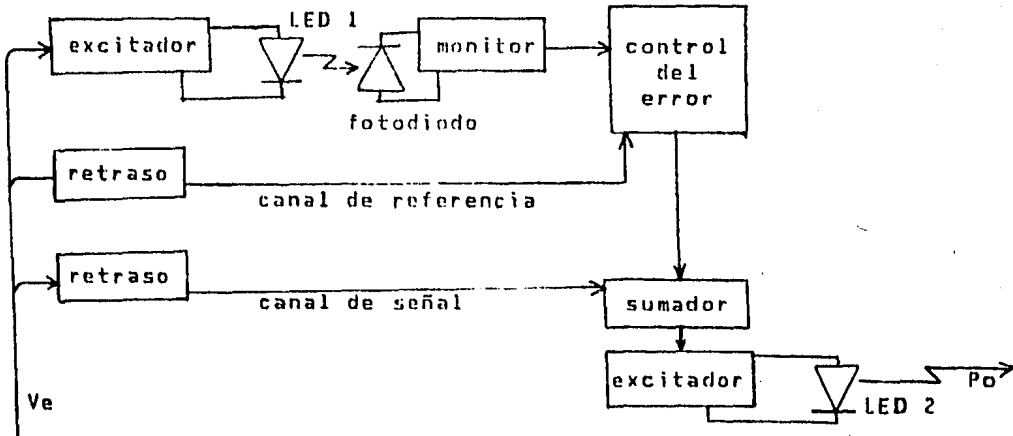


Figura 8: "Quasi-feedforward".

2.3.1.8 Otras.

Existen otras técnicas de linealización de menor importancia. (ver referencias 6, 7, 8 y 9).

2.3.2 Análisis comparativo de las técnicas de linealización.

1. **APROVECHAMIENTO DE LA PARTE LINEAL DE LA CARACTERISTICA DEL LED:** Es una técnica simple que proporciona buena linealidad pero con una relación señal a ruido pobre por el bajo índice de modulación.
2. **ENFASIS:** No requiere componentes ópticos adicionales. Requiere de dos filtros complementarios. No compensa del todo la no linealidad.
3. **DISTORSION COMPLEMENTARIA:** No se requiere ningún dispositivo óptico adicional. La cantidad de reducción de distorsión es teóricamente ilimitada. La distorsión se corrige con base en las características del circuito real; se tiene que ajustar en función de la dispersión de las características de los componentes del sistema. El circuito es simple.
4. **CONTRARREACCION OPTOELECTRONICA:** El circuito es complejo y delicado en frecuencias elevadas. El tiempo de respuesta del circuito de comando debe ser mayor que el período mínimo de la señal de entrada. Excesivo defasamiento en el lazo de realimentación. Se necesita una derivación óptica del emisor.
5. **CORRECCION POR DEFASAMIENTO:** Las ventajas de la compensación selectiva de armónicas son su simplicidad y su alto grado de cancelación de distorsión. Dados los diferentes requerimientos de corrimiento de fase impuestos para la cancelación de varias armónicas, una reducción simultánea de todas las armónicas no puede ser lograda; requiere de dos LED's para compensar la distorsión armónica de segundo o tercer orden. Si se quiere compensar simultáneamente segundo y tercer órdenes se requieren cuatro LED's.
6. **PRECORRECCION OPTOELECTRONICA:** La ventaja de usar esta técnica es que el ancho de banda del camino de muestreo es idéntico al del canal de la señal, y la compensación resultante no depende de las limitaciones en frecuencia del dispositivo, como en el caso de la realimentación negativa.

7. "QUASI-FEEDFORWARD": La cancelación de distorsión puede ser lograda en un amplio rango de corrientes de modulación.

2.3.3 Diagrama de bloques del sistema.

Con base en un criterio de simplicidad, bajo costo y calidad de transmisión, se determina la siguiente estructura para el sistema a desarrollar:

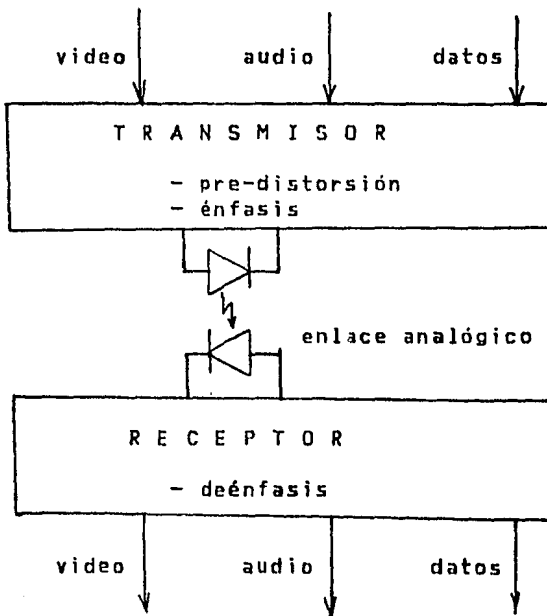


Figura 9: Diagrama de bloques del sistema.

2.4 REFERENCIAS DEL CAPITULO.

- 1.- Shunt diode extends linear range of LED.
R.W.Dawson.
Electronics.
Noviembre 10, 1977.
Página 119.
- 2.- Nonlinearity and its compensation of semiconductor LASER diodes for analog intensity modulation systems.
K.Asatani.
IEEE Transactions on Communications.
Vol COM28 No 2.
Febrero 1980.
Páginas 297-300.
- 3.- Linearization of LED nonlinearity by predistortions.
K.Asatani and T.Kimura.
IEEE Transactions on Electron Devices.
Vol ED25 No 2.
Febrero 1978.
Páginas 207-212.
- 4.- Nonlinear phase distortion and its compensation in LED direct modulation.
K.Asatani and T.Kimura.
Electronics letters.
Vol 13 No 6.
Marzo 17, 1977.
- 5.- Linearization of multichannel analog optical transmitters by Quasi-feedforward compensation technique.
R.E.Patterson, J.Straus, G.Blenman, T.Witkowicz.
IEEE Transactions on Communications.
Vol COM27 No 3.
Marzo 1979.
Páginas 582-588.
- 6.- LED linearisation for video bandwidth transmission employing a monolithically integrated PIN-PD.
Y.Sugimoto, T.Torikai, K.Makita, H.Ishihara, K.Minemura and K.Taguchi.
Electronics letters.
Agosto 2, 1984.
Vol 20 No 16.
Páginas 651-654.

- 7.- An optical LED transmitter for baseband video with JFET nonlinearity compensation.
L.P.de Jong, E.H.Nordholt.
Sensors and actuators.
5(1984).
Páginas 1-11.
- 8.- Linearity of light emitting diodes for analogue optical fibre links.
R.W.A.Ayre.
Telecom Australia Research Laboratories.
- 9.- Novel electro-optical feedback technique for noise and distortion reduction in high-quality analogue-optical transmission video signals.
A.van de Grijp, J.C.Koopman, L.J.Meuleman, A.J.A.Nicia, E.Roza, J.H.C.van Heuven.
Electronics letters.
Mayo 28 de 1981.
Vol 17 No 11.
Páginas 361-362.

2.5 BIBLIOGRAFIA DEL CAPITULO.

- 1.- Note technique NT-LAB/ROC/12.
Linéarisation de la caractéristique d'émission d'une diode électroluminescente; application à une transmission vidéo sur fibre optique.
A.Perchat, D.Hui Bun Hoa, Y.Guillausseau, Y.Joncour.
CNET, France.
1982.
- 2.- Linearized transmitters for optical communications.
J.Straus, O.I.Szentesi.
Bell Northern Research.
Ottawa, Canada.
Páginas 288-292.

3.0 EL TRANSMISOR.

3.1 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL TRANSMISOR.

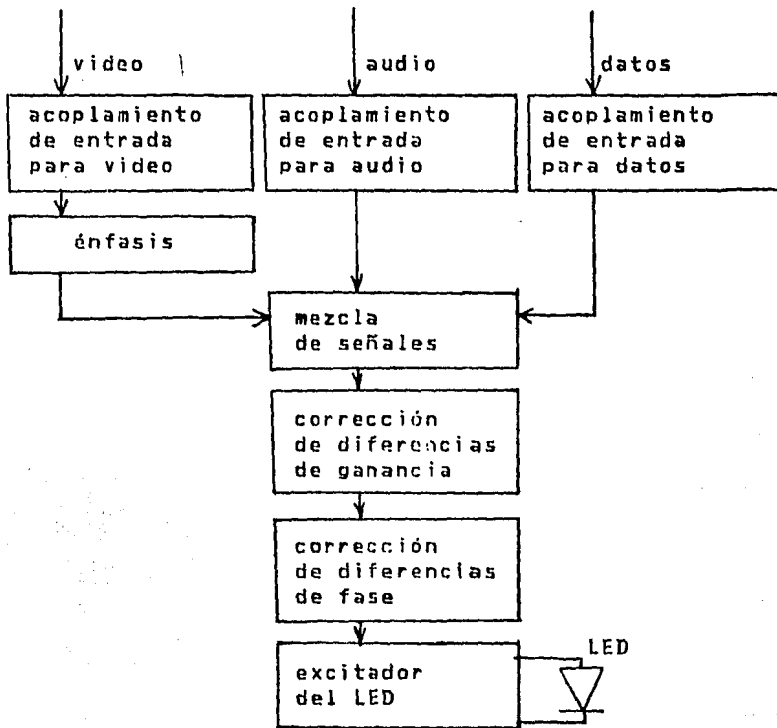


Figura 10: Diagrama de bloques del transmisor.

3.2 REALIZACIÓN EXPERIMENTAL.

3.2.1 Acoplamiento de señales.

3.2.1.1 Acoplamiento de entrada para video.

De acuerdo con el estándar de la EIA RS250-B (referencia 1), la señal de video debe tener las siguientes características:

1. nivel de la señal: 1.0 V pico a pico;
2. impedancia: 75Ω ;
3. nivel de corriente directa: idealmente cero;
4. ancho de banda: 4.2 MHz.

El circuito de acoplamiento queda de la siguiente manera:

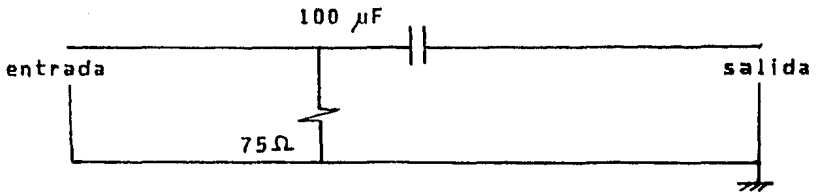


Figura 11: Circuito de acoplamiento de entrada para video.

3.2.1.2 Acoplamiento de entrada para audio.

El canal de audio debe satisfacer las siguientes especificaciones:

1. nivel de la señal: 1.0 V pico a pico;
2. impedancia: 600Ω ;
3. nivel de corriente directa: idealmente cero;
4. ancho de banda: 30 a 3,000 Hz.

El circuito utilizado es el siguiente:

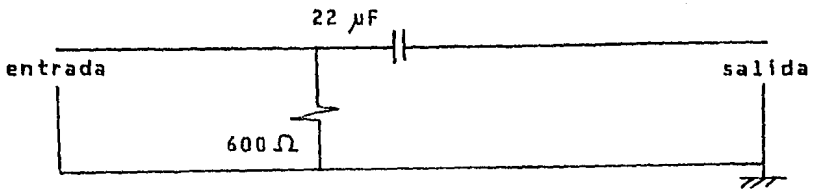


Figura 12: Circuito de acoplamiento de entrada para audio.

3.2.1.3 Acoplamiento de entrada para datos.

Para el caso de la señal de datos, existen dos opciones: manejar la señal digital o analógicamente.

En el caso digital, la transmisión de largas cadenas de ceros y unos pueden hacer perder la sincronía en la recepción de la señal, siendo una posible solución el uso de un código de retorno a cero (RZ). Este código se caracteriza porque

presenta un mayor número de transiciones entre estados alto-bajo y requiere del doble del ancho de banda comparado con un código de no retorno a cero (NRZ). El código de retorno a cero es particularmente conveniente en el caso de transmisión síncrona (transmisión de datos junto con la señal de reloj) ya que se puede extraer la señal de reloj de manera directa; en cambio para los de no retorno a cero se debe enviar también la señal de reloj, lo que hace que el costo de transmisión se incremente considerablemente. Por esta razón muchos fabricantes sugieren códigos como el Manchester, o el del tipo bipolar; dichos esquemas permiten un mejoramiento en la calidad de la información.

En el caso analógico, es posible utilizar un circuito de acoplamiento similar al de audio, haciendo uso de un modem eléctrico convencional, como se indica en el siguiente diagrama de bloques:

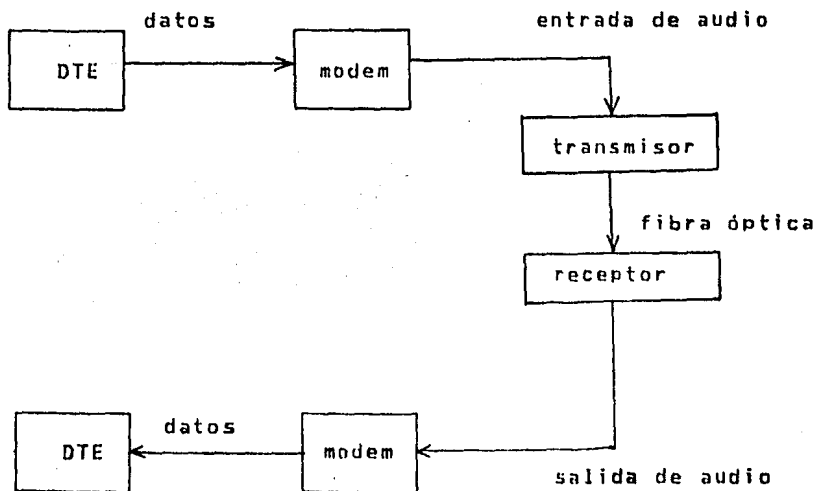


Figura 13: Circuito de acoplamiento de entrada para datos.

3.2.2 Mezcla de señales.

Para la mezcla de señales se considera un esquema de multiplexaje por división de frecuencia (FDM).

Debido a ésto es necesario considerar la distorsión por intermodulación (referencias 2, 3, 4 y 5). Siempre que un número de señales de diferentes frecuencias pasan a través de un dispositivo no lineal, se transfiere energía a frecuencias que son sumas y diferencias de las frecuencias originales. La distorsión resultante puede limitar el funcionamiento del sistema.

El diagrama de bloques del mezclador utilizado es el siguiente:

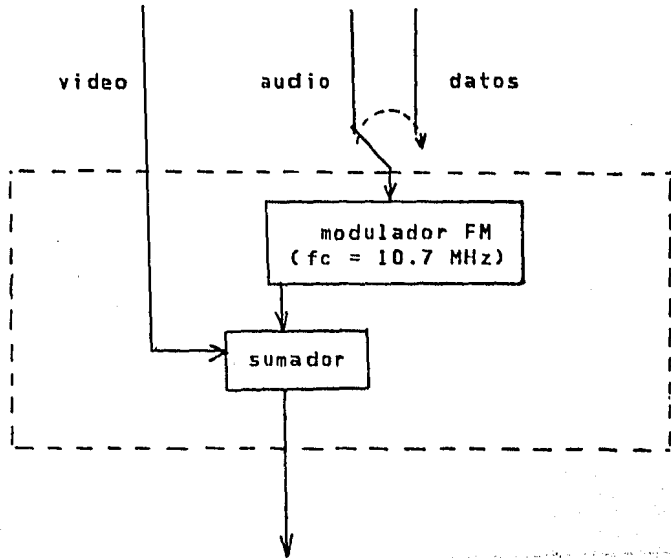


Figura 14: Mezcla de señales.

Los circuitos del modulador FM y el sumador se presentan a continuación:

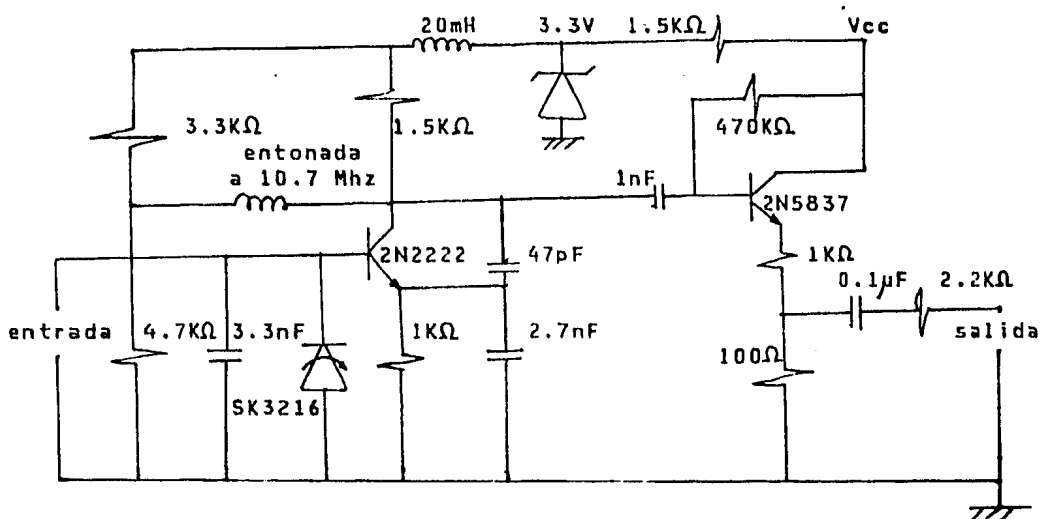


Figura 15: Modulador FM (frecuencia de corte de 10.7 MHz.)

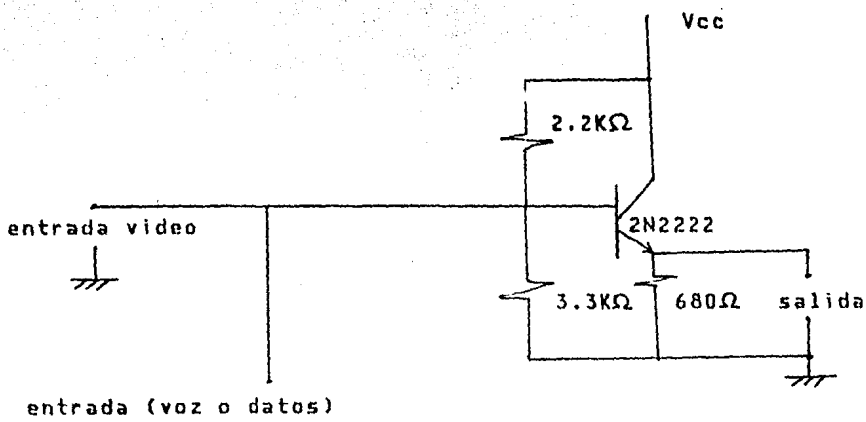


Figura 16: Sumador.

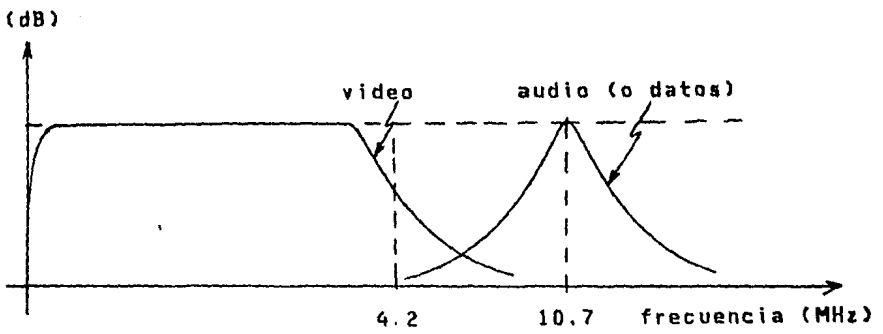


Figura 17: Espectro en frecuencia.

3.2.3 Preacentuación (énfasis).

En frecuencias bajas (hasta 10 KHz) el período es superior a la constante de tiempo térmica del LED (aproximadamente de 100 μ seg).

Es por ello que en el transmisor se atenúan las frecuencias bajas (énfasis) y se amplifican de forma complementaria en el receptor (deénfasis).

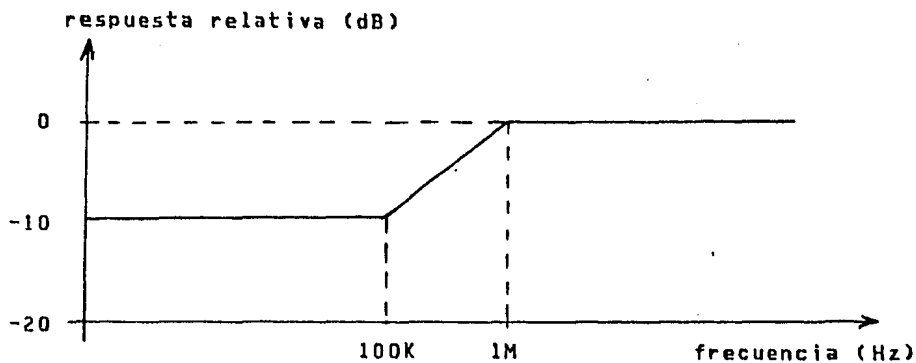


Figura 18: Respuesta en frecuencia.

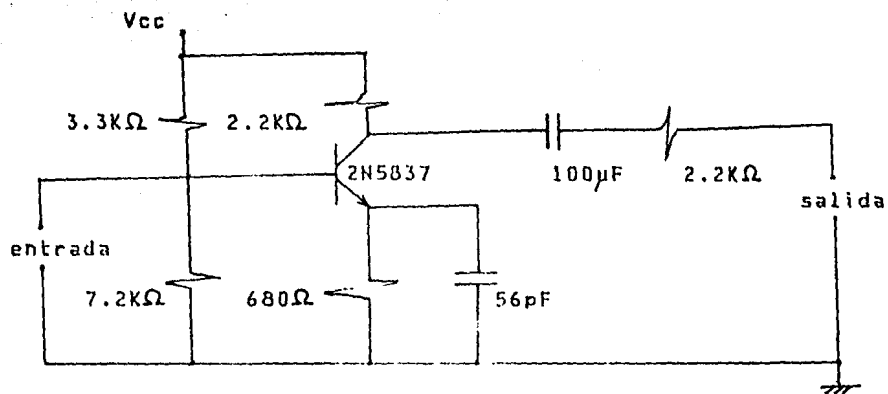


Figura 19: Circuito utilizado.

3.2.4 Corrección de diferencias de ganancia.

Para corregir las diferencias de ganancia se utiliza el siguiente circuito:

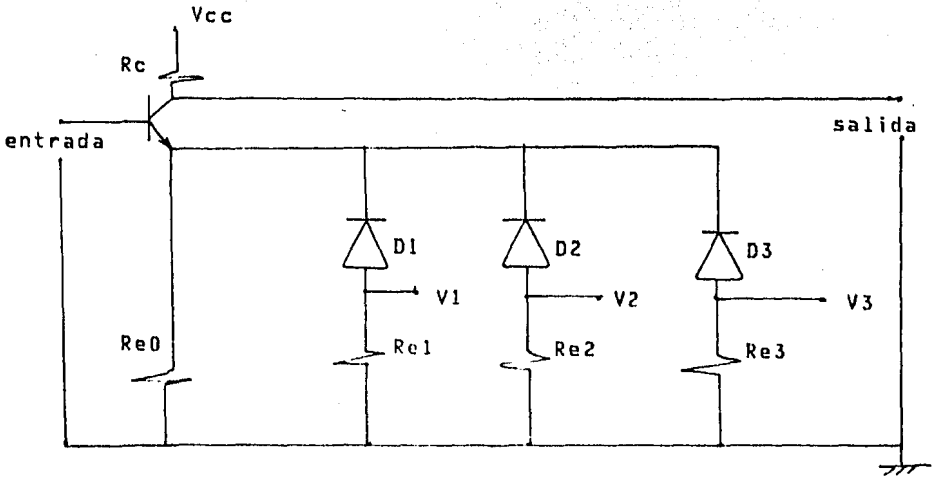


Figura 20: Circuito de corrección de diferencias de ganancia.

$$V_s/V_e = 20 \log(R_e/R_e) \text{ dB.}$$

Si D1, D2 y D3 están prendidos:

Re es el paralelo de Re0, Re1, Re2 y Re3.

Si D1 y D2 están prendidos y D3 apagado:

Re es el paralelo de Re0, Re1 y Re2.

Si D1 está prendido y D2 y D3 apagados:

Re es el paralelo de Re0 y Re1.

Si D1, D2 y D3 están apagados:

Re es igual a Re0.

Se observa que si Re crece, la relación V_s/V_e baja, y viceversa; también que si V_e crece, Re también crece, y viceversa. Por lo tanto, si V_e crece, entonces V_s/V_e baja.

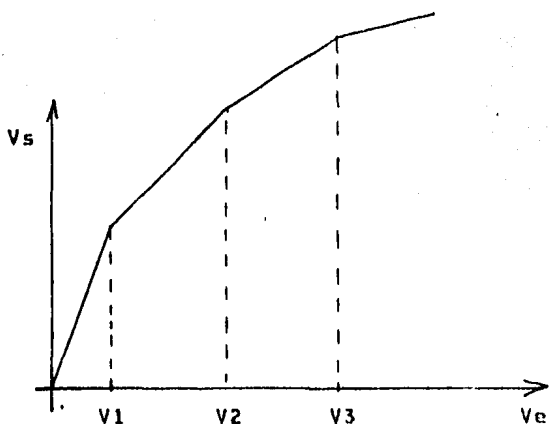


Figura 21: Relación entrada-salida.

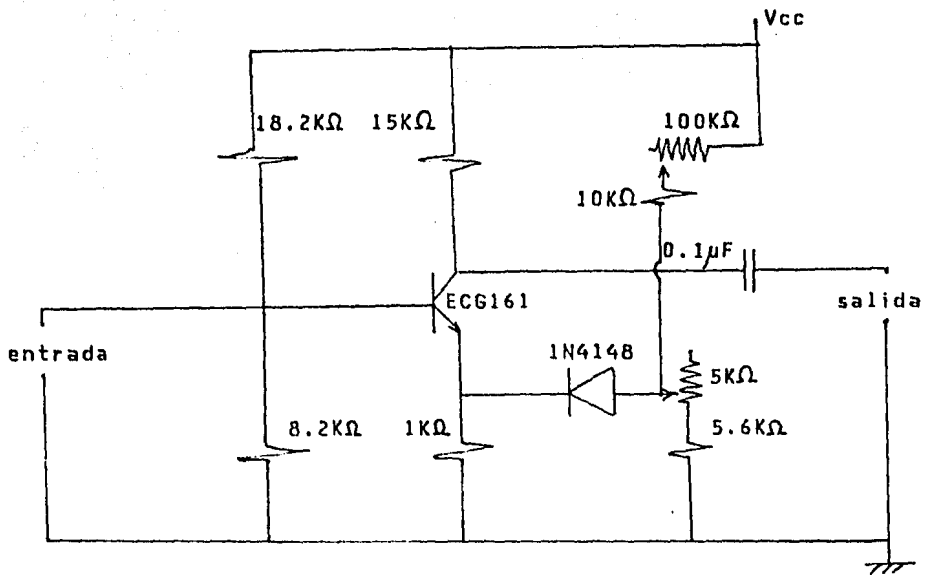


Figura 22: Circuito utilizado.

$$V_s/V_e = 20 \log(R_c/R_e) \text{ dB.}$$

Con D apagado:

$$R_e = 1 \text{ K}\Omega$$

$$R_c = 1.5 \text{ K}\Omega$$

$$V_s/V_e = 20 \log(1.5/1) \text{ dB.}$$

$$= 3.5218 \text{ dB (con D apagado).}$$

Con D encendido:

$$R_e \text{ entre } 0.848 \text{ K}\Omega \text{ y } 0.914 \text{ K}\Omega$$

$$R_c = 1.5 \text{ K}\Omega$$

$$V_s/v_e \text{ entre } 4.3029 \text{ dB y } 4.9539 \text{ dB}$$

$$\text{(con D encendido).}$$

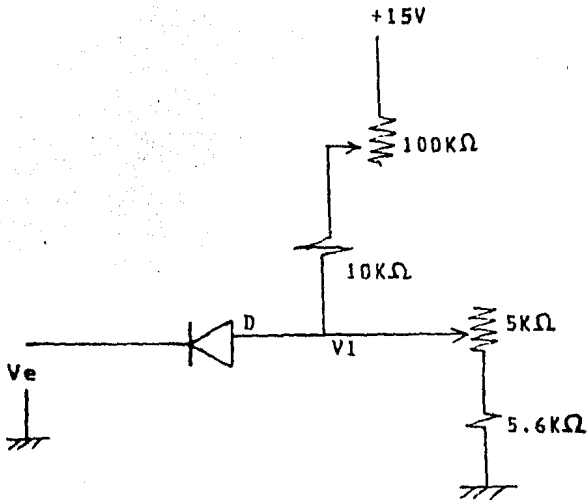


Figura 23: Análisis del punto de corte del diodo D.

$$V_1 = (5.6 + 5)(15) / (5.6 + 5 + 10 + 100) \text{ V}$$

es decir: V_1 entre 0.73 V y 7.72 V.

D corta cuando $V_e = V_1 - 0.7 \text{ V}$; es decir:
 D apagado si V_e es mayor o igual a $V_1 - 0.7 \text{ V}$, y
 D encendido si V_e es menor a $V_1 - 0.7 \text{ V}$.

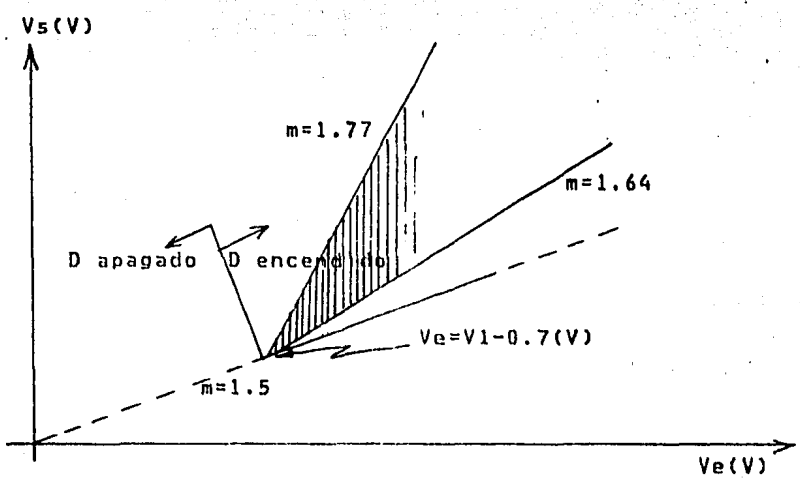


Figura 24: Punto de corte del diodo D.

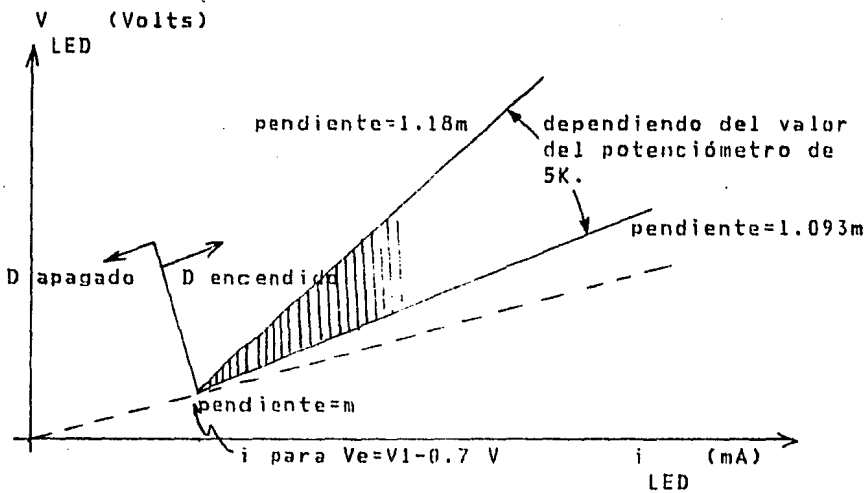


Figura 25: Posibilidad de corrección de diferencias de ganancia.

Procedimiento de ajuste del circuito de corrección de diferencias de ganancia:

1. Ajustar ganancia con el potenciómetro de $5\text{ K}\Omega$.
2. Dejando fijo el potenciómetro de $5\text{ K}\Omega$, ajustar el punto de corte con el potenciómetro de $100\text{ K}\Omega$.

3.2.5 Corrección de diferencias de fase.

Para corregir diferencias de fase se utiliza el siguiente circuito:

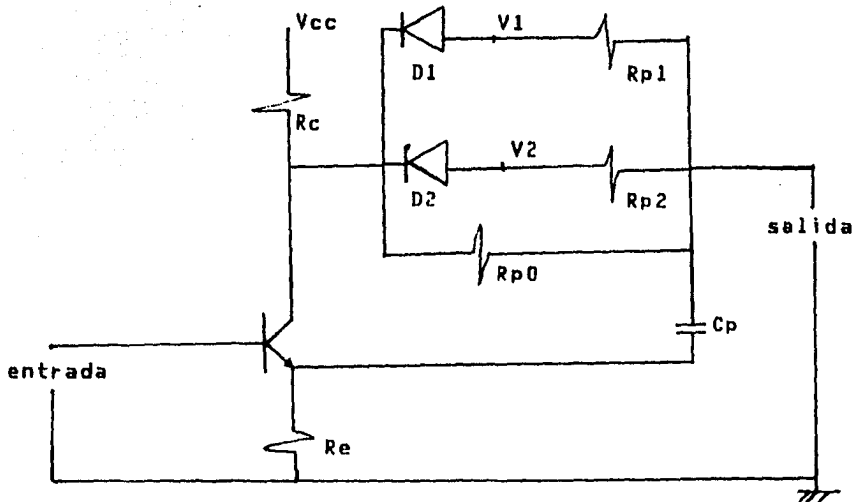


Figura 26: Circuito para corrección de diferencias de fase.

$$\phi = 2 \arctan(1/(2 f C_p R_p))^{\circ}$$

Si D1 y D2 prendidos:

R_p es el paralelo de R_{p0}, R_{p1} y R_{p2}.

Si D1 prendido y D2 apagado:

R_p es el paralelo de R_{p0} y R_{p1}.

Si D1 y D2 apagados:

R_p es igual a R_{p0}.

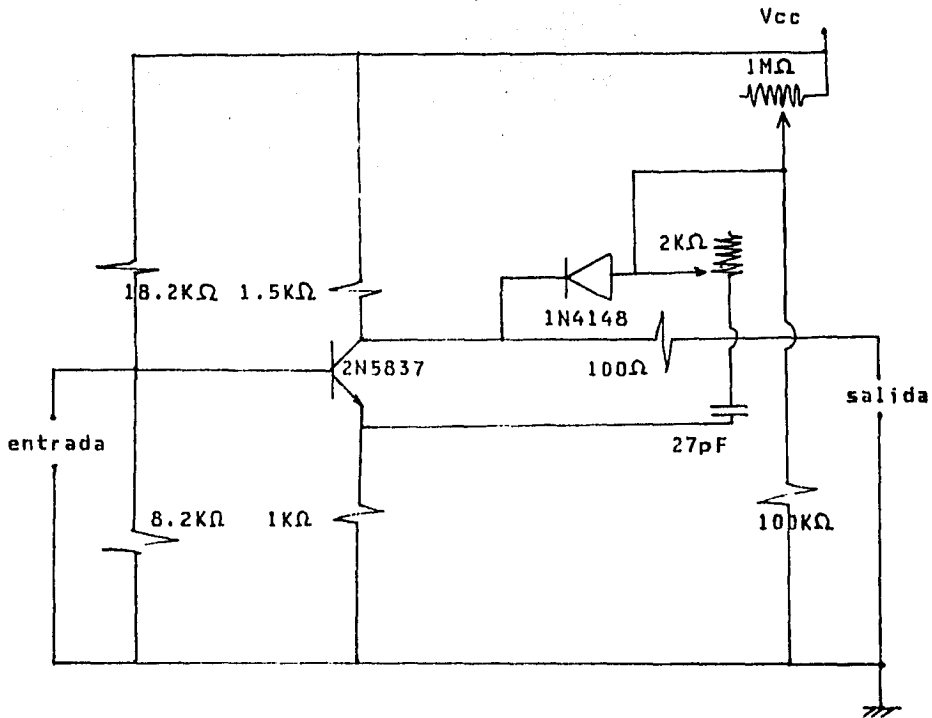


Figura 27: Circuito utilizado.

$$\phi = 2 \arctan(1/(2 f C_p R_p))^{\circ}$$

Con D apagado:

$$C_p = 27 \text{ pF}$$

$$R_p = 10 \text{ K}\Omega$$

$$\phi = 2 \arctan(10 / (54 f))^{\circ}$$

Con D encendido:

$$C_p = 27 \text{ pF}$$

$$R_p \text{ entre } 0 \text{ y } (2000)(100)/(2000+100) = 95.24 \Omega$$

$$\phi \text{ entre } 2 \arctan(10 / (5.14 f))^{\circ} \text{ y } 180^{\circ}.$$

Punto de corte del diodo D:

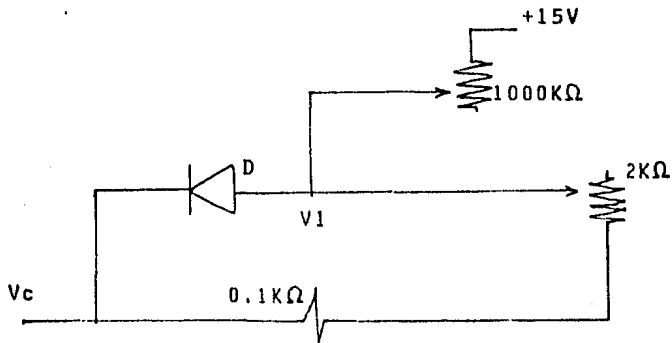


Figura 28: Análisis del punto de corte del diodo D.

$$V1 = (0.1 + \cancel{2})(15 - V_c) / (0.1 + \cancel{2} + 1000) \text{ V}$$

$$D \text{ corta cuando } V_c = V1 - 0.7 \text{ V}$$

$$V1 \text{ de corte} = \frac{(0.1 + \cancel{2})(15 - (v1 \text{ de corte} - 0.7))}{(0.1 + \cancel{2} + 1000) \text{ V}}$$

$$= (0.1 + \cancel{2})(15.7) / (0.2 + 2(\cancel{2}) + 1000) \text{ V}$$

Concluyendo:

D apagado si V1 es menor que V1 corte; y

D encendido si V1 es mayor o igual que V1 corte.

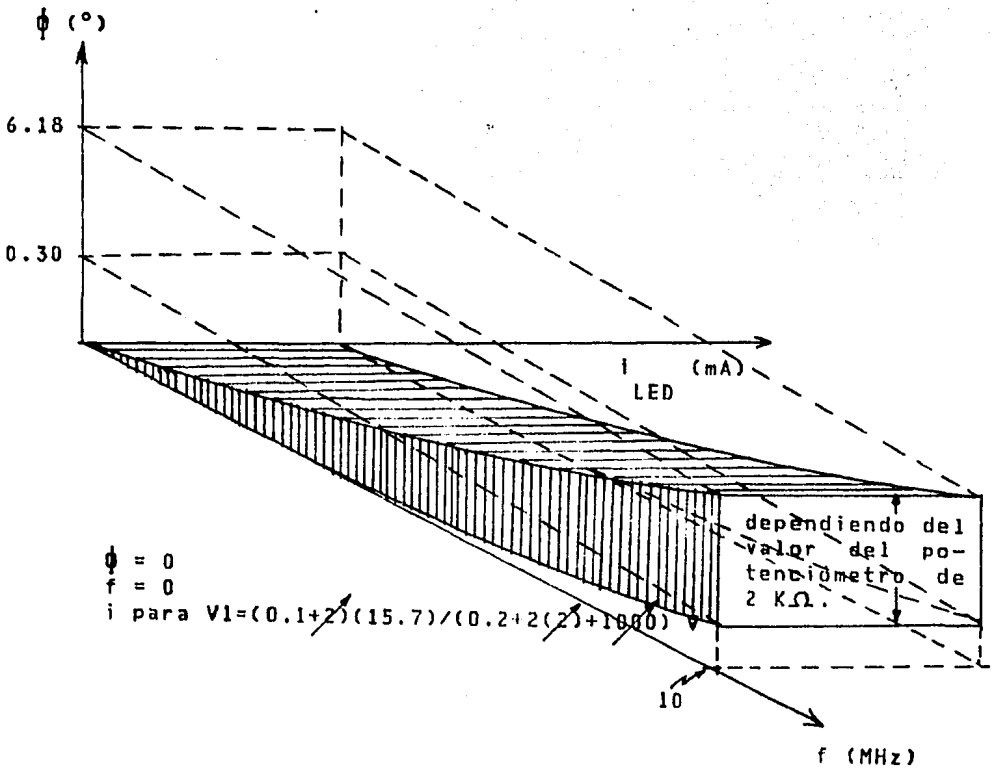


Figura 29: Posibilidad de corrección de diferencias de fase.

La variación de la fase con la frecuencia no es un problema grave, pues cada una de las portadoras (FDM) es modulada y demodulada independientemente de las demás.

El problema sí puede ser crítico si se manejan anchos de banda muy grandes para cada canal.

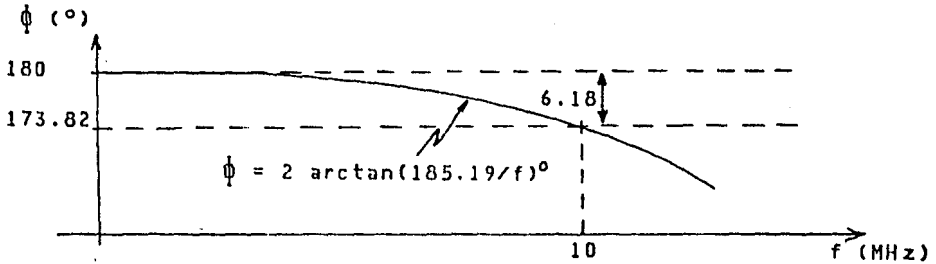


Figura 30: Variación de la fase con la frecuencia (período en el que D está apagado).

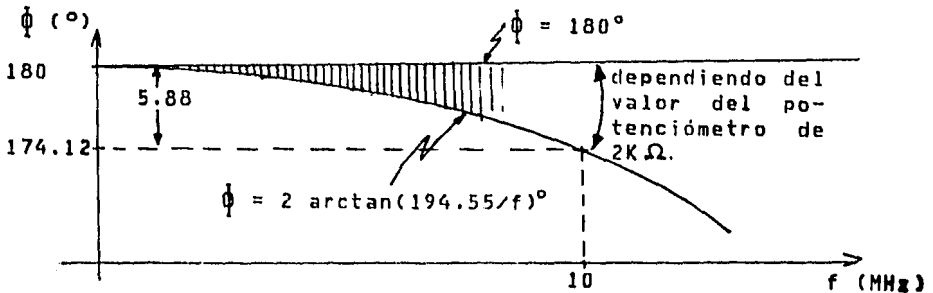


Figura 31: Variación de la fase con la frecuencia (período en el que D está encendido).

Procedimiento de ajuste del circuito de corrección de diferencias de fase:

1. Ajustar fase con el potenciómetro de 2 kiloohms.
2. Dejando fijo el potenciómetro de 2 kiloohms, ajustar el punto de corte con el potenciómetro de 1 megaohm.

3.2.6 Excitador del LED.

La importancia de este circuito es que debe controlarse la corriente que se le suministra al LED.

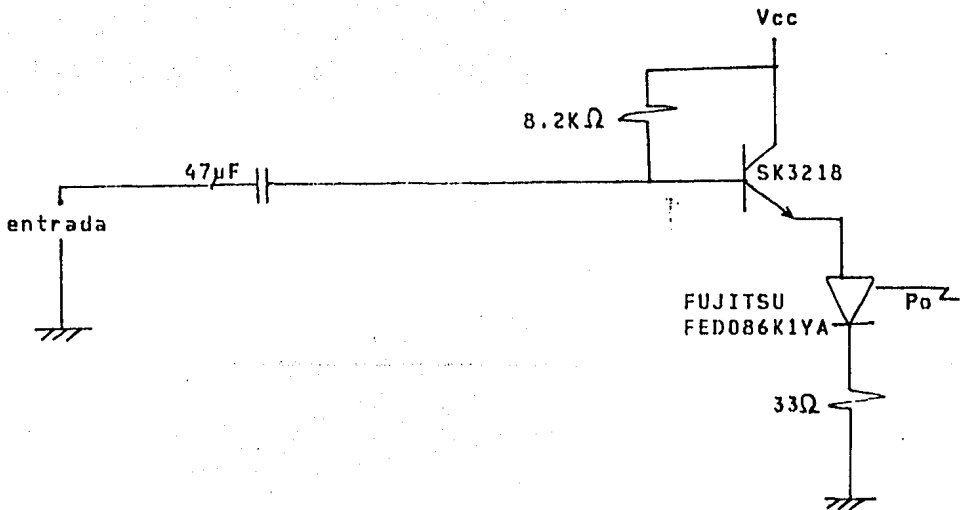


Figura 32: Circuito utilizado.

3.3 CONSTRUCCIÓN DEL PROTOTIPO.

El prototipo fue construido en circuito impreso, utilizando un LED IR a 850nm FUJITSU FED086K1YA (ver anexo de especificaciones de componentes), en un conector óptico para fibra multimodo tipo SMA. Una envolvente mecánica contiene al circuito, su fuente de poder y los conectores necesarios.

El circuito consta de todas las etapas descritas, excepto la de fase diferencial. Esta decisión fue tomada debido a que en las mediciones preliminares se determinó que la distorsión en fase producida por el LED es despreciable.

3.4 REFERENCIAS DEL CAPITULO.

- 1.- EIA standard RS-250-B.
Electrical performance standards for television relay facilities.
Electronic Industries Association. Engineering Department.
Septiembre 1976.
- 2.- Fiber optic intermodulation distortion.
J.C.Daly.
IEEE Transactions on Communications.
Vol COM30 No 8.
Agosto 1982.
Páginas 1954-1958.
- 3.- Intermodulation noise and products due to frequency-dependent nonlinearities in CATV systems.
K.Y.Chang.
IEEE Transactions on communications.
Vol COM23 No 1.
Enero 1975.
Páginas 142-155.
- 4.- Frequency division multiplexing on analog signals.
H.Piratehfar and J.Palais.
IEEE, 1982.
Páginas 340-342.
- 5.- Carrier-to-intermodulation performance of multiple FM/FDM carriers through a GaAlAs heterojunction LASER diode.
Muhamad Taher Abuelma'Atti.
IEEE Transactions on Communications.
Vol CUM33 No 3.
Marzo 1985.
Páginas 246-248.

3.5 BIBLIOGRAFIA DEL CAPITULO.

- 1.- Fiber optic video transmission employing square wave frequency modulation.
Ken-Ichi Sato, Shinichi Aoyagi and Tokuhiko Kitami.
IEEE Transactions on Communications.
Vol COM33 No 5.
Mayo 1985.
Páginas 417-424.
- 2.- Fiber optic analog-digital hybrid signal transmission employing frequency modulation.
Ken-Ichi Sato, Shinichi Aoyagi and Tokuhiko Kitami.
IEEE Transactions on Communications.
Vol COM33 No 5.
Mayo 1985.
Páginas 433-441.
- 3.- Multichannel frequency modulated TV transmission on analogue optical fibre link.
T.T.Tjhung, T.K.Lim, F.V.C.Mendis and S.G.Heng.
National University of Singapore.
- 4.- Single mode LASER for multichannel television transmission.
Seiho Kitaji, Takao Funahashi and Yu Miura.
Matsushita Communication Industrial Co, Ltd.
- 5.- Application of single-mode fiber optic technology to analog multichannel cable TV distribution systems.
Andre Mainguy.
Department of Communications.
Government of Canada.
- 6.- New fiber optic baseband transmission plan for color TV signals.
Y.Takasaki, J.Nakagawa and M.Koya.
IEEE Transactions on Communications.
Vol COM26 No 6.
Junio 1978.
Páginas 902-907.
- 7.- Extended precision in video-bandwidth analog-to-digital converters using optical techniques.
Henry F. Taylor.
Naval Research Laboratory.
Washington, D.C.
- 8.- CATV and subscriber networks using optical fibres.
B.S.Helliwell.
Plessey Telecommunications Research.
Toplow, Maidenhead, England.
Páginas 371-376.

- 9.- An analog high-performance transfer-stabilized fiber-optic transmission system for baseband video signals.
L.P.de Jong, E.H.Nordholt.
Journal of Optical Communications.
1984.
- 10.- Analog transmission of TV signal on optical fibre.
Romolo Pietroiusti.
Societa italiana per l'esercizio telefonico, P.A.
Roma, Italia.
- 11.- Digital transmission of TV signals with fiber-optic heterodyne transmission system.
E.J.Bachus, R.P.Braun, F.Bohnke, G.Elze, W.Eutin,
H:Foisel, K.Heimes and B.Strebel.
IEEE journal of lightwave technology.
Vol LT2 No 4.
Agosto 1984.
Páginas 381-384.
- 12.- Tecnología de la fibra óptica: sistema óptico de transmisión de video.
B.Rhomberg.
Comunicaciones eléctricas.
Vol 56 No 4.
1981.
Páginas 407-411.
- 13.- SNR fluctuation and nonlinear distortion in PFMC deal NTSC video transmission systems.
T.Kanada, K.Hakoda and E.Yoneda.
IEEE Transactions on Communications.
Vol COM30 No 3.
Agosto 1982.
Páginas 1868-1874.

4.0 EL RECEPTOR.

4.1 DIAGRAMA DE BLOQUES.

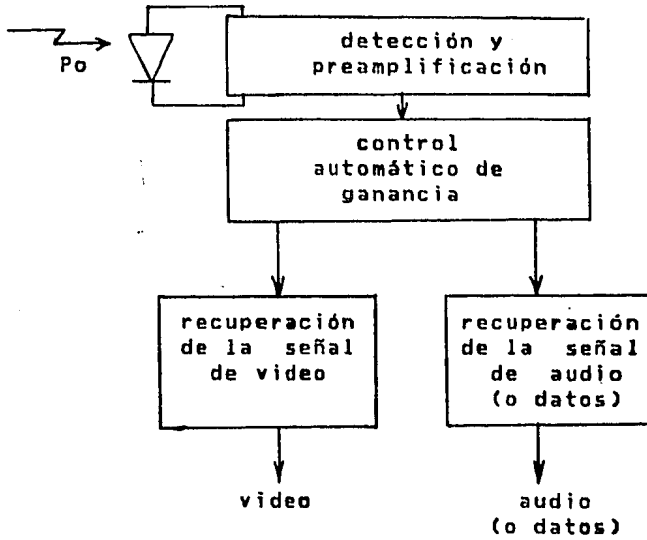


Figura 33: Diagrama de bloques del receptor.

4.2 DETECCIÓN Y PREAMPLIFICACIÓN.

La señal de potencia óptica es acoplada al circuito receptor hacia un fotodiodo PIN (BPX65), que tiene una responsividad de 0.6 A/W a una longitud de onda de 0.85 μm (ver anexo de especificaciones de componentes), transformando esta señal óptica a eléctrica.

La señal eléctrica así obtenida es preamplificada en una primera etapa por un circuito con transistores bipolares retroalimentado (de transimpedancia) que presenta características de bajo ruido. La ganancia de transimpedancia del circuito es de 58 KV/A con un ancho de banda de 10 Hz a 10 MHz para un rango dinámico mayor a 10 dB.

La señal de salida es suministrada a la siguiente etapa a través de un circuito seguidor emisor.

4.3 CONTROL AUTOMÁTICO DE GANANCIA.

La segunda etapa es un circuito de control automático de ganancia que compensa las variaciones en potencia óptica en la señal de entrada.

Este consiste de un amplificador de ganancia variable, el cual suministra una señal de salida constante de 240 mV pico a pico, cuando la ganancia varía en un intervalo de 10 dB.

El control de la ganancia es realizado por un voltaje en corriente directa, con un intervalo de 9.0 Volts a 6.0 Volts, para mínima (0 dB) y máxima (10 dB) ganancias, respectivamente. Esta señal es obtenida mediante el uso de un circuito detector de pico y un amplificador de corriente directa.

La señal de salida es aplicada a la siguiente etapa a través de un circuito seguidor emisor.

4.4 RECUPERACIÓN DE LA SEÑAL DE VIDEO.

Consiste de un par de transistores y de un circuito de fijación del nivel de corriente directa. Su entrada es la señal de video de 240 mV pico a pico acoplada capacitivamente.

El circuito de fijación del nivel de corriente directa de la señal está formado por un diodo, una resistencia y un

capacitor, teniéndose una constante de tiempo $RC = 0.2$ segundos.

La ganancia en voltaje del circuito es de 18.7 dB, la impedancia de salida es 75 ohms y el ancho de banda es de 10 Hz a 6 MHz. El transistor de salida drena una corriente de 6 mA sobre una impedancia de carga de 75 ohms; cuando tiene la carga de 75 ohms la salida es la señal de video de 1 volt pico a pico con nivel de 0 volts de corriente directa para los pulsos de sincronía.

4.5 RECUPERACIÓN DE LA SEÑAL DE AUDIO (O DATOS).

4.5.1 Amplificador portadora de 10.7 MHz.

Consiste de dos etapas de amplificación de ganancia fija.

El primer amplificador está entonado a 10.7 MHz con ancho de banda a 3 dB de ± 2 MHz.

La segunda etapa es un amplificador emisor común con salida por seguidor emisor.

La ganancia total del amplificador es 36.0 dB, la señal de salida es la portadora de 10.7 Mhz filtrada de la señal de video y con aproximadamente 2 volts pico a pico de amplitud.

4.5.2 Demodulador.

Su entrada es la portadora de 10.7 Mhz con 2 Volts pico a pico de amplitud, modulada en FM por la señal de audio.

A la salida obtenemos la señal de audio filtrada, con ancho de banda de 0 a 10 KHz y con amplitud de 100 mV pico a pico.

4.5.3 Amplificador de salida.

Presenta una ganancia de 26 dB ajustable por un potenciómetro. El ancho de banda es de 10 Hz a 10KHz y la impedancia de salida es de 600 ohms.

Sin carga la señal de salida de audio es de 2 Volts pico a pico con nivel promedio de 0 volts de corriente directa.

4.6 CONSTRUCCIÓN DEL PROTOTIPO.

Al igual que el transmisor, fue construido el prototipo del receptor en circuito impreso.

4.7 BIBLIOGRAFIA DEL CAPITULO.

- 1.- A broad-band opto-electronic receiver with bipolar transistors.
W. Albretch, C. Baak.
Journal of Optical Communications.
Vol.2, no.1.
Páginas 24-25.
1981.
- 2.- An optical repeater with high impedance input amplifier.
J.E. Goell.
Bell System Technical Journal.
Vol 53.
Páginas 629-643.
Abril 1974.
- 3.- Optimum transimpedance broadband optical preamplifier design.
J.L. Hullett, S. Moustakas.
Optical and Quantum Electronics.
Vol.13, no.1.
Páginas 65-69.
Enero 1981.
- 4.- Design of high performance preamplifiers for optical receivers.
E.H. Nordholt, L.P. de Jong.
Digest of technical papers.
Paper no. 81.
Vub esscirc Brussels.
1982.
- 5.- Fiberoptic receivers performance: a tutorial view.
H.Hodara.
Fiber and integrated optics.
Vol 4 No 3.
Crane, Russak and Company, Inc.
New York, U.S.A., 1983.

5.0 MEDICIONES.

Las mediciones fueron efectuadas sobre el conjunto transmisor-receptor.

Para el video se utiliza como fuente un generador de señal NTSC Tektronix 1470 (ver referencia 1), cuya salida de video compuesto es introducida al transmisor como se indica en el diagrama. La señal luminosa es acoplada a la fibra óptica multimodal, pasa a través de un atenuador variable y suministrada al receptor. La salida eléctrica de video del receptor es introducida a un vectorscopio Tektronix 380 (ver referencia 2), al cual también se suministra la señal original del generador en su entrada de referencia. La salida del receptor es también observada en un osciloscopio y en un analizador de espectro. Además un monitor de televisión es utilizado para mediciones cualitativas.

Para el audio (o datos) se utiliza un generador senoidal como fuente. Las mediciones se realizan con el auxilio de un osciloscopio y un analizador de espectro.

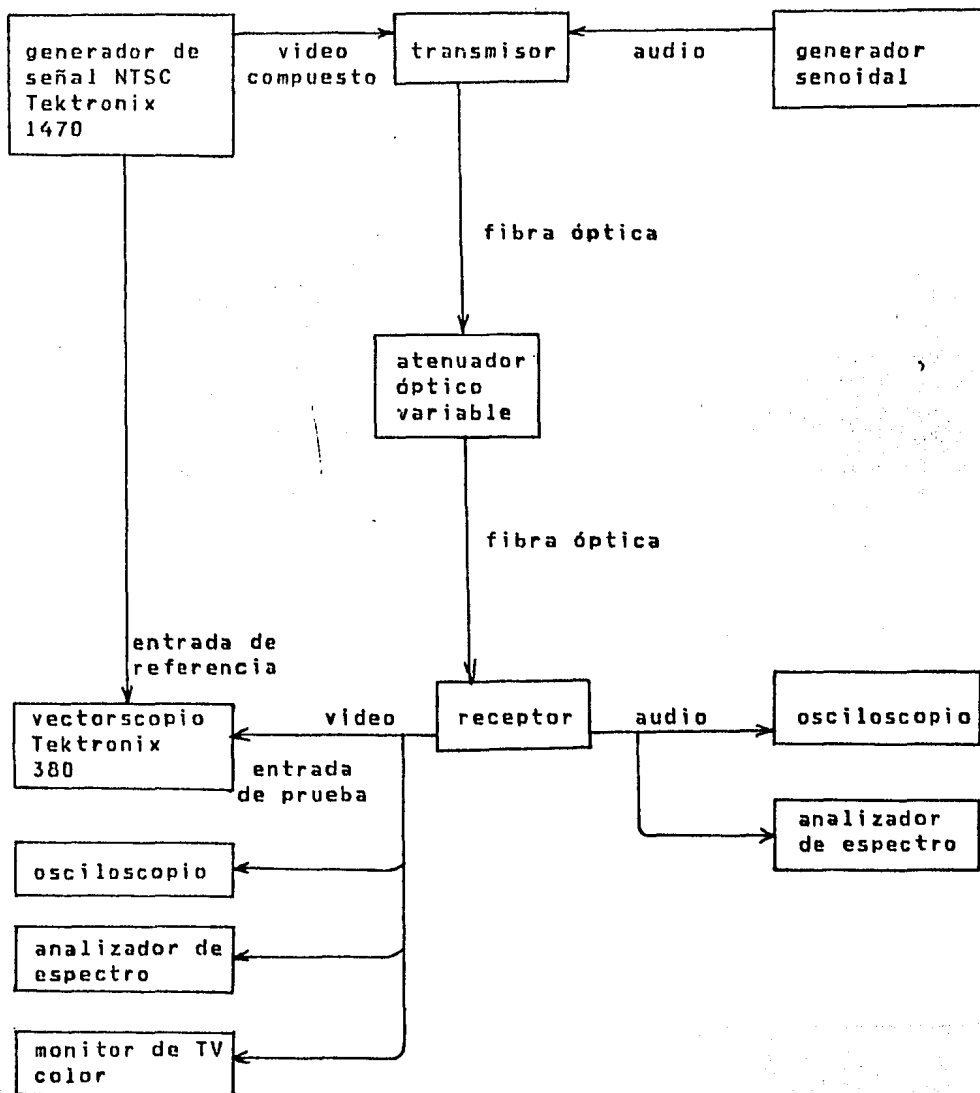


figura 34: mediciones.

5.1 RESPUESTA EN FRECUENCIA.

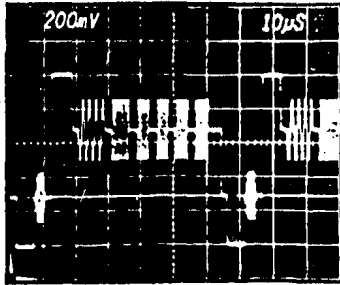
La medición de la respuesta en frecuencia se efectúa con el generador NTSC en modo "multiburst", que corresponde a la forma de onda ilustrada en la figura 35. Se trata de una señal senoidal con duración igual al tiempo de línea y de frecuencia variable. La señal de salida del receptor se ilustra esquemáticamente en la figura 36, donde se aprecian los efectos del ancho de banda del equipo completo.

Se efectúa la medición de las amplitudes relativas de los diferentes componentes de frecuencia, obteniéndose la tabla siguiente:

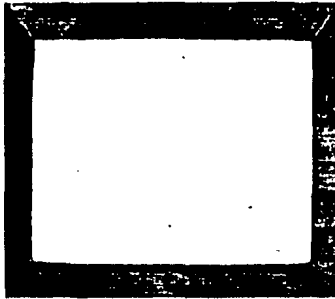
frecuencia (MHz)	unidades IRE
0.5	60
1.5	65
2.0	64
3.0	54
3.6	48
4.2	44

NOTA: Una unidad IRE es la centésima parte del rango de luminancia (entre blanking y el blanco de referencia).

El ancho de banda es la frecuencia para la cual la amplitud relativa decrece a la mitad de su valor máximo y es -como puede observarse- mayor que 4.2 MHz, cumpliéndose la especificación de la norma mencionada.



a)



b)

Figura 35: Señal "multiburst":
a) Vista en el osciloscopio.
b) Vista en el monitor de TV.

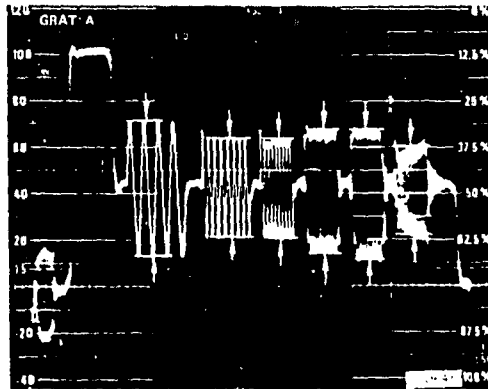


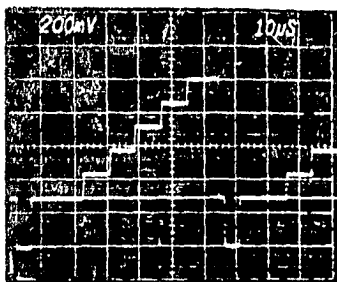
Figura 36: Ejemplificación de la salida del receptor vista en el osciloscopio, teniendo una señal "multiburst" como entrada en el transmisor.

5.2 LINEALIDAD.

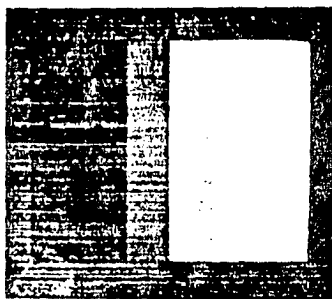
La distorsión no lineal del sistema comprende la no linealidad en luminancia y la intermodulación luminancia a crominancia.

5.2.1 No linealidad en luminancia.

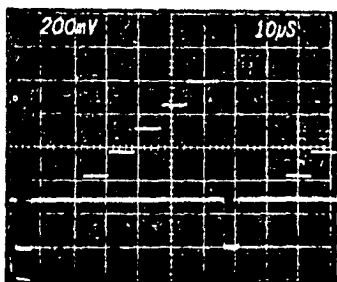
La no linealidad en luminancia, de acuerdo con la norma RS-250-B de la EIA, se define como la diferencia en ganancia del sistema, medida por una función de paso pequeño, a medida que el paso es corrido desde el nivel de blanking hasta el nivel blanco de referencia. Es expresada en porcentaje de la máxima ganancia. Esta medición de no linealidad en tiempo de línea se realiza con el generador en "staircase subcarrier off" (ver figura 37). El valor medido es despreciable.



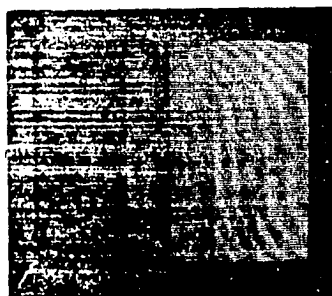
a)



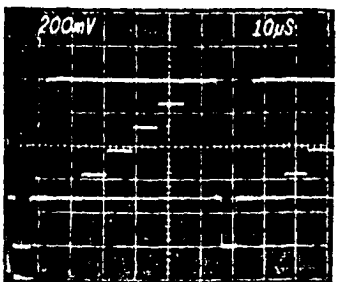
b)



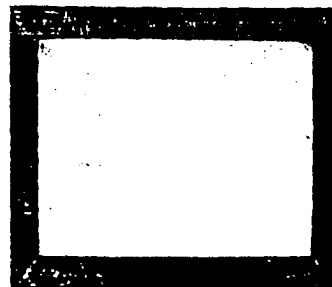
c)



d)



e)



f)

Figura 37: Señal "staircase subcarrier off":

- a) vista en el osciloscopio (APL mediano)
- b) vista en el monitor de TV (APL mediano)
- c) vista en el osciloscopio (APL bajo)
- d) vista en el monitor de TV (APL bajo)
- e) vista en el osciloscopio (APL alto)
- f) vista en el monitor de TV (APL alto).

NOTA: APL ("average picture level") es el nivel promedio de la señal durante un período, excluyendo las señales de blanking y sincronfa.

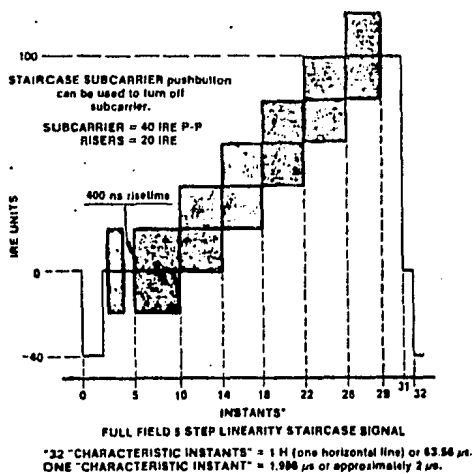
5.2.2 Intermodulación luminancia a crominancia.

La intermodulación luminancia a crominancia comprende, a su vez, la ganancia diferencial y la fase diferencial, definidas como:

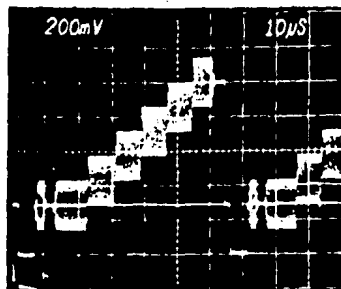
Ganancia diferencial: es la diferencia en ganancia entre los niveles máximo y mínimo de la señal de baja frecuencia (luminancia) en la cual es sobrepuesta la señal de baja amplitud y alta frecuencia (crominancia). Es expresada en porcentaje de la máxima ganancia.

Fase diferencial: es la diferencia de corrimiento de fase entre los niveles máximo y mínimo de la señal de baja frecuencia (luminancia) en la cual es sobrepuesta la señal de baja amplitud y alta frecuencia (crominancia). Es expresada como el cambio máximo de fase entre ambos niveles.

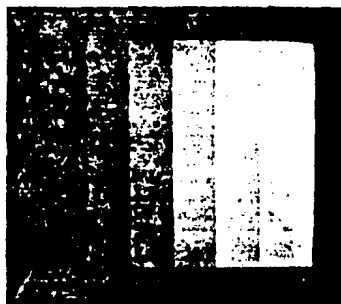
La medición se realiza utilizando el generador NTSC en modo "staircase subcarrier on", como se ilustra en la figura 38.



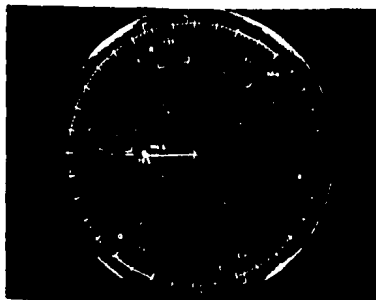
a)



b)



c)



d)

Figura 38: Señal "staircase subcarrier on":

- a) Descripción de la señal.
- b) Vista en el osciloscopio.
- c) Vista en el monitor de TV.
- d) Vista en el vectorscopio.

Con el vectoroscopio en modo "differential gain" se mide la ganancia diferencial, obteniéndose un valor del 3%.

Con el vectoroscopio en modo "differential phase" se mide la fase diferencial, obteniéndose un valor de 3 grados.

Cabe mencionar que dada la pequeñez de los valores de ganancia diferencial y fase diferencial, sería difícil medirlos directamente en un osciloscopio si se desea una buena precisión.

5.3 RELACIÓN SEÑAL A RUIDO.

La relación señal a ruido es la proporción entre el nivel total de la señal de luminancia (100 unidades IRE) entre el nivel de ruido RMS medido. El ruido referido es predominantemente ruido térmico en el rango de 10 KHz a 5.0 MHz. Las señales de sincronía no son incluidas en las mediciones de la señal.

En la medición, el sistema debe ser operado en niveles fijos de entrada y salida y terminado en una impedancia de carga constante.

Con el esquema de la medición de ganancia y fase diferencial (oscilador en modo "staircase subcarrier on" y el vectoroscopio en modo "noise measurement"), se determina la relación señal a ruido (ver referencia 2).

Se obtiene un nivel de ruido RMS de 44 dB por debajo de la señal, lo que implica que la relación señal a ruido sea de 44 dB.

Un segundo método consiste en observar la señal de salida del receptor en un analizador de espectro. Para obtener una señal senoidal uniforme durante todo el tiempo de línea, se coloca el generador en "color field" y se obtiene una relación señal a ruido de 50 dB.

5.4 SENSIBILIDAD.

La sensibilidad es la mínima potencia óptica efectiva necesaria para preservar la relación señal a ruido especificada.

Con el mismo esquema utilizado para la medición de la relación señal a ruido, se disminuye la potencia óptica usando el atenuador óptico variable hasta observar una

relación señal a ruido de 44 dB y se mide entonces la potencia óptica con un multímetro óptico calibrado.

La sensibilidad medida es de -32 dBm.

5.5 ATENUACIÓN TRANSMISOR-RECEPTOR.

La potencia emitida en la fibra por el transmisor es de -20 dBm, de modo que la atenuación permisible es de 12 dB.

Con referencia a la distancia máxima del enlace, utilizando fibra óptica multimodal operando en la zona de 850 nm de longitud de onda, con atenuación de 3 dB/km, puede tenerse un enlace de 3 km, reservando 3 dB para reparación de cable, conectores y degradación de componentes.

5.6 RANGO DINÁMICO.

La potencia óptica máxima para saturación del receptor es ajustable con una referencia variable en el amplificador de control automático de ganancia en el receptor. El rango dinámico es medido partiendo de la potencia mínima hasta llegar a la saturación, obteniéndose 10 dB de rango dinámico, que cubre casi totalmente el rango de potencias deseable.

5.7 VARIACIONES CON LA TEMPERATURA.

El conjunto transmisor-receptor fue introducido en un dispositivo térmico que produce un ambiente de temperatura variable entre -10° C y +60° C. El sistema operó sin degradación de especificaciones entre +10° C y +50° C, notándose sólo pequeñas anomalías entre -10° C y +10° C.

5.8 CONTINUIDAD EN EL SERVICIO.

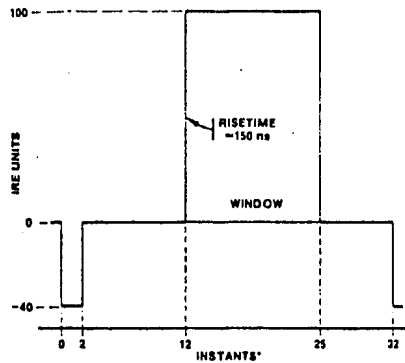
Se han hecho mediciones periódicas sobre el equipo funcionando ininterrumpidamente a la temperatura ambiente, sin observarse degradación substancial tras semanas continuas de operación.

5.9 MEDICIONES CUALITATIVAS.

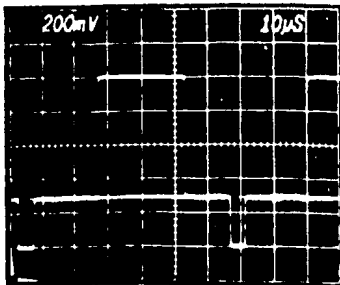
Estas mediciones se efectúan con observación visual directa en el monitor de TV.

5.9.1 Distorsión en baja frecuencia.

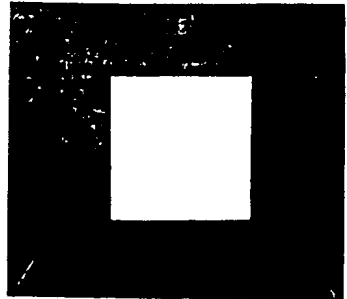
Se observó que la distorsión en baja frecuencia, con el generador en "window" (ver figura 39), es despreciable.



a)



b)



c)

Figura 39: Generador en modo "window":
a) Descripción de la señal
b) Vista en el osciloscopio
c) Vista en el monitor de TV.

5.9.2 Distorsión en tiempo de campo.

Se observó que la distorsión en tiempo de campo, con el generador en "window" y "green" o "blue", es despreciable también, lo que implica que no hay oscurecimiento entre la parte superior e inferior de la imagen.

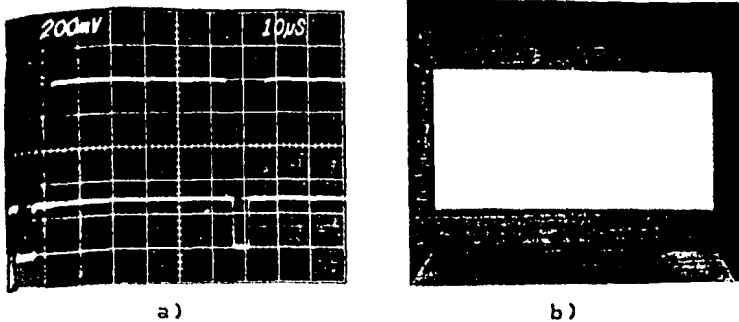


Figura 40: Modo "window" y "blue" o "green";
a) Vista en el osciloscopio
b) Vista en el monitor de TV.

5.9.3 Calidad de color.

La calidad del color se observó con el generador en "color fields", comparando la entrada y la salida del sistema en los colores rojo, verde y azul. Se observó buena reproducción de estos colores (ver figura 41).

Observando la salida del receptor en el vectorscopio en modo "vectorial" se observó que el color permanece casi en su misma posición cuando se mide la entrada y después la salida. Además, con el generador en "color bars" se observa que la constelación correspondiente permanece substancialmente invariable (ver figura 42).

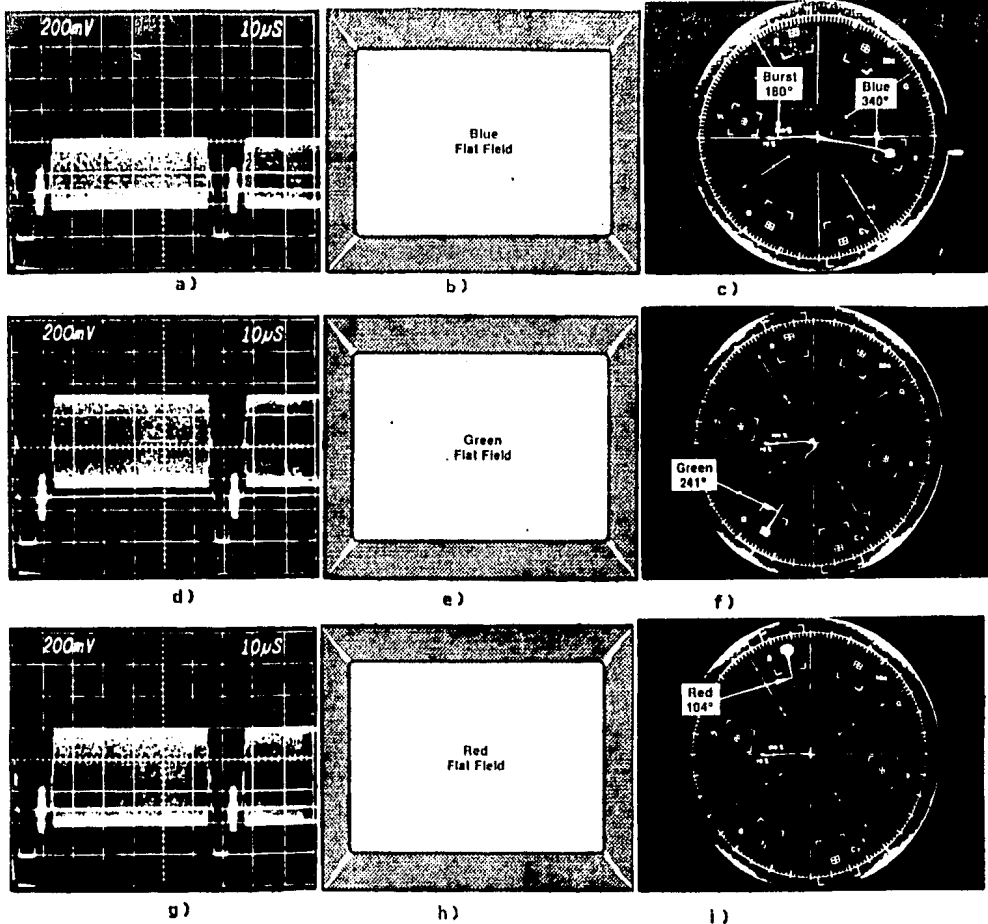
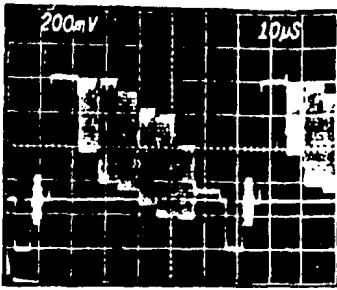
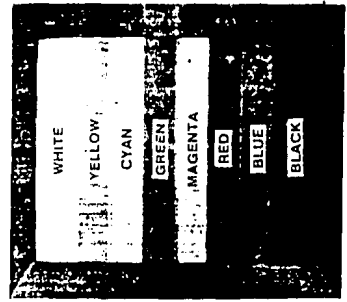


Figura 41: campos de colores.

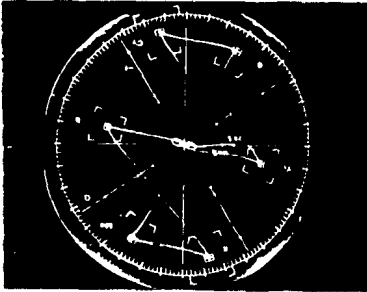
- a) azul, vista en el osciloscopio
- b) azul, vista en el monitor de TV
- c) azul, vista en el vectorscopio
- d) verde, vista en el osciloscopio
- e) verde, vista en el monitor de TV
- f) verde, vista en el vectorscopio
- g) rojo, vista en el osciloscopio
- h) rojo, vista en el monitor de TV
- i) rojo, vista en el vectorscopio



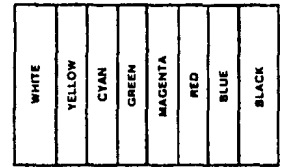
a)



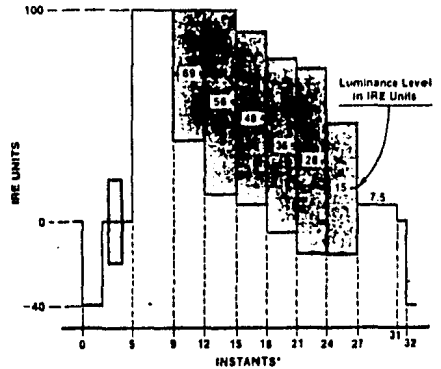
b)



c)



Color Monitor Display



Idealized Waveform Monitor Display
FULL FIELD 75% AMPLITUDE COLOR BAR SIGNAL

d)

figura 42: barras de colores.

- a) vista en el osciloscopio
- b) vista en el monitor de TV
- c) vista en el vectorscopio
- d) descripción de la señal

5.10 MEDICIONES SOBRE EL CANAL DE AUDIO (O DATOS).

5.10.1 Respuesta en frecuencia.

Utilizando el generador senoidal cuya salida de 1 volt pico a pico es introducida a la entrada de audio del transmisor, se observa la salida de audio del receptor en el osciloscopio. Se varía la frecuencia y se mide aquélla para la cual la señal disminuye a 3 dB de su valor máximo. Se obtuvo un ancho de banda entre 50 Hz y 10 kHz.

5.10.2 Relación señal a ruido.

En la banda de frecuencias anterior se midió en el analizador de espectro una relación señal a ruido de aproximadamente 60 dB.

5.11 REFERENCIAS DEL CAPITULO.

- 1.- Tektronix 1470. NTSC signal generator.
Operation and application manual.
- 2.- Tektronix 380. NTSC test monitor.
Instruction manual.

5.12 BIBLIOGRAFIA DEL CAPITULO.

- 1.- Video transmission tests performed on intermediate-frequency lightwave entrance links.
A.Albanese and H.F.Lenzing.
SMPTE journal.
Vol 87.
Diciembre 1978.
Páginas 821-824.
- 2.- Subjective effects of differential gain and differential phase distortions in NTSC color television pictures.
J.R.Cavanaugh and A.M.Lessman.
Journal of the SMPTE.
Vol 80.
Agosto 1971.
Páginas 614-619.

3.- High definition television systems: desirable standards,
signal forms and transmission systems.
T.Fujio.
IEEE Transactions on Communications.
Vol COM29 No 12.
Diciembre 1981.
Páginas 1882-1890.

6.0 CONCLUSION.

Se ha diseñado y realizado experimentalmente un sistema de transmisión de señales de video y audio (o datos) por fibra óptica multimodal utilizando modulación en banda base del video y modulación en frecuencia de una subportadora por la señal de audio (o datos).

La transmisión de video en banda base permite la utilización de componentes optoelectrónicos convencionales de costo reducido (diodos electroluminiscentes y fotodiodos PIN), además de circuitería electrónica de baja complejidad. Los componentes usados son, con excepción de los optoelectrónicos, encontrables en México.

La no linealidad inherente de la fuente óptica y de otros elementos del equipo es compensada con un sistema de predistorsión y preénfasis en el transmisor, de realización relativamente simple, lo que proporciona buenas características de calidad referentes a ganancia diferencial y fase diferencial.

El receptor comprende una etapa de control automático de ganancia, lo que permite obtener un nivel de señal constante en su salida, relativamente independientemente de las variaciones en la intensidad de luz recibida, de la distancia entre transmisor y receptor, de las degradaciones de los componentes del enlace y de las diferentes condiciones de acoplamiento entre los dispositivos ópticos, resultando en un valor aceptable para el rango dinámico.

El receptor comprende además un circuito fijador de nivel, que proporciona en la salida de video un valor constante de voltaje de referencia (restitución de la componente de corriente directa). Además esta configuración permite que las diferentes etapas del transmisor y el receptor estén acopladas capacitivamente en corriente alterna, lo que simplifica el diseño.

Dado que el audio (o datos) se envía con modulación en frecuencia (FM), se obtiene una buena relación señal a ruido y baja distorsión.

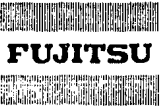
En general, se ha obtenido un equipo con buenas características de calidad: ancho de banda, relación señal a ruido, sensibilidad, rango dinámico, linealidad, etc., sobre las cuales se han efectuado mediciones cualitativas y cuantitativas que así lo confirman, en un rango de temperaturas apropiado y durante períodos de observación relativamente largos.

El sistema desarrollado satisface adecuadamente los requerimientos para la mayoría de las aplicaciones a corta distancia; sin embargo aún no cumple con las especificaciones para la transmisión de video con calidad de estudio ni para la transmisión a larga distancia, quedando este campo como extensión del trabajo de esta tesis, para lo cual habrá que analizar diversas alternativas, entre las que figuran: a) la modulación de una subportadora de FM con la señal de video, b) la modulación de un tren de pulsos en posición, frecuencia o duración por la señal de video, y c) digitalización de la señal de video. El utilizar componentes optoelectrónicos tales como son lasers, fotodiodos de avalancha, etc., tendrá que ser considerado.

La tendencia actual en telecomunicaciones a la integración de servicios: video, audio, datos, etc., repercute de manera substancial en el diseño de los equipos de transmisión. Supone el desarrollo de sistemas de transmisión con una orientación hacia anchos de banda cada vez mayores, así como del sistema hacia redes de área local (LAN's), redes de área ancha (WAN's) y redes digitales de servicios integrados (ISDN's).

7.0 ANEXO: ESPECIFICACIONES DE COMPONENTES.

1. FUJITSU FED086K1YA. AlGaAs light emitting diode.
2. CENTRONIC BPX65. Photodetector.



AlGaAs LIGHT EMITTING DIODE

FED086K1YA

The FED086K1YA is a AlGaAs LED. It is packaged without a lens cap to allow direct access to the emitting area. This construction and the small emitting area allow the user to efficiently couple power into a fiber.

FEATURES

- High power
- Wide bandwidth for direct modulation
- Linear light-current characteristics
- Stable operation over a wide temperature range
- Long life and high reliability
- Small package

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Parameters	Symbols	FED086K1YA	Unit
Storage temperature	T_{stg}	-50 to +90	$^{\circ}\text{C}$
Operating case temperature	T_{op}	-40 to +90	$^{\circ}\text{C}$
Forward current	I_F	150	mA
Reverse voltage	V_R	2	V

ELECTRICAL AND OPTICAL CHARACTERISTICS ($T_c = 25^{\circ}\text{C}$)

Parameters	Symbols	Test conditions	FED086K1YA			Unit	
			Min.	Typ.	Max.		
Peak wavelength	λ_D	$I_F = 100 \text{ mA}$	845	865	890	nm	
Spectral half-width	$\Delta\lambda$	$I_F = 100 \text{ mA}$	-	-	60	nm	
Optical output power	P	$I_F = 100 \text{ mA}$	2.5	-	-	mW	
Cutoff frequency	f_c	$I_F = 100 \text{ mA}$ $+ 20 \text{ mA}_{pp}$	-1.5 dB from 1MHz	-	40	-	MHz
			-3.0 dB from 1MHz	-	70	-	
Forward voltage	V_F	$I_F = 100 \text{ mA}$	-	-	2.3	V	
Capacitance	C_t	$f = 1 \text{ MHz}, V_R = 0 \text{ V}$	-	-	400	pF	

PACKAGE

Drawing No.	FED086K1YA
	(4)

TYPICAL CHARACTERISTICS

Fig. 1 Emission Spectra

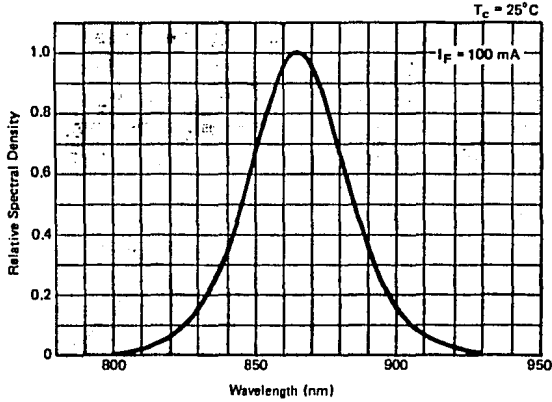


Fig. 2 Near-field Pattern

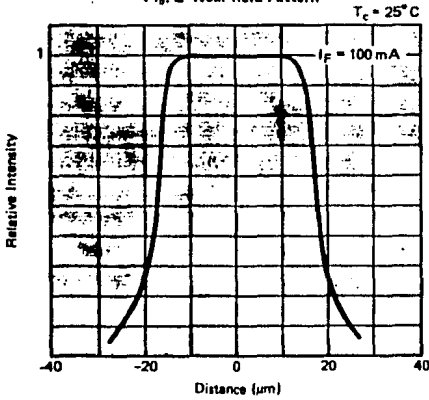
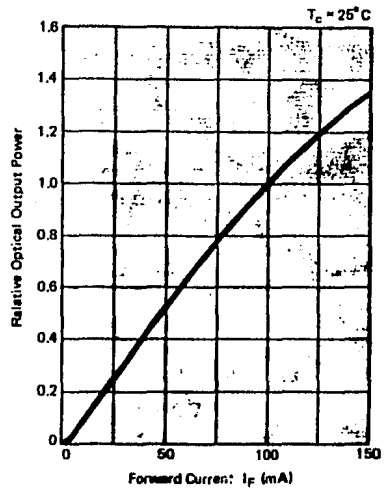


Fig. 3 Current Dependence of Optical Output Power



HANDLING PRECAUTIONS

Thermal precautions

- Solder to the electrodes of this device after mounting it on the heat sink. Soldering time should be less than 3 seconds below 260°C.

Electrical precautions

- Surge currents in excess of 1 A·μsec may destroy the device. Transients of the DC power supply to be used should be thoroughly checked before the LEDs are installed. Some commercially available power supplies generate spikes large enough to damage the LED when power is turned on or off.
- Do not open the circuit during operation.

SAFETY PRECAUTIONS

- Avoid looking at the fiber-end directly or through a microscope when the LED is in operation. The light emitted from the LED is invisible but may be harmful to the human eye.

DESIGNING PRECAUTIONS

- The LED Chip should not attach the fiber or lens etc.

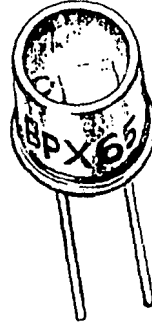


BPX 65

The BPX65 is one of a range of devices manufactured in large quantity and offered at low cost. It retains the close tolerance and long life expectancy which characterise all Centronic products.

The device is a planar silicon photodiode mounted on a two-pin TO-18 equivalent header, hermetically sealed with a plain-glass window can. The cathode is electrically connected to the case.

Excellent high-frequency response, sensitivity and wide band-width capability make the BPX65 suitable for a great variety of signal detection applications.



TYPICAL CHARACTERISTICS @ 23°C

Active Area		1	mm ²
Responsivity	450nm	0.2	A/W
	900nm	0.55	A/W
	1064nm	0.15	A/W
Maximum Operating Voltage		50	Volts
Dark Current	20V	1.0	nA
Rise Time	900nm 50 ohm		
	20V	1	nS
Capacitance	0V	15	pF
	20V	3.5	pF
Noise Equivalent Power	900nm, 20V	3.6 x 10 ⁻¹⁴	W/√ Hz
Operating Temperature Range		-55 to +70	°C
Package (non isolated)		TO18	
Field of View		74	°

Good process control resulting in low dark current, superior long-term stability and device-to-device uniformity.

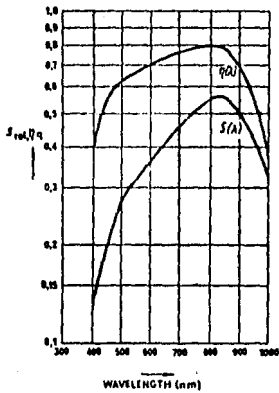
Applications:
 Alarm Systems
 Shaft Encoders
 Inspection and Control
 Flow Monitoring and Counting
 Light Fluctuation Detection
 High Speed Pulse Detection

Fibre Optic Communication.
 Laser Instrumentation.
 General Purpose Light Detection.
 Laser Pulse Detection.
 Energy Monitoring.
 LED Sensing.
 Edge Detection.

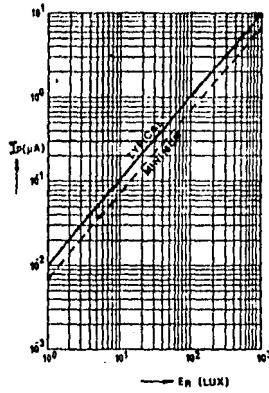
Custom Options:

Unit can be provided in chip form or assembled without window can.

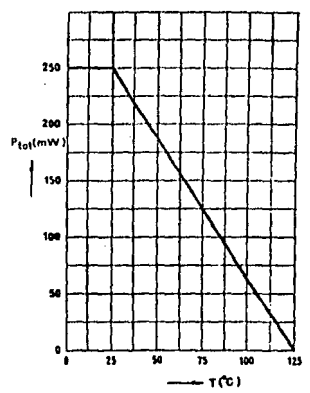
TYPICAL SPECTRAL RESPONSE CURVE $S(\lambda)$ AND TYPICAL QUANTUM EFFICIENCY CURVE $\eta(\lambda)$.



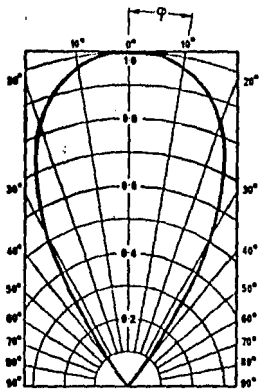
VARIATION OF OUTPUT CURRENT WITH ILLUMINATION.



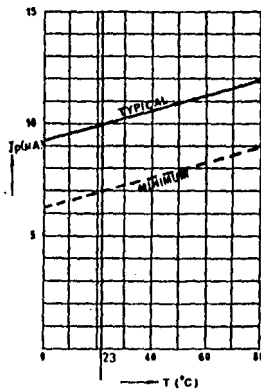
POSSIBLE POWER DISSIPATION CURVE.



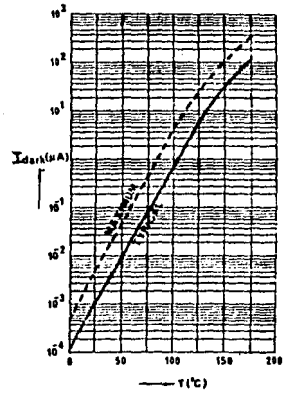
POLAR SENSITIVITY CURVE OF DIODE.



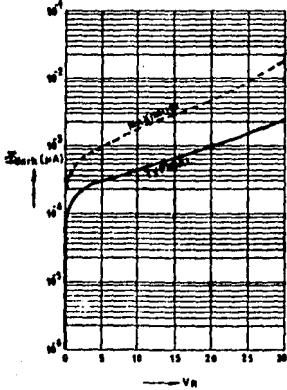
VARIATION OF OUTPUT CURRENT WITH TEMPERATURE.



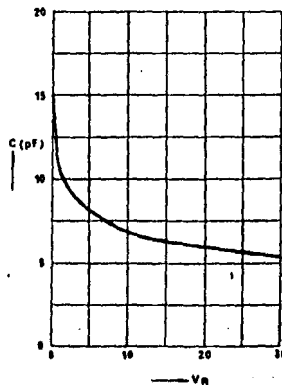
VARIATION OF DARK CURRENT WITH DIODE TEMPERATURE.



VARIATION OF DIODE DARK CURRENT WITH REVERSE VOLTAGE.



VARIATION OF DIODE CAPACITANCE WITH REVERSE VOLTAGE.



PACKAGE (All dimensions in mm)

