



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

**SISTEMAS DE TRANSMISIÓN DE SEÑALES
ANALÓGICAS POR FIBRA ÓPTICA**

T E S I S

**PARA OBTENER EL TÍTULO DE
INGENIERO ELÉCTRICO ELECTRÓNICO**

P R E S E N T A

ALEJANDRA RODRÍGUEZ JUÁREZ

Director de tesis: Dr. Volodymyr Svyryd



CIUDAD UNIVERSITARIA, 2006

AGRADECIMIENTOS

A Dios:

Te agradezco la vida. Gracias por haberme permitido culminar y por darme la dicha de ser mamá. Tal vez no soy lo que debiera ser, pero gracias por no ser lo que era. Se que preparas para mí mejores cosas, permíteme aceptar tu voluntad.

A mi hijo Moisés Martynyuk:

Eres lo único tangible en mi vida, cada vez que te miro me devuelves las ganas de vivir. Gracias por devolverme día a día el deseo de ser una mujer con sueños y principios, siempre pensando en ti. Te prometo hacer todo lo humanamente posible para darte lo que necesitas y poder ver en ti lo que no he visto reflejado en quien creo debiera ser tu ejemplo a seguir. Hoy estoy viva gracias a ti..... Te amo.

A mis Padres:

Agradezco su apoyo, sin ustedes esto no habría sido posible. Quizá no soy lo que ustedes esperan, hoy que veo a mi hijo entiendo su posición. Gracias por haberme inculcado principios y valores, ustedes para mí si son un ejemplo y eso es lo que justamente me ha permitido con muchos esfuerzos, seguir adelante a pesar de las adversidades y el dolor que estas me han causado.

A mis hermanos:

Agradezco a Dios por haberme permitido ser parte de su familia, a pesar, del distanciamiento, siempre los tengo en la mente. Cada uno de ustedes representa un ejemplo de perseverancia digno a seguir.

A la familia paterna de mi hijo (Irma, Erika, Tía Lupe, Tío Lalo, Lalito, Mara, Abuelita):

Han sido una parte fundamental para lograr lo que esto representa para mí. Gracias por el apoyo incondicional que han mostrado hacia mí y principalmente hacia mi hijo. No tengo palabras para agradecer lo que ustedes han hecho desinteresadamente por el, que es la razón de mi vida, y en consecuencia por mí.

Al padre de mi hijo:

Gracias, me has dado las lecciones más relevantes de mi vida, finalmente estas me han permitido crecer como ser humano. Quizá el tiempo te de una perspectiva distinta de tu vida y entiendas porque tienes la dicha de ser el padre de un hijo tan hermoso y lleno de virtudes.

A Dr. Svirid:

No tengo las palabras precisas para mostrar cuan agradecida me encuentro. Gracias por la paciencia, pero principalmente el tiempo dedicado para hacer esto posible.

ÍNDICE

Introducción

1. Parámetros importantes en el desempeño de los sistemas de transmisión de señales analógicas

- 1.1 Ruido
- 1.2 Distorsión
 - 1.2.1 Distorsión armónica
 - 1.2.2 Distorsión por intermodulación
- 1.3 Linealidad
- 1.4 Ancho de banda de un sistema analógico
- 1.5 Rango dinámico

Conclusiones

Bibliografía

2. Clasificación de los sistemas de comunicación de señales analógicas

- 2.1 Sistemas de comunicaciones
- 2.2 Sistemas de radiocomunicación
- 2.3 Sistemas de comunicaciones por cable metálico
- 2.4 Sistemas de comunicaciones por fibra óptica
 - 2.4.1 Sistemas con modulación en intensidad y detección directa (IM/DD)
 - 2.4.2 Sistemas con detección coherente
 - 2.4.3 Sistemas multicanal por fibra óptica
 - 2.4.3.1 Sistemas con multiplexaje de la subportadora (SCM)
 - 2.4.3.2 Sistemas por división de longitud de onda (WDM)

Conclusiones

Bibliografía

3. Clasificación de formatos de modulación en los sistemas de transmisión de señales analógicas por fibra óptica

- 3.1 Formatos de modulación en los sistemas de detección directa
 - 3.1.1 Modulación de intensidad de la portadora óptica en sistemas de detección directa
 - 3.1.2 Modulación de la subportadora de RF en los sistemas de detección directa
 - 3.1.2.1 Modulación de la subportadora por intensidad
 - 3.1.2.2 Modulación de la subportadora por doble banda lateral
 - 3.1.2.3 Modulación de frecuencia de la subportadora
 - 3.1.2.4 Modulación de fase de la subportadora
- 3.2 Formatos de modulación en los sistemas de detección coherente
 - 3.2.1 Modulación de intensidad de la portadora óptica
 - 3.2.2 Modulación de amplitud de la portadora óptica
 - 3.2.3 Modulación de la frecuencia de la portadora óptica
 - 3.2.4 Modulación de fase de la portadora óptica

Conclusiones

Bibliografía

4. Transmisión de señales analógicas por fibra óptica utilizando el método de detección directa de la señal

- 4.1 Modelo del sistema de detección directa
- 4.2 Sistemas con modulación directa de la fuente óptica
- 4.3 Sistemas con modulación externa de la fuente óptica
 - 4.3.1 Modulador Mach Zehnder
 - 4.3.2 Modulador acoplador direccional
- 4.4 Características de los sistemas de detección directa
 - 4.4.1 Relación señal a ruido
 - 4.4.2 Linealidad
 - 4.4.3 Rango dinámico

Conclusiones

Bibliografía

5. Transmisión de señales analógicas por fibra óptica utilizando el método de detección coherente

- 5.1 Modelo de los sistemas de transmisión analógicos coherentes
- 5.2 Fuentes ópticas para transmisión analógica coherente
- 5.3 Características de los receptores
- 5.4 Características de los sistemas analógicos coherentes
 - 5.4.1 Relación señal ruido
 - 5.4.2 Rango dinámico

Conclusiones

Bibliografía

6. Diseño de un sistema de transmisión analógico IM/DD

- 6.1 Requerimientos del sistema
- 6.2 Cálculo y análisis de la banda de paso
 - 6.2.1 Tiempo de subida de una fuente óptica
 - 6.2.2 Dispersión de los pulsos transportados y tiempo de subida de la fibra óptica.
 - 6.2.3 Tiempo de subida del detector óptico
- 6.3 Cálculo energético
 - 6.3.1 Relación señal a ruido para un sistema analógico
- 6.4 Ejemplo del cálculo de los efectos no lineales a través del concepto de no-linealidad y distorsión
 - 6.4.1 Calculo de los efectos no-lineales a través del concepto de no-linealidad total
 - 6.4.2 Calculo de los efectos no-lineales a través del concepto de distorsión

Conclusiones

Bibliografía

Anexo

Especificaciones de los dispositivos utilizados en los cálculos.

INTRODUCCIÓN

La gran mayoría de sistemas de comunicaciones por fibra óptica están diseñados para llevar información digital. Sin embargo, en ciertas áreas de telecomunicaciones o para aplicaciones particulares, la transferencia de información en forma analógica probablemente resulte la más adecuada, sobre todo cuando las señales son de banda ancha como las de video. Por lo tanto, la transmisión analógica por fibra óptica indudablemente juega un importante papel en las redes de comunicaciones, especialmente en situaciones donde el enlace por fibra óptica es parte de una gran red analógica.

Las fibras ópticas disponen de un gran ancho de banda de transmisión del orden de TeraHertz. Para aprovechar esta enorme capacidad de espectro óptico pueden emplearse distintas técnicas de multiplexación de la información a transmitir, como por ejemplo la multiplexación en longitud de onda (wavelength division multiplexing, WDM). Pero en el caso de los sistemas ópticos analógicos todavía es posible aumentar un escalón más el nivel de multiplexación, si modulamos cada portadora óptica con la señal multicanal de RF proveniente de un transmisor CATV (televisión por cable) o receptor de TV satelital. Esta técnica de multiplexación en el dominio de RF se conoce con el nombre de SCM (subcarrier multiplexing). Surgen de este modo los llamados sistemas híbridos WDM-SCM, los cuales tienen una gran aplicación debido a las enormes ventajas.

El uso de transmisión analógica en estas áreas evita el costo y complejidad del equipo terminal digital, así como la degradación debida al ruido de cuantización. Este es especialmente el caso de la transmisión de señales de video o cortas distancias, donde el costo de los convertidores A/D y D/A generalmente no es justificado. De aquí, que hay muchas aplicaciones, tales como CATV donde los sistemas analógicos por fibra óptica pueden ofrecer un conjunto de ventajas.

Los sistemas de comunicación ópticos que permitan transmisión de microondas satelitales, moduladas con señales de información, presentan actualmente un gran interés tecnológico por la posibilidad de transmitir y/o distribuir la información, a través de canales de fibra óptica de corta o larga distancia. Esta combinación tecnológica permite la transmisión de voz, imágenes, datos, televisión, etc., como paquetes completos provenientes de enlaces de microondas ó satelitales y distribuirlos mediante enlaces de fibra óptica con las ventajas asociadas a este medio de transmisión. Este tipo de sistemas puede aprovechar la infraestructura de tendido de fibra óptica, existente en una gran variedad de zonas geográficas. La transmisión por fibra óptica permite la posibilidad de limitar el número de enlaces punto a punto de radio ó del número de receptores satelitales, considerando que una vez que la señal se recibe mediante un receptor, la misma puede distribuirse a diferentes puntos, en enlaces de corta o larga distancia.

Sin embargo, hay limitaciones inherentes a la transmisión analógica por fibra óptica. Por ejemplo, los únicos requerimientos de transmisión analógica sobre transmisión digital, son las altas relaciones señal-ruido en la salida del receptor, el cual necesita una alta potencia óptica de entrada, y una alta linealidad de extremo a extremo para evitar distorsiones y prevenir el efecto de cruce (crosstalk) entre los diferentes canales de una señal multiplexada.

Los sistemas de transmisión de señales analógicas por fibra óptica tienen una gran aplicación en la distribución de TV por cable, sistemas de comunicación celular, antenas

remotas y antenas de arreglos de fase. Una de las principales ventajas de los sistemas de transmisión de señales analógicas por fibra óptica, es que la señal analógica puede ser directamente modulada por la portadora óptica para transportarse sin tener que demodular y remodular. Sin embargo, debido a la naturaleza de las señales analógicas, los requerimientos del enlace óptico, en términos de la relación señal-ruido y linealidad son mucho más exigentes que en los enlaces ópticos digitales.

Las aplicaciones que involucran los enlaces punto a punto de señales analógicas, (por ejemplo, distribución de señales de cable, antenas remotas, etc.) pueden ser de gran beneficio debido a las excelentes características de propagación que posee la fibra óptica. Desde hace muchos años, la fibra óptica monomodo comercialmente disponible ha exhibido muy baja atenuación y dispersión cercana a cero en longitudes de onda cerca del infrarrojo. Además de la fibra, un enlace óptico también debe incluir como mínimo una fuente óptica y un modulador en el extremo de entrada y un detector óptico en el extremo de salida. Normalmente, uno de estos componentes, más que la fibra óptica, limitan el desempeño del sistema de transmisión de señales analógicas. Por esto, los esfuerzos más significativos para entender, predecir y mejorar el desempeño de los sistemas de transmisión de señales analógicas por fibra óptica involucran estudios de varias técnicas de modulación, generación y detección de la portadora óptica.

El objetivo general de la presente tesis es estudiar las áreas de aplicación actual de los sistemas de transmisión de las señales analógicas vía fibra óptica y hallar los criterios específicos de su evaluación con el fin de diseñar los sistemas de este tipo.

Se pretende mostrar que aún en la actualidad los sistemas de comunicaciones vía fibra óptica pueden ser utilizados para transportar señales analógicas obteniendo un desempeño aceptable en varias aplicaciones.

Sin embargo, en gran parte de la bibliografía existente sobre el área de comunicaciones ópticas está desarrollada y contenida la teoría del análisis y diseño solamente de los sistemas digitales y es muy escasa la información sobre los sistemas analógicos.

En este trabajo se describe la integración de un sistema de comunicación vía fibra óptica permitiendo la transmisión de señales analógicas a altas frecuencias. Para lograr un estudio completo de los sistemas analógicos por fibra óptica es necesario incluir una inspección de los diferentes tipos de componentes que pueden ser utilizados en el enlace, incluyendo las mismas fibras ópticas, los diodos láser semiconductores, receptores ópticos, moduladores externos, amplificadores ópticos entre los más importantes. En el presente trabajo se realiza el estudio de funcionamiento de los sistemas de transmisión de señales analógicas por fibra óptica, y los métodos principales de cálculo de sus características fundamentales con fines de establecer una metodología de diseño adecuada a las aplicaciones actuales de estos sistemas, enfocándose en primer lugar a las no-linealidades de transmisor y receptor.

El primer capítulo aborda los conceptos más relevantes en el desempeño de los sistemas analógicos, con la finalidad de poder retomarlos en los capítulos posteriores. Dentro de los conceptos más importantes se tiene a la linealidad, el rango dinámico, el ruido presente, entre otros.

El segundo capítulo proporciona una clasificación general de los diferentes esquemas de sistemas de transmisión de señales analógicas dependiendo de sus diferentes aplicaciones, esto sirve como un apropiado comienzo ya que se abordan los aspectos más

generales de cada tipo de sistema y los principios más básicos de transmisión a través de ellos.

El tercer capítulo trata las técnicas de modulación para los esquemas de transmisión tanto de detección directa como de detección coherente. La transmisión por detección directa puede utilizar solamente la modulación por intensidad en la portadora, mientras que la subportadora (la señal analógica) puede utilizar cualquier esquema de modulación. En el caso de los sistemas de detección coherente se puede recuperar a la señal modulada en intensidad, fase, amplitud o frecuencia, e incluso modulada en polarización.

El cuarto capítulo es una amplia introducción al campo de los enlaces ópticos analógicos con esquemas de detección directa, dentro esta sección se trata los parámetros más relevantes en este tipo de sistemas, así como las características que deben tener el receptor y el transmisor. Finalmente se analiza brevemente el desempeño de estos sistemas.

El quinto capítulo está dedicado a los sistemas de transmisión de señales analógicas que utilizan la Detección Coherente. En esta sección se hace una comparación entre los diferentes modelos que emplea cada uno de los sistemas de transmisión. Además se hace mención de las características que deben tener las fuentes ópticas en este tipo de sistemas. Se aborda brevemente las diferentes especificaciones necesarias de los receptores. Finalmente se estudia el desempeño de este tipo de sistemas mediante los parámetros de desempeño.

En el sexto capítulo se revisan los parámetros más importantes en el diseño de un sistema de transmisión de señales analógicas por fibra óptica IM/DD, además del cálculo de los efectos no-lineales con el concepto de distorsión por intermodulación y no-linealidad.

1. PARÁMETROS IMPORTANTES EN EL DESEMPEÑO DE LOS SISTEMAS DE TRANSMISIÓN DE SEÑALES ANALÓGICAS

Existen numerosas formas de comunicación. Dos personas pueden comunicarse entre sí por la voz, los ademanes o símbolos gráficos. En el pasado se llevaba a cabo la comunicación de larga distancia con medios como sonidos de tambor, señales de humo, palomas mensajeras y señales luminosas. Hoy en día estas formas de comunicación han quedado superadas. El ingeniero está primordialmente interesado en la comunicación eficiente [1].

Comunicación Eficiente: Transmisión y recepción de información (o mensajes) lo más rápidamente posible y con un mínimo de errores.

Un sistema de comunicaciones puede ser analógico o digital, dependiendo del tipo de señal que se transporte. En un sistema analógico, la señal que se transmite es una señal continua en el tiempo. El mensaje analógico se representa con magnitudes de variación continua, en teoría puede asumir un número infinito de valores, por ejemplo la voz. Este tipo de sistema es el de interés para el presente trabajo.

En un sistema digital, las señales que se transmiten son secuencias de símbolos discretos y cuantizados. Tal es el caso, por ejemplo, la telegrafía ó el enlace entre dos computadoras. Cabe señalar que los sistemas de comunicaciones pueden ser clasificados no sólo de este modo, sino además de acuerdo a otros parámetros de comparación.

Todos los sistemas de transmisión constan de tres partes fundamentales que son:

- 1) Transmisor
- 2) Medio de transmisión
- 3) Receptor

Los sistemas de transmisión de señales analógicas ó digitales tienen como esquema básico el que se muestra en la figura 1.1.

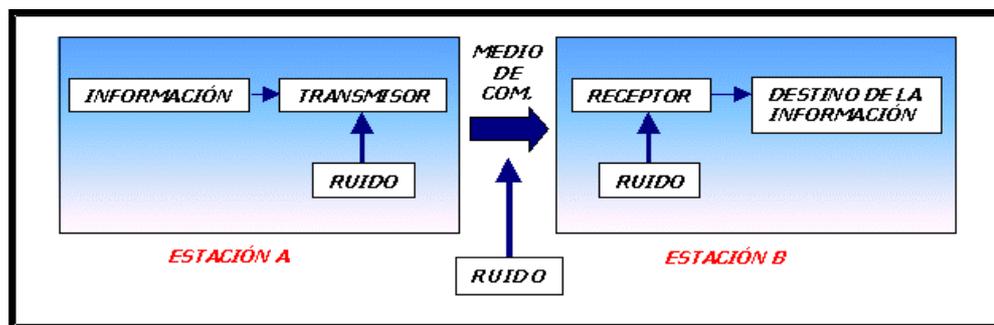


Fig. 1.1 Esquema básico de los sistemas de transmisión.

En los sistemas de transmisión de señales analógicas, a diferencia de los sistemas digitales, los efectos de distorsión y de ruido son de gran importancia [2].

Otro aspecto importante en todo sistema analógico es la linealidad del sistema. Los requerimientos de linealidad en los sistemas analógicos son mucho mayores que en los sistemas digitales.

Debido a que la calidad en los sistemas analógicos se determina con la relación señal a ruido (SNR) y la linealidad, es importante definir previamente cada uno de estos parámetros, además de algunos otros que se consideran importantes en el desempeño del sistema.

1.1 RUIDO

Ruido: Es una señal aleatoria que se halla presente en toda la banda de frecuencias.

Todas las señales de ruido son aleatorias, en uno u otro sentido. Las señales que transforman la información sufren alteración debido al ruido aleatorio y por consiguiente son difíciles de identificar en el receptor. Para superar esta dificultad es necesario incrementar la potencia de las señales portadoras del mismo [3].

En un sistema analógico la adición de ruido degrada la relación señal-ruido (SNR). Esta relación es dependiente del ancho de banda y puede variar con la frecuencia de operación, pero es a pesar de eso, es considerada como una medida del desempeño del sistema.

Hay muchas fuentes de ruido en un sistema de comunicaciones óptico. La fuente óptica introducirá algunas variaciones de intensidad no deseadas, causadas por efectos tales como el ruido de emisión espontánea. Estas intensidades de ruido son generalmente agrupadas con el término **Ruido de Intensidad Relativa (RIN)**, definida como la relación entre el cuadrado de la amplitud media de las fluctuaciones de ruido por unidad de ancho de banda y el cuadrado de la potencia óptica de dc. Esta varía con la frecuencia y para diodos láser semiconductores tiende a estar cerca del pico de la frecuencia de oscilación relajación.

El canal óptico es usualmente la fibra y no se considera que agregue ruido a la señal, pero degrada la señal a través de la atenuación y la dispersión. La atenuación de fibra causa la degradación de la relación señal-ruido total de sistema.

En el receptor, se tienen diversas fuentes de ruido. Estas incluyen ruido cuántico o de disparo, ruido de la corriente de oscuridad del fotodiodo y ruido térmico de la resistencia de carga y del amplificador. En sistemas digitales las fuentes dominantes de ruido presentes en el sistema tienden a estar en las fuentes de ruido térmico en el receptor, por ello se han hecho grandes esfuerzos para reducir estas contribuciones de ruido. Sin embargo, en sistemas analógicos los niveles de potencia incidente en el fotodiodo son algunas veces verdaderamente altas [3].

1.2 DISTORSIÓN

En general, la distorsión es una medida de la impureza de la señal. Normalmente es expresada como un porcentaje o relación de decibeles de los componentes no deseados y los componentes deseados de una señal [5]. Existen métodos para medir la distorsión provocada por elementos no-lineales, entre los más comunes están la distorsión armónica y algunos tipos de distorsión por intermodulación. La distorsión no-lineal surge cuando una señal pasa a través de un elemento de un sistema que no tiene una característica de

transferencia no-lineal. Un ejemplo de característica con una no-linealidad exagerada (y sus efectos) de tal manera que puede ser fácilmente observada es mostrada en la siguiente figura.

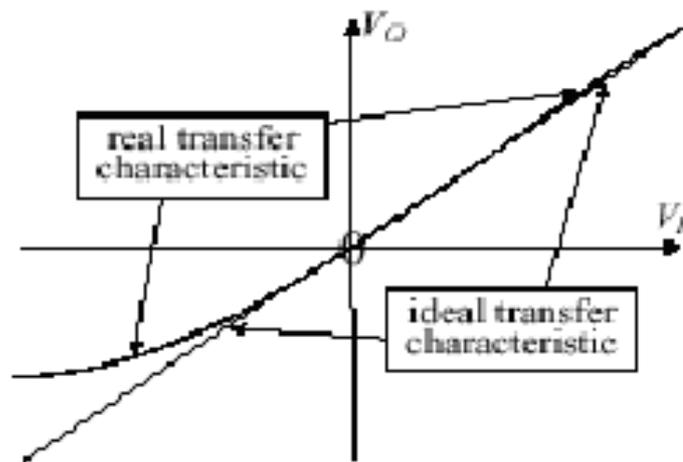


Fig.1.2 Característica de transferencia no-lineal

Es claro para el caso de la figura anterior, que la ganancia incremental, $\Delta V_0 / \Delta V_1$ cambia con V_1 . Esto significa que la forma de la señal de salida será diferente de la señal de entrada y si la señal de entrada es una senoidal, por ejemplo, con una sola frecuencia, como se muestra en la figura 1.3a, su forma es cambiada en la salida mostrada en la figura 1.3b lo que significa que otros componentes de frecuencia han sido generados por el elemento no-lineal del sistema. Para el caso de una senoidal de entrada, las frecuencias extra generadas serán armónicas de la señal de entrada y la distorsión producida es conocida como **“distorsión armónica”**.

Si la señal de entrada consiste de dos sinusoides de diferentes frecuencias, se generarán armónicas de ambas sinusoides, la característica de transferencia no lineal causará que las señales interactúen y que se modulen una y otra. Supóngase, por ejemplo, que la entrada consiste de una senoide de alta frecuencia y pequeña amplitud superpuesta sobre una senoide de baja frecuencia y alta amplitud como se muestra en la figura 1.3c. Como la senoide de baja frecuencia se mueve de los valores pico de positivo a negativo, la ganancia para la cual la senoide de alta frecuencia es sujeta variará de acuerdo al cambio de acuerdo al cambio de la pendiente de la característica de transferencia sobre el rango de los voltajes de entrada cubierto por la senoide de baja frecuencia. El efecto es mostrado en la figura 1.3d. La senoide de alta frecuencia que aparecerá en la salida del sistema es modulada efectivamente en amplitud por la senoide de baja frecuencia como se muestra en la figura 1.3e y su interacción es conocida como **“distorsión por intermodulación”**, también genera componentes extras de frecuencia en la salida del sistema.

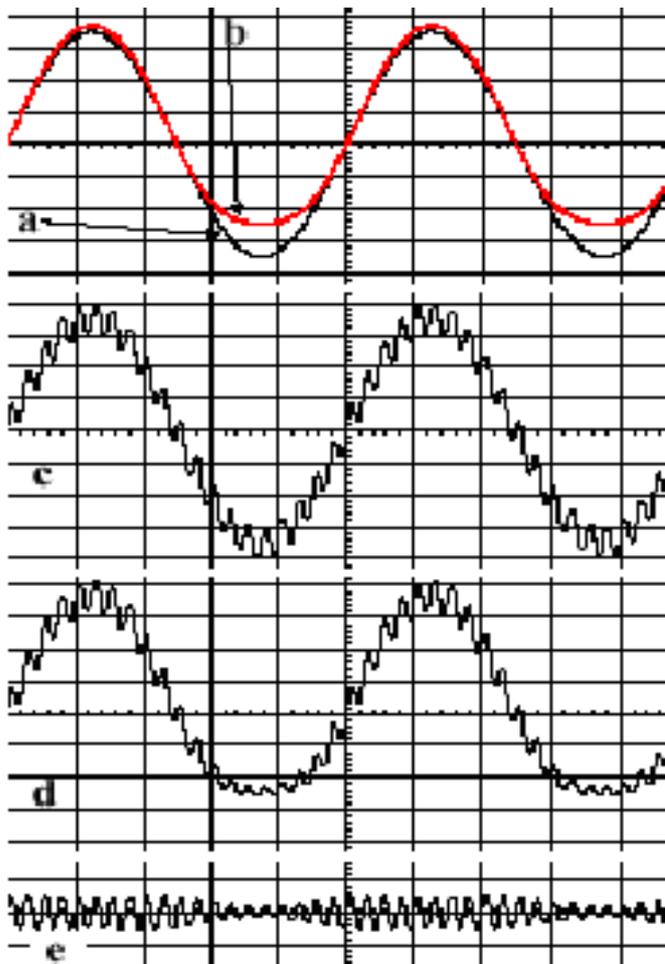


Fig. 1.3 Efecto de la característica de transferencia sobre la forma de la señal.

- a) Sinusoidal simple
- b) La señal de salida correspondiente a a)
- c) La suma de dos sinusoides
- d) es la señal de salida correspondiente a c)
- e) es la componente de alta frecuencia de d) que muestra claramente el efecto de distorsión

La distorsión surge a partir de las no-linealidades de la característica de transferencia. En general, la característica de transferencia puede ser expresada en forma polinomial:

$$V_o = k_0 + k_1 V_i + k_2 V_i^2 + k_3 V_i^3 + \dots + k_n V_i^n + \dots \quad (1.1)$$

En casos donde la función de transferencia tiene diferentes no linealidades, su forma polinomial tendrá un gran número de términos, pero en muchos casos prácticos la ganancia cambia gradualmente y solamente algunos de los primeros términos del polinomio son necesarios para obtener una buena representación matemática de la característica de transferencia.

1.2.1 DISTORSIÓN ARMÓNICA

La distorsión armónica es la generación de armónicas por el sistema cuando este es excitado por una senoide simple. Considere un caso que puede ser modulado razonablemente incluyendo términos superiores a tercer orden y $x(t) = A \cos \omega t$ es la señal de entrada, la señal de salida puede ser escrita como:

$$\begin{aligned}
 y(t) &\approx \alpha_1 x(t) + \alpha_2 x^2(t) + \alpha_3 x^3(t) \\
 y(t) &\approx \alpha_1 A \cos \omega t + \alpha_2 A^2 \cos^2 \omega t + \alpha_3 A^3 \cos^3 \omega t \\
 y(t) &\approx \frac{\alpha_2 A^2}{2} + \left(\alpha_1 A + \frac{3\alpha_3 A^3}{4} \right) \cos \omega t + \frac{\alpha_2 A^2}{2} \cos 2\omega t + \frac{\alpha_3 A^3}{4} \cos 3\omega t
 \end{aligned} \tag{1.2}$$

DC Fundamental 2º armónica 3º armónica

donde $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ son las funciones de transferencia para la fundamental, segunda y tercera armónica, A es la amplitud de la señal de entrada.

Se define a la *Distorsión Armónica Total* (THD), en términos de la potencia eléctrica del receptor.

$$\text{THD} = \frac{\text{potencia eléctrica en las armónicas}}{\text{potencia eléctrica en la fundamental}}$$

DISTORSIÓN ARMÓNICA TOTAL DE UN SISTEMA EN CASCADA

Para un sistema que contiene elementos conectados en cascada se puede realizar el cálculo total de distorsión.

La suma de potencia de todas las armónicas es definida como:

$$P_{\text{THD}} = \sqrt{P_2^2 + P_3^2 + \dots + P_n^2}, \tag{1.3}$$

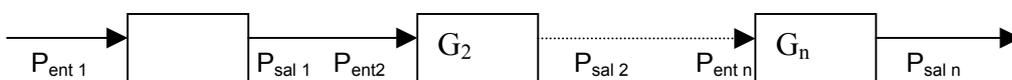
donde $P_2, P_3, \dots P_n$ son la potencia en la segunda, tercera hasta la n-ésima armónica. Por lo tanto, la distorsión armónica total (THD) esta definida como:

$$\text{THD}(\%) = \frac{P_{\text{THD}}}{P_1} \times 100, \tag{1.4}$$

donde P_1 es la potencia de la fundamental.

El valor numérico de la THD es siempre mucho menor a uno. Por lo tanto, la THD es expresada en porcentaje.

Para el cálculo de la THD total de un sistema en etapas se utiliza como ejemplo el siguiente diagrama, el bloque de ganancia genera también distorsión, de tal forma que la salida es la suma de la componente fundamental $V_{\text{sal}1}$, y los componentes de distorsión, V_{THD} .



La ganancia G_1 del bloque es definida solo en términos de las señales fundamentales de entrada y salida, de tal forma que:

$$G_1 = \frac{P_{sal1}}{P_{ent1}} \quad \text{ó} \quad P_{sal1} = G_1 \cdot P_{ent1} \quad (1.5)$$

La primera etapa de salida es entonces:

$$1^{\text{ª}} \text{ etapa de salida} = P_{sal1} + P_{THD1} = P_{sal1} + P_{sal1} \cdot THD_1 = P_{sal1}(1 + THD_1) = P_{ent1} \cdot G_1(1 + THD_1),$$

donde THD1 es la distorsión armónica total en la primera etapa.

Esta misma definición es también utilizada cuando se tienen bloques en cascada cada uno contribuyendo con distorsión:

$$n^{\text{ésima}} \text{ etapa de salida} = G_1 \cdot G_2 \cdots G_n \cdot P_{ent} (1 + THD_1)(1 + THD_2) \cdots (1 + THD_n) = P_{sal} (1 + THD_{total}).$$

Por lo tanto, la THD total de n etapas en cascada es [10]:

$$THD_{total} = (1 + THD_1)(1 + THD_2) \cdots (1 + THD_n) - 1. \quad (1.6)$$

1.2.2 DISTORSIÓN POR INTERMODULACIÓN

Para circuitos de banda ancha o baja frecuencia, la THD es muy útil para evaluar al concepto de no-linealidad. La figura muestra la distorsión armónica en un filtro paso banda. En este caso las armónicas pueden ser filtradas.

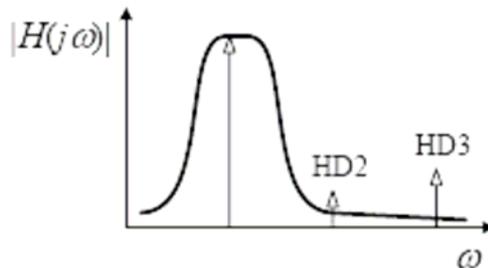


Fig. 1.4 Distorsión armónica en un filtro paso banda.

Para circuitos de RF se utiliza el concepto de distorsión por intermodulación para evaluar los efectos no-lineales. La distorsión por intermodulación ocurre cuando la no-linealidad de un dispositivo o sistema con frecuencias múltiples en la entrada causa señales no deseadas en la salida a otras frecuencias.

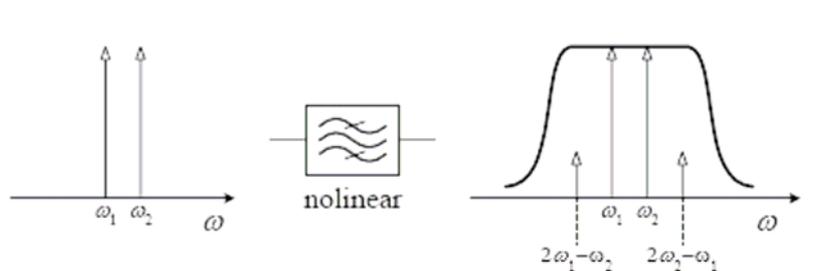


Fig. 1.5 Distorsión por intermodulación en un filtro paso banda.

Los circuitos de RF son diseñados para operar en banda estrecha, similares a un filtro paso-banda.

Para el cálculo de la distorsión por intermodulación supongamos que la señal de entrada es:

$$x(t) = A \cos \omega_1 t + A \cos \omega_2 t \quad (1.7)$$

Entonces, los componentes principales de la señal de salida son

$$\text{Fundamental: } \left(\alpha_1 A + \frac{9}{4} \alpha_3 A^3 \right) \cdot (\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t),$$

$$\text{IM2: } \alpha_2 A^2 \cos(\omega_1 + \omega_2)t + \alpha_2 A^2 \cos(\omega_1 - \omega_2)t,$$

$$\text{IM3: } \frac{3}{4} \alpha_3 A^3 \cos(2\omega_1 + \omega_2)t + \frac{3}{4} \alpha_3 A^3 \cos(2\omega_1 - \omega_2)t \\ + \frac{3}{4} \alpha_3 A^3 \cos(2\omega_2 + \omega_1)t + \frac{3}{4} \alpha_3 A^3 \cos(2\omega_2 - \omega_1)t,$$

donde IM2 e IM3 son los productos de intermodulación de segundo y tercer orden respectivamente.

Existen dos conceptos ligados a la distorsión por intermodulación, como el **punto de compresión a 1 dB (CP_{1dB})** y el **punto de intersección de tercer orden (IP3)** que serán abordados a continuación.

El IP3 es un concepto estrechamente ligado al punto de compresión de 1 dB, que por definición es el nivel de la señal de entrada en el que la ganancia decae 1 dB, como se muestra en la figura 1.6.

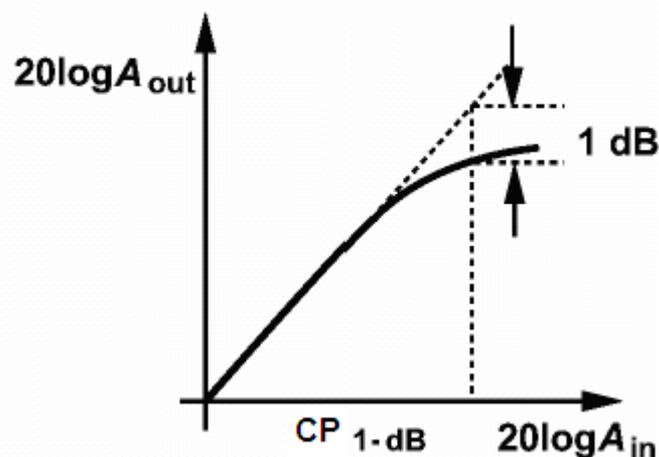


Fig. 1.6 Punto de compresión a 1 dB (CP_{1dB}).

La ganancia en señal pequeña es

$$G = \alpha_1 \text{ (en veces).}$$

La ganancia en señal grande:

$$G = \alpha_1 + \frac{3\alpha_3 A^2}{4}.$$

Para la mayoría de los circuitos, su ganancia se saturará conforme el nivel de entrada se incrementa.

Igualando las ganancias se obtiene el punto de compresión a 1 dB (CP_{1dB}) [14].

$$20\log\left|\alpha_1 + \frac{3\alpha_3 CP_{1dB}^2}{4}\right| = 20\log|\alpha_1| - 1\text{dB}$$

(1.8), (1.9)

$$CP_{1dB} = \sqrt{0.145 \frac{|\alpha_1|}{|\alpha_3|}}$$

En la mayoría de las aplicaciones analógicas, tales como, sistemas de radar, transmisión satelital de antenas remotas y distribución de señales celulares de RF, la señal que está siendo transmitida o procesada usualmente ocupa menos de un octavo del ancho de banda centrado en una cierta frecuencia de RF. Para estas aplicaciones los productos por intermodulación son más importantes que la distorsión armónica. Sin embargo, para transmisión de banda ancha, tal como CATV, la distorsión armónica será también de gran importancia.

La intermodulación de tercer orden, es generalmente la distorsión más importante para sistemas de banda estrecha, sin embargo, en algunos casos incluso el 5° y 7° orden puede tener alguna influencia. La característica de distorsión por intermodulación de tercer orden (IMD3) de componentes activos de microondas son generalmente especificados por su **punto de intersección de tercer orden (IP3)**, el cual es medido por prueba de 2 tonos. Los productos IMD3 generados son medidos en frecuencias $2f_1 - f_2$ y $2f_2 - f_1$. El IP3 es entonces un punto en la característica de transferencia lineal en el cual la magnitud de los productos de intermodulación de tercer orden es equivalente a la potencia de señal de salida.

Supongamos que A es lo suficientemente pequeña, de tal manera que los términos de más alto orden pueden ser despreciables:

$$\text{Fundamental } I = \alpha_1 A \cos \omega_1 t + \alpha_1 A \cos \omega_2 t + \dots \propto A$$

$$\text{IM3} = \frac{3}{4} \alpha_3 A^3 \cos(2\omega_1 - \omega_2)t + \dots \propto A^3$$

La figura 1.7 muestra de forma gráfica el punto de intersección de tercer orden IP3.

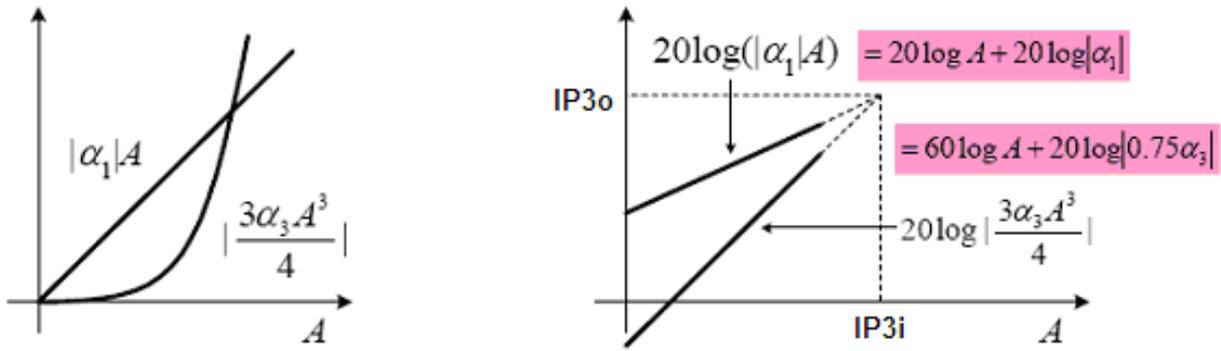


Fig. 1.7 Gráfica del punto de intersección de tercer orden, IP3.

Cálculo del IP3:

$$|\alpha_1|IP3 = \frac{3}{4}|\alpha_3|IP3^3$$

$$IP3 = \sqrt{\frac{4}{3} \frac{|\alpha_1|}{|\alpha_3|}}$$
(1.10)

La relación con el punto de compresión CP_{1dB} [14]:

$$IP3|_{dB} \approx A_{1-dB}|_{dB} + 9.6dB .$$
(1.11)

Otra forma de calcular el IP3 si se cuenta con los datos:

$$IP3 = P_{out} + |IP_{dBc} / 2| ,$$
(1.12)

donde P_{out} es la potencia de la señal fundamental de salida. IP_{dBc} es el nivel de los productos de intermodulación de tercer orden (en dBc) relativo a la fundamental, como se muestra en la figura 1.8 [15]:

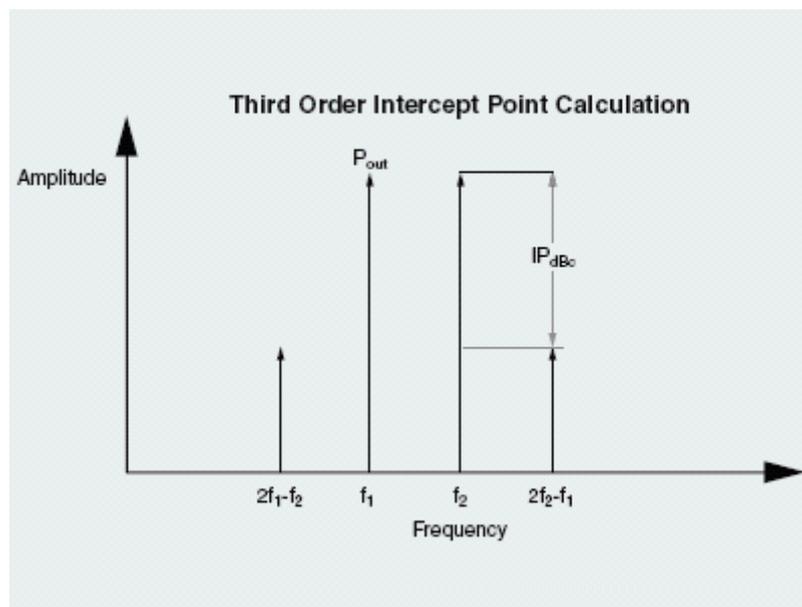
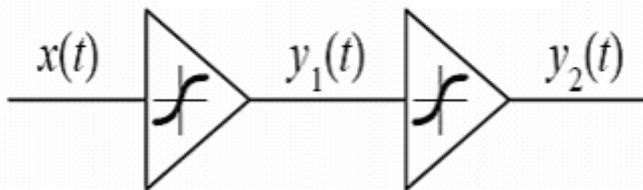


Fig. 1.8 Otra forma de cálculo del IP3.

CÁLCULO DEL IP3 PARA ELEMENTOS NO-LINEALES EN CASCADA

Para un sistema de dos etapas no lineales, el IP3 puede ser calculado con la siguiente expresión:



$$\begin{cases} y_1(t) = \alpha_1 x(t) + \alpha_2 x^2(t) + \alpha_3 x^3(t) \\ y_2(t) = \beta_1 y_1(t) + \beta_2 y_1^2(t) + \beta_3 y_1^3(t) \end{cases}$$

$$\frac{1}{IP3_{total}^2} \approx \frac{1}{IP3_{3,1}^2} + \frac{\alpha_1^2}{IP3_{3,2}^2} \tag{1.13}$$

ADICIÓN Y CANCELACIÓN DE LOS COMPONENTES DE DISTORSIÓN

Una consideración común para los sistemas que poseen más de un elemento que contribuye con distorsión es la adición y cancelación de la misma. Considere el ejemplo de la siguiente figura.

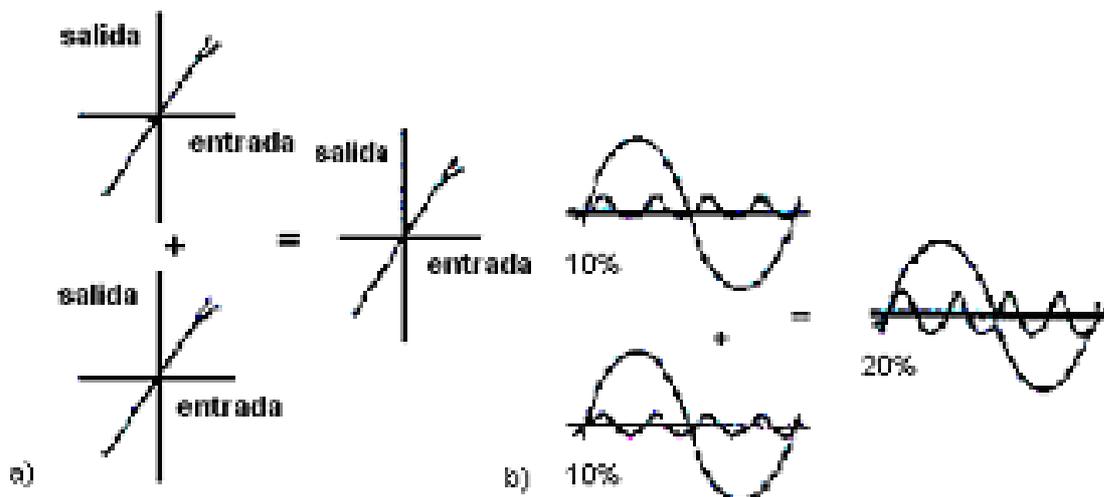


Fig. 1.9 Ilustración de adición de los componentes de distorsión. a) Suma de las no-linealidades de la función de transferencia. b) Suma de los componentes de distorsión.

Suponga que uno de los dispositivos que conforman el sistema tiene una característica de transferencia similar a la mostrada en el inciso a) de la figura anterior y otro dispositivo posee una característica como la superior del inciso a). Si los dispositivos se encuentran conectados en cascada, la no-linealidad de la característica de transferencia resultante

será ampliada como se muestra. El efecto sobre las ondas senoidales en el dominio del tiempo se ilustra en el inciso b). La componente de distorsión generada por cada no-linealidad está en fase y se sumará a una componente del doble de la magnitud original.

Cuando los dispositivos que forman el sistema están en cascada, los efectos de las dos curvas se cancelan, dando lugar a una línea recta para la característica de transferencia. Los productos de distorsión correspondientes están fuera de fase unos y otros, resultando en componentes de distorsión no medidos en la salida final [5].

1.3 LINEALIDAD

El hecho de que un sistema sea lineal significa que ante una señal de entrada arbitraria $f(t)$ que es una suma de excitaciones, podemos obtener su salida fácilmente aplicando el principio de superposición: la respuesta a una suma de excitaciones es igual a la suma de las respuestas a esas mismas excitaciones consideradas de forma separada [11].

La no-linealidad es una característica propia del sistema que muestra la relación entre dos parámetros sobre un rango específico de valores. Los valores de estos parámetros pueden ser los de entrada y salida de un dispositivo [6].

Por otra parte, una definición matemática de linealidad de sistemas puede realizarse con el principio de Superposición, donde la superposición para un sistema con dos entradas cualesquiera $x_1(t)$ y $x_2(t)$ está definida como:

$$H[\alpha_1 x_1(t) + \alpha_2 x_2(t)] = \alpha_1 H[x_1(t)] + \alpha_2 H[x_2(t)] = \alpha_1 y_1(t) + \alpha_2 y_2(t). \quad (1.14)$$

De la ecuación anterior, $y_1(t)$ es la respuesta del sistema cuando solamente la entrada $x_1(t)$ es aplicada y de igual forma $y_2(t)$ es la respuesta del sistema cuando solamente la entrada $x_2(t)$ es aplicada, α_1 y α_2 son constantes arbitrarias [7].

Se dice que un sistema es lineal si los valores correspondientes de entrada y salida se encuentran situados sobre una línea recta. La **línea recta ideal** conecta el punto mínimo A (x_{\min} , y_{\min}) con el punto máximo B (x_{\max} , y_{\max}) y por lo tanto tiene la siguiente ecuación:

$$y - y_{\min} = \left[\frac{y_{\max} - y_{\min}}{x_{\max} - x_{\min}} \right] (x - x_{\min}) \quad (1.15)$$

$y = Kx + a$ ecuación ideal de la recta

donde K es la pendiente de la recta ideal y $a = 0$, para fines prácticos.

$$K = \frac{y_{\max} - y_{\min}}{x_{\max} - x_{\min}} \quad (1.16)$$

En muchos casos, la relación de la recta ideal, definida por las ecuaciones anteriores no obedece a un comportamiento lineal y se dice por lo tanto que el sistema es no-lineal. La no-linealidad de un sistema puede ser definida en términos de una función $N(x)$, la cual es la diferencia entre el comportamiento actual y el de la línea recta ideal.

$$N(x) = Y(x) - Kx \quad \text{ó} \quad Y(x) = Kx + N(x) \quad (1.17)$$

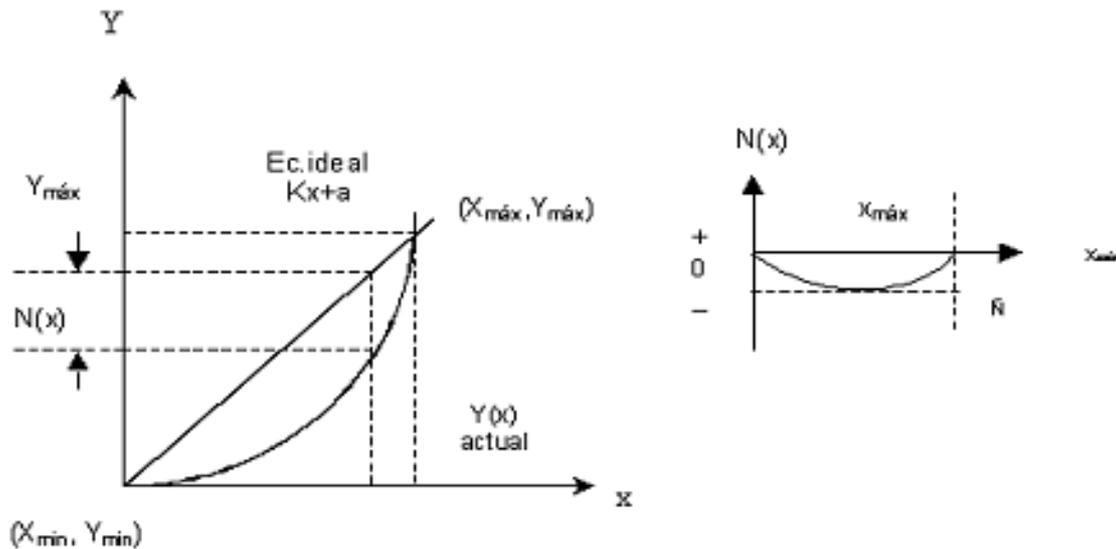


Fig. 1.10 Concepto de Linealidad

La no-linealidad es algunas veces cuantificada en términos de la no-linealidad máxima $N_{máx}(x)$, expresada como un porcentaje de la escala completa de desviación (full-scale deflection, f.s.d.), por lo tanto:

La no-linealidad máxima en términos de f.s.d. se denominará Ω .

$$\Omega = \frac{N_{máx}(x)}{Y_{máx} - Y_{min}} \times 100\% . \tag{1.18}$$

En muchos casos $Y(x)$ y por lo tanto $N(x)$ puede ser expresada como un polinomio en x [8].

$$Y(x) = a_0 + a_1x + a_2x^2 + \dots + a_qx^q + \dots + a_mx^m = \sum_{q=0}^{q=m} a_qx^q . \tag{1.19}$$

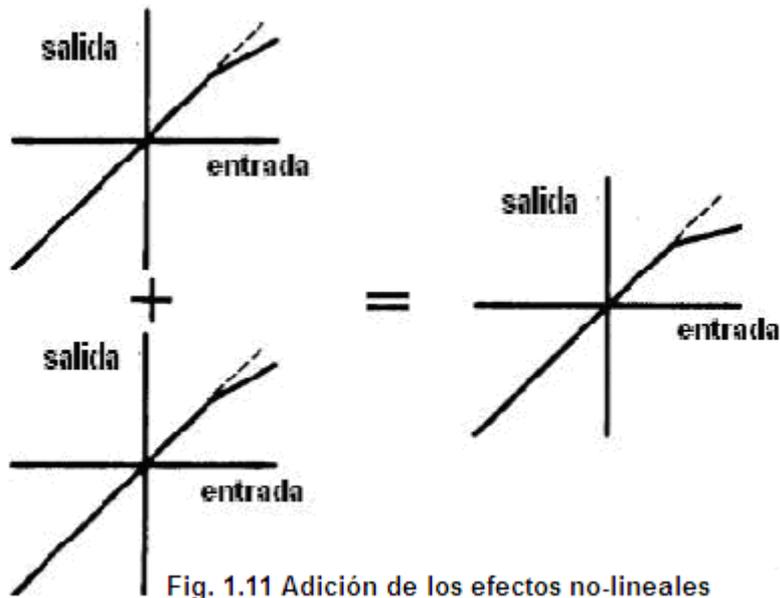
Para un sistema en el que existe más de un elemento que contribuye con efectos no lineales resulta aún más complejo realizar un cálculo total de dichos efectos, a través del concepto de no-linealidad, en el caso del sistema que se plantea en este trabajo de Tesis donde la fuente óptica y el detector contribuyen con no-linealidades es necesario conocer algunos parámetros como su característica de transferencia para hacer el cálculo total.

El cálculo de no-linealidad mencionado anteriormente tiene la desventaja de considerar solo un rango de valores de la característica de transferencia del dispositivo.

Para un sistema en etapas con elementos conectados en cascada el cálculo total de no-linealidad se complica, ya que en algunos casos no es posible contar con cada una de las características de transferencia o la característica de transferencia total del sistema.

Al conocer la característica de transferencia de los elementos y resultan tener la forma como se muestra en la figura, la no-linealidad de cada elemento es sumada linealmente para obtener la no-linealidad total del sistema, cabe mencionar que este resulta ser el

peor de los casos, ya que el concepto de no-linealidad aplicado a cada elemento proporciona el valor máximo de no-linealidad en un rango de valores.

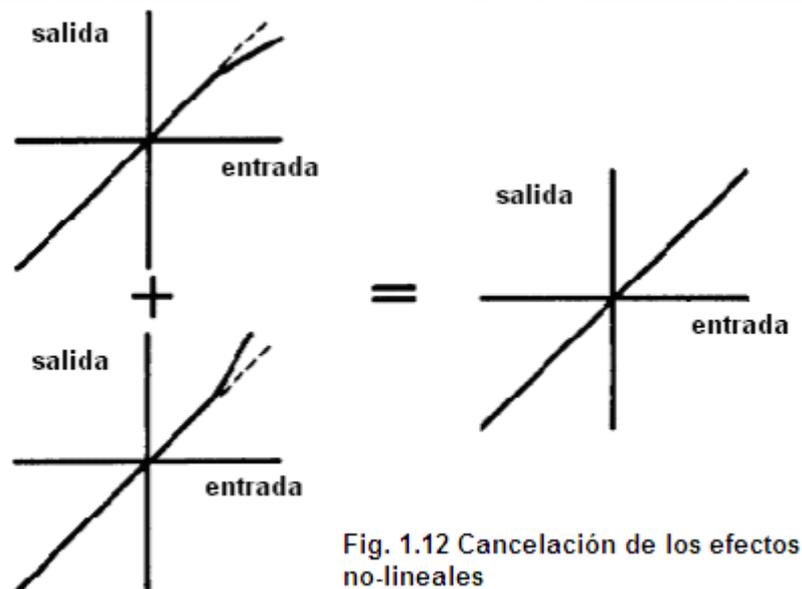


Así la no-linealidad total es calculada con la siguiente expresión:

$$\Omega_{\text{máx total}} = \Omega_{\text{máx } 1} + \Omega_{\text{máx } 2} + \dots + \Omega_{\text{máx } n}, \quad (1.20)$$

donde $\Omega_{\text{máx}}$ es calculada con la expresión mencionada anteriormente para cada elemento del sistema a partir de su característica de transferencia.

Otro caso sucede cuando las características de transferencia de los elementos tienen un comportamiento como el que muestra la figura:



En este caso la no-linealidad del sistema con elementos en cascada se verá reducida, debido a que los efectos de las dos curvas se cancelarán, dando lugar a una característica de transferencia más próxima a una línea recta [5].

1.4 ANCHO DE BANDA DE UN SISTEMA ANALÓGICO

Una determinada transmisión está constituida por muchas formas de onda y frecuencias diferentes. Por ejemplo, la transmisión de audio (voz humana), ocupa una banda de frecuencias desde 200 Hz hasta 15 KHz aproximadamente. Al rango de frecuencias se le denomina *ancho de banda*. Algunas veces el concepto de ancho de banda puede resultar un poco confuso, pero se determina fácilmente restando al límite superior el límite inferior.

El ancho de banda de un sistema analógico es la diferencia máxima entre la frecuencia más alta y más baja sobre la que se transporta la información, la portadora de tráfico. La capacidad portadora, donde va subida la información cuando se transmite, en un medio analógico, como un cable coaxial, se trata en Hertz, ciclos por segundo. El Hertz es la unidad de medida de capacidad o de frecuencia en los servicios de telecomunicación sobre medios analógicos, para analizar el ancho de banda.

Por otro lado, definiremos el ancho de banda de un sistema de comunicaciones como el intervalo de frecuencias para los cuales la distorsión lineal y la atenuación permanecen bajo límites determinados y constantes.

Si bien, los límites pueden ser arbitrarios, en la generalidad de los casos se definen para una atenuación de 3dB con respecto al valor que tiene la señal a la frecuencia de referencia.

El ancho de banda de un sistema de comunicaciones está directamente relacionado con la cantidad de información que puede pasar a través de él. En términos matemáticos, su valor indica cuantas armónicas en desarrollo de Fourier de la señal que se desea transmitir pueden pasar con una atenuación razonable (+/- 3dB).

Cuando se habla del ancho de banda de un sistema analógico, se habla del ancho de banda en Hertz, como se mencionó anteriormente.

La constancia de amplitud o magnitud $|H(\omega)|$ de un sistema queda especificado por su ancho de banda (BW).

El BW de un sistema se define como el intervalo de frecuencias en el cual la magnitud $|H(\omega)|$ es mayor o igual que $1/\sqrt{2}$ multiplicado por su valor máximo en la mitad del intervalo (ó -3dB) como se muestra en la figura 1.11.

$$BW = \omega_2 - \omega_1 \quad (1.21)$$

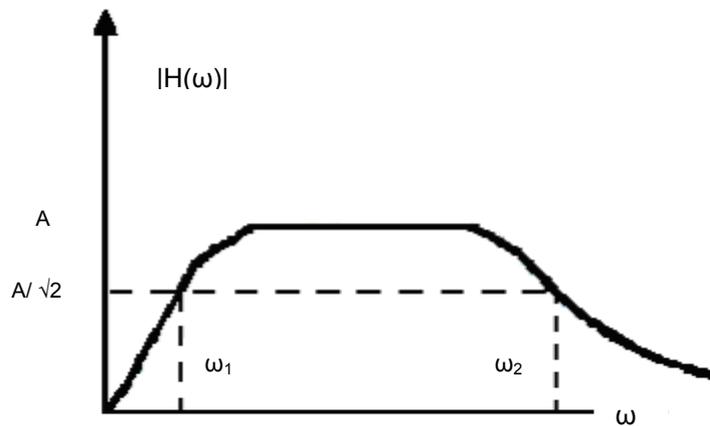


Fig. 1.13 concepto de ancho de banda

Para que una transmisión no tenga distorsión, es necesario que el BW del sistema sea infinito. En la práctica es imposible realizar tal sistema, pero se puede obtener una transmisión satisfactoria (casi sin distorsión o aparentemente sin distorsión) mediante sistemas con BW muy grandes, pero finitos.

El ancho de banda de una señal es el intervalo de frecuencias en el que se concentra la mayor parte de su energía.

El contenido de energía de cualquier señal física de crece conforme se incrementa la frecuencia. Sólo es necesario construir un sistema que transmita las componentes de frecuencia que contengan la mayor parte de la energía de la señal.

La atenuación de componentes de frecuencia muy alta causa muy poca distorsión, esto es debido a que esas componentes tienen muy poca energía de la señal [9].

1.4 RANGO DINÁMICO

En un sistema o dispositivo, el Rango Dinámico es la relación entre un nivel máximo especificado de un parámetro (potencia, corriente, voltaje o frecuencia) y el valor mínimo detectable de tal parámetro. El Rango Dinámico es generalmente expresado en dB.

En un sistema de transmisión, es la relación del nivel de sobrecarga (por ejemplo, la potencia máxima de la señal que el sistema puede tolerar sin distorsión de la señal) con el nivel de ruido del sistema. El rango dinámico de los sistemas de transmisión es usualmente expresado en dB [12].

El rango dinámico de un enlace de fibra óptica es una medida de la variación de los niveles de la señal que puede ser transportada por el enlace. Una definición alternativa de rango dinámico es el rango de niveles de potencia entre el nivel de ruido y el punto en el cual la ganancia del enlace exhibe 1 dB de compresión. Esta definición aplica a sistemas donde solo se encuentra una señal presente [10].

El rango dinámico libre de espurio (SFDR) es un concepto importante en sistemas analógicos donde frecuencias de RF se hallan presentes simultáneamente. Para un sistema de banda estrecha (menos de un octavo), la distorsión de interés es la distorsión por intermodulación de tercer orden.

Existen varias formas de definir el rango dinámico, una de ellas es a través del punto de compresión de 1 dB.

$$DR_{1dB} = P_{i,1dB} - P_{i,mds} \quad (1.22)$$

El rango dinámico libre de espurios es la diferencia, en dB, entre el tono de la fundamental y el más alto espurio, lo cual podría ser una intermodulación armónica en la banda de interés [13].

Por otro lado, el SFDR es definido como la relación del nivel máximo de entrada (resultando en la distorsión máxima permisible) y el nivel de entrada mínimo (sensibilidad o umbral de detección) [14].

$$SFDR = \frac{2(IP3 - P_{i,mds})}{3}, \quad (1.23)$$

donde IP3 es el punto de intersección de tercer orden, $P_{i,mds}$ es la potencia total de ruido medida en la entrada, y se define como:

$$P_{i,mds} = -174dBm + NF + 10 \log B, \quad (1.24)$$

donde B, es el ancho de banda del sistema, NF es la figura de ruido y -174 dBm es el valor de la densidad del ruido P_{NAD} a 290° K,

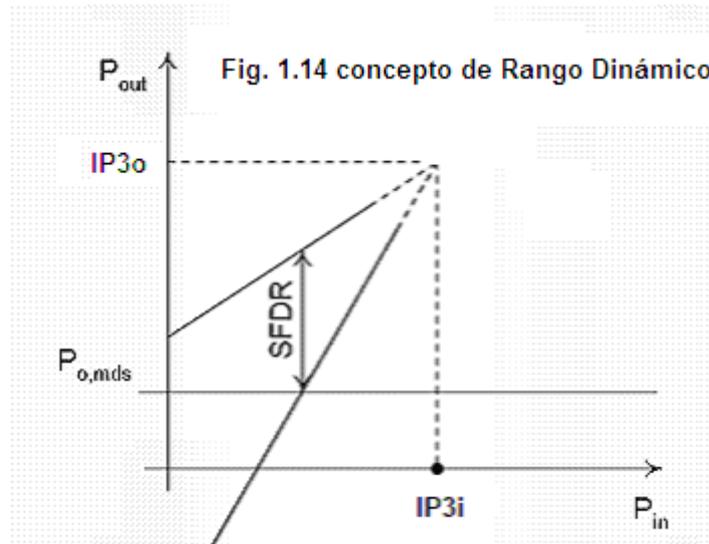
$$P_{NAD} = kT \Delta f,$$

k es la constante de Boltzmann ($1.38 \cdot 10^{-23}$ Joules/ K),

T es la temperatura en Kelvin,

Δf es la banda efectiva del ruido (Hz)

La gráfica muestra de forma más clara el concepto de rango dinámico y su relación con los parámetros mencionados.



En la gráfica se observa que la potencia de salida del ruido mínima detectable $P_{o,mds}$ está dada por:

$$P_{o,mds} = P_{i,mds} + \alpha_1 \Big|_{dB}$$

Donde $P_{i,mds}$ es la potencia de entrada del ruido mínima detectable, α_1 es la pendiente de la característica de transferencia de la fundamental en dB.

El rango superior del rango dinámico es definido como el nivel máximo en la entrada, en una prueba de dos tonos para el cual los productos de intermodulación de tercer orden no exceden el ruido de fondo o de piso (noise floor).

$$20 \log A_{IP3} = \frac{1}{2} (20 \log A_{1,2} - 20 \log A_{IM3}) + 20 \log A_s \quad (1.25)$$

Lo anterior puede ser escrito suponiendo que todos los parámetros están en dBm, como sigue:

$$P_{IP3} = P_s + \frac{P_{out} - P_{IM,out}}{2}, \quad (1.26)$$

donde $P_{IM,out}$ es la potencia de los IM3 en la salida, P_s es la potencia de entrada y $P_{IM,in}$ es el nivel referido a la entrada de los IPM.

Por lo tanto:

$$\begin{aligned} P_{out} &= P_s + G \\ P_{IM,out} &= P_{IM,in} + G \end{aligned}$$

donde G es la ganancia de potencia en el circuito.

Entonces,

$$P_{IP3} = P_s + \frac{P_s - P_{IM,in}}{2} = \frac{3P_s - P_{IM,in}}{2},$$

$$P_s = P_{in} = \frac{2P_{IP3} + P_{IM,in}}{3}.$$

Observe que el nivel de entrada para el cual los IM llegan a ser equivalentes al ruido de piso produce:

$$P_{in,m\acute{a}x} = \frac{2P_{IP3} + P_{i,mds}}{3},$$

donde

$$P_{i,mds} = -174\text{dBm} + \text{NF} + 10\log B$$

Por lo tanto:

$$\begin{aligned} \text{SFDR} &= \frac{2P_{IP3} + P_{i,mds}}{3} - (P_{i,mds} + \text{SNR}_{\text{mín}}) \\ \text{SFDR} &= \frac{2(P_{IP3} - P_{i,mds})}{3} - \text{SNR}_{\text{mín}} \end{aligned} \tag{1.27}$$

Finalmente, el rango dinámico libre de espurios se calcula a través de la expresión 1.27 [13].

CONCLUSIONES

Del presente capítulo, podemos concluir que mientras los sistemas digitales emplean señales discretas y cuantificadas, en los sistemas de comunicación analógica la señal a transmitir es de tipo continuo, esto significa que en teoría pueden tomar un número infinito de valores.

Otro aspecto importante que puede concluirse, es que a diferencia de los sistemas digitales, en los sistemas analógicos la caracterización de relación señal-ruido y distorsión son de gran importancia, porque estos parámetros influyen directamente a la calidad de la señal transmitida.

La distorsión no-lineal crea señales con frecuencias que no se hallan presentes en la señal de entrada y esta resulta ser la más perjudicial para el desempeño del sistema, dentro de este tipo de distorsión se encuentra la distorsión armónica y por intermodulación.

De lo expuesto en el presente capítulo sobre el parámetro de distorsión, se puede concluir que la distorsión armónica se detecta por la presencia de armónicas en la señal de salida con una sola señal armónica en la entrada. Mientras que la distorsión por intermodulación se detecta por la presencia de los productos de intermodulación con dos señales (dos tonos de diferentes frecuencias) en la entrada. Los efectos de este tipo de distorsión se conocen a través del rango dinámico libre de espurios y el punto de intersección de tercer orden.

La distorsión armónica y la distorsión por intermodulación sirven para cuantificar los efectos no-lineales en el sistema, la primera se usa en sistemas de baja frecuencia, la segunda a su vez es utilizada en sistemas de banda estrecha o de frecuencia alta.

La linealidad en los sistemas de transmisión de señales analógicas resulta ser un parámetro determinante en el desempeño del sistema. Mientras que en los sistemas digitales la linealidad no es de gran importancia, en los sistemas de comunicación analógica los requerimientos resultan mucho más altos. Por lo anterior, es importante contar con una definición, además de una ecuación matemática para poder determinar los efectos de este parámetro en el desempeño del sistema.

Existen varios conceptos relacionados con el desempeño de los sistemas analógicos, como el rango dinámico libre de espurios, la no-linealidad, la distorsión y la relación señal-ruido, entre otros.

2. CLASIFICACIÓN DE LOS SISTEMAS DE COMUNICACIONES DE SEÑALES ANALÓGICAS

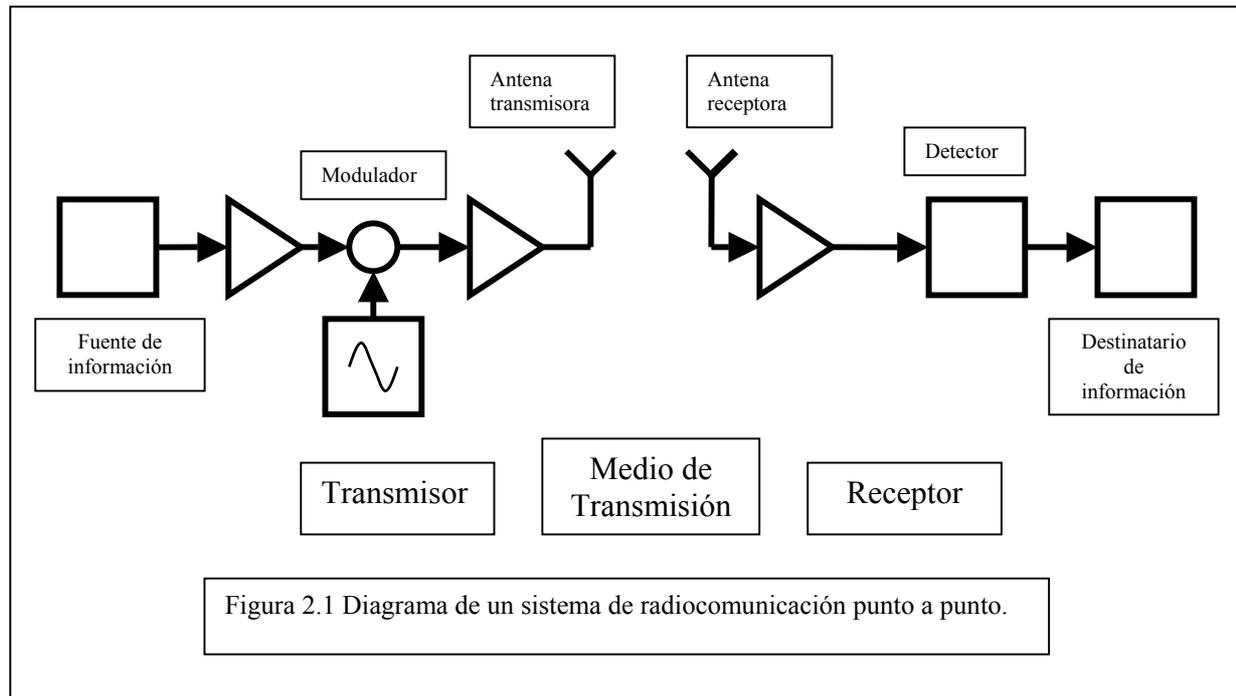
2.1 SISTEMAS DE COMUNICACIONES

Como se mencionó en el capítulo anterior todos los sistemas de comunicaciones simples (enlaces de punto a punto) consisten generalmente en tres bloques: transmisor, medio de transmisión y receptor. En el transmisor se genera una señal que contiene la información que se desea comunicar y se le da una forma adecuada para enviarse a través del medio de transmisión, el cual introduce atenuación, distorsión o interferencias. Las señales que contienen la información pueden ser analógicas, como las provenientes de un micrófono, de un medidor de temperatura o presión, etc., o pueden ser digitales como las provenientes de una computadora.

Los sistemas de comunicaciones pueden clasificarse de diferente forma, dependiendo del parámetro de comparación. Por ejemplo, pueden ser clasificados de acuerdo a la forma en que se envía el mensaje, ya sea digital o analógico y puede ser en banda base o en una portadora. Otro parámetro muy importante para clasificar a los sistemas de comunicaciones es el medio de transmisión que emplea. Dependiendo del medio o canal de transmisión empleado, un sistema puede poseer una o varias características de peculiaridad que lo hacen insustituible con respecto a otros sistemas que emplean diferentes medios de comunicación. Por el medio de transmisión los sistemas de comunicaciones se pueden clasificar en: sistemas de radiocomunicación, sistemas por cable metálico y sistemas por fibras ópticas.

2.2 SISTEMAS DE RADIOCOMUNICACIÓN

Todos los sistemas de radiocomunicación emplean el espacio como medio de transmisión. La información viaja en forma de ondas electromagnéticas no guiadas desde el transmisor hasta el receptor. Para que el transmisor radie energía electromagnética al espacio circunvecino es necesario emplear un transductor, el que transforme ondas de voltaje y corriente u ondas electromagnéticas guiadas en ondas electromagnéticas no guiadas, este transductor es la antena transmisora, que dependiendo de la frecuencia y de la aplicación del sistema puede radiar energía de igual manera en todas las direcciones o en una dirección preferida. En el receptor se tiene que emplear un transductor que transforme ondas electromagnéticas no guiadas en ondas de voltaje y corriente o en ondas electromagnéticas guiadas. Este transductor es la antena receptora, que dependiendo de la frecuencia y de la aplicación del sistema puede recibir señales provenientes de todas las direcciones de igual manera o en una dirección preferida. La figura 2.1 muestra un diagrama a bloques de un sistema de radiocomunicación.



El hecho de que los sistemas de radiocomunicación no necesiten de un medio físico para la transferencia de energía desde el transmisor al receptor, hace que estos posean una serie de características particulares de ellos y que en ciertas aplicaciones son insustituibles y en otras sería más conveniente emplear sistemas con otros métodos de transmisión. Las principales ventajas y limitaciones de los sistemas de radiocomunicación son:

VENTAJAS

- Facilidad de comunicaciones móviles
- Facilidad de reconfiguración
- Facilidad de comunicación multipunto
- Facilidad de establecer enlaces en área de difícil acceso o sin infraestructura
- Menor tiempo de instalación

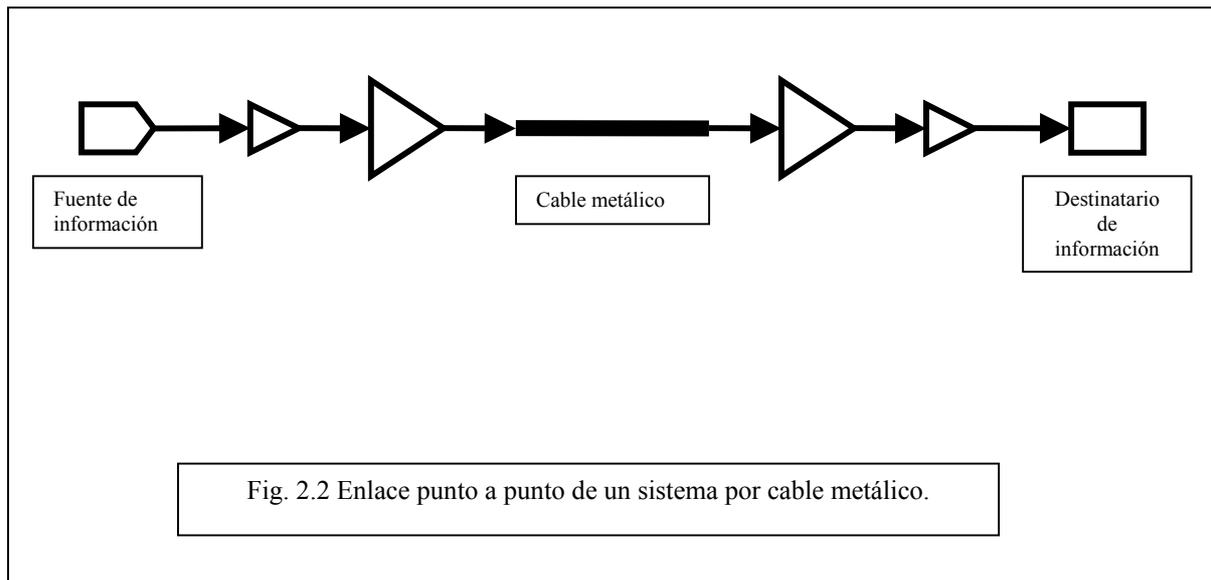
LIMITACIONES

- Susceptibilidad e interferencias electromagnéticas
- Espectro electromagnético limitado
- Privacidad pequeña
- Dependencia de las condiciones ambientales

2.3 SISTEMAS DE COMUNICACIONES POR CABLE METÁLICO

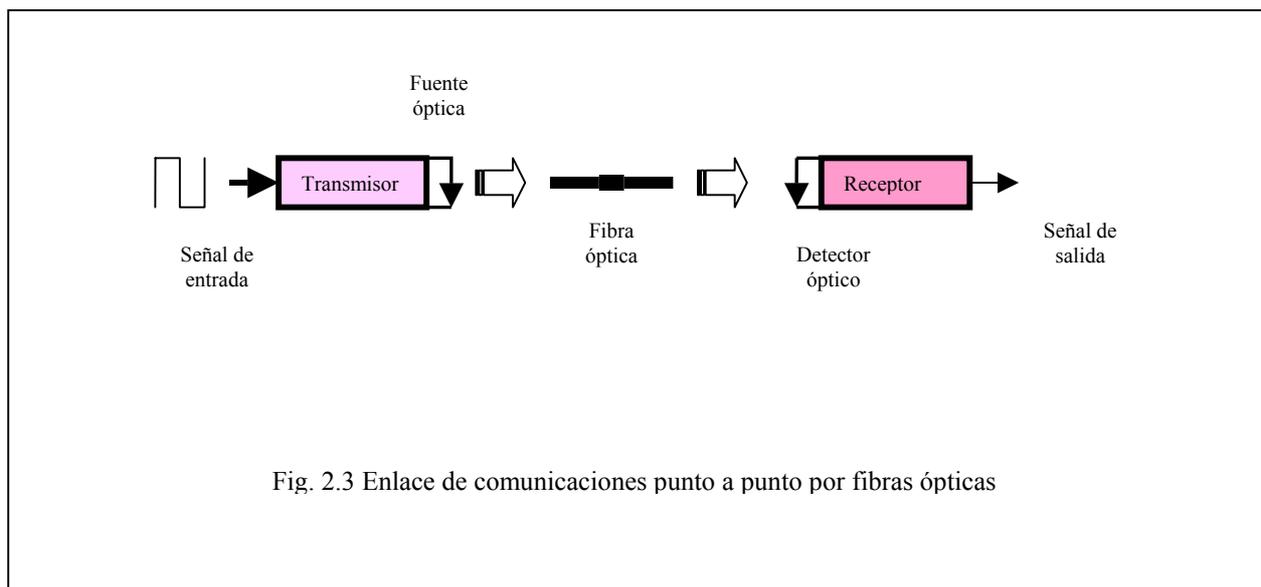
Los sistemas de comunicaciones por cable metálico emplean un medio físico como canal de transmisión, y este debe de ser conductor de electricidad. Esta propiedad le da una serie de características a estos sistemas. Un diagrama de bloques de un enlace punto a punto de un sistema de comunicaciones que emplea como medio de transmisión

conductores eléctricos (par de alambres, cable coaxial, guía de onda metálica) se muestra en la figura 2.2.



2.4 SISTEMAS DE COMUNICACIONES POR FIBRA ÓPTICA

Los sistemas de comunicaciones por fibra óptica emplean un medio físico dieléctrico como canal de transmisión. En este tipo de sistemas la información viaja en forma de rayos de luz, o sea en ondas electromagnéticas guiadas; la única diferencia con las ondas electromagnéticas de radio es la frecuencia de operación. Como en los sistemas de radiocomunicación, estos sistemas requieren transductores para el acondicionamiento de la señal útil a transmitirse y recibirse. En el transmisor se requiere de un transductor de ondas de voltaje y corriente en ondas luminosas. En el receptor se requiere de un transductor de ondas luminosas en ondas de voltaje y corriente. Un diagrama de bloque de un sistema punto a punto de comunicaciones vía fibra óptica se muestra en la figura 2.3., en donde se incluyen los elementos básicos.



Algunas de las principales ventajas y limitaciones de los sistemas de comunicaciones por fibras ópticas con respecto a los sistemas de radiocomunicaciones y a los sistemas por cable eléctrico, se deben a las características inherentes al medio de transmisión que es la fibra óptica [1]:

CARACTERÍSTICAS Y VENTAJAS DE LOS SISTEMAS DE COMUNICACIONES POR FIBRA ÓPTICA

CARACTERÍSTICAS

- Eliminación de las interferencias electromagnéticas
- Aislamiento eléctrico
- Pérdidas pequeñas
- Ancho de banda grande
- Diámetro y peso pequeños
- Estabilidad en medios severos

VENTAJAS

- Alta calidad de transmisión
- Reducción de costos de protección contra el ruido
- Travesía segura en zonas peligrosas
- Espaciamiento grande entre repetidores
- Menor mantenimiento
- Gran capacidad de transmisión atenuación independiente al ancho de banda transmitido
- Etc.

PRINCIPALES LIMITACIONES

- Como en el caso de los enlaces por cable eléctrico se requiere un medio físico
- Movilidad reducida en comparación con los sistemas de radiocomunicación
- Mayor dificultad en comunicaciones multipunto: las derivaciones pasivas introducen grandes niveles de atenuación

De forma general, los sistemas vía fibra óptica de acuerdo al tipo de detección que se lleva a cabo en el receptor se clasifican en dos grupos: sistemas de modulación de intensidad y detección directa y sistemas con detección coherente. Por lo tanto de ahora en adelante nuestro interés se centrará en los sistemas IM/DD y los de detección coherente.

TIPOS DE SISTEMAS

- IM/DD – Modulación en Intensidad con Detección Directa. Portadora óptica, modulada en intensidad por la señal eléctrica analógica, esta es detectada directamente por un fotodiodo.
- SISTEMAS CON DETECCIÓN COHERENTE – La señal recibida es mezclada con otra señal óptica antes de que esta incida en el fotodiodo.

Estos dos tipos de sistemas serán estudiados más a detalle en el siguiente capítulo.

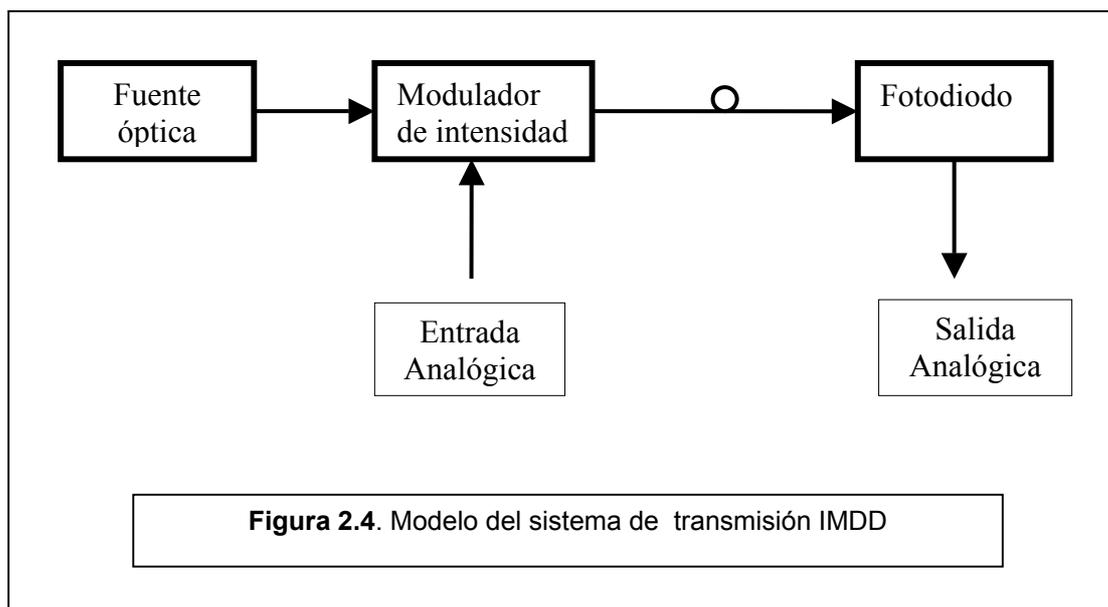
2.4.1 SISTEMAS DE MODULACIÓN EN INTENSIDAD CON DETECCIÓN DIRECTA (IM/DD)

Los Sistemas Ópticos simplificados de modulación en intensidad (IM) en el transmisor y detección directa (DD) en el receptor, a pesar de ser un método primitivo, muestra un rendimiento superior que el cable coaxial y que los enlaces de radio de microondas. Adecuados para los enlaces de alta capacidad punto a punto.

Los sistemas IM/DD tienen que usar en el receptor un diodo de avalancha (APD) para que la señal óptica alcance suficiente ganancia. Esto genera pérdidas en el rendimiento del sistema de decenas de decibelios con respecto al límite teórico de ruido cuántico.

En los sistemas IM/DD la intensidad de la fuente óptica es modulada directamente por la señal analógica de entrada o pasa a través de un modulador de intensidad externo. La señal óptica resultante modulada en intensidad pasa a través de la fibra óptica hasta el fotodiodo receptor, donde la modulación es regresada al dominio eléctrico.

Muchos de los sistemas de transmisión por fibra óptica usan Modulación en Intensidad de la fuente óptica con Detección Directa de la señal óptica modulada en el fotodetector [2].



2.4.2 SISTEMAS CON DETECCIÓN COHERENTE

Las técnicas de Detección Coherente proporcionan:

- Mejor sensibilidad en el receptor
- Relación S/N más alta
- Incremento en la distancia de transmisión
- Capacidad de transmisión en sistemas multicanal por FDM

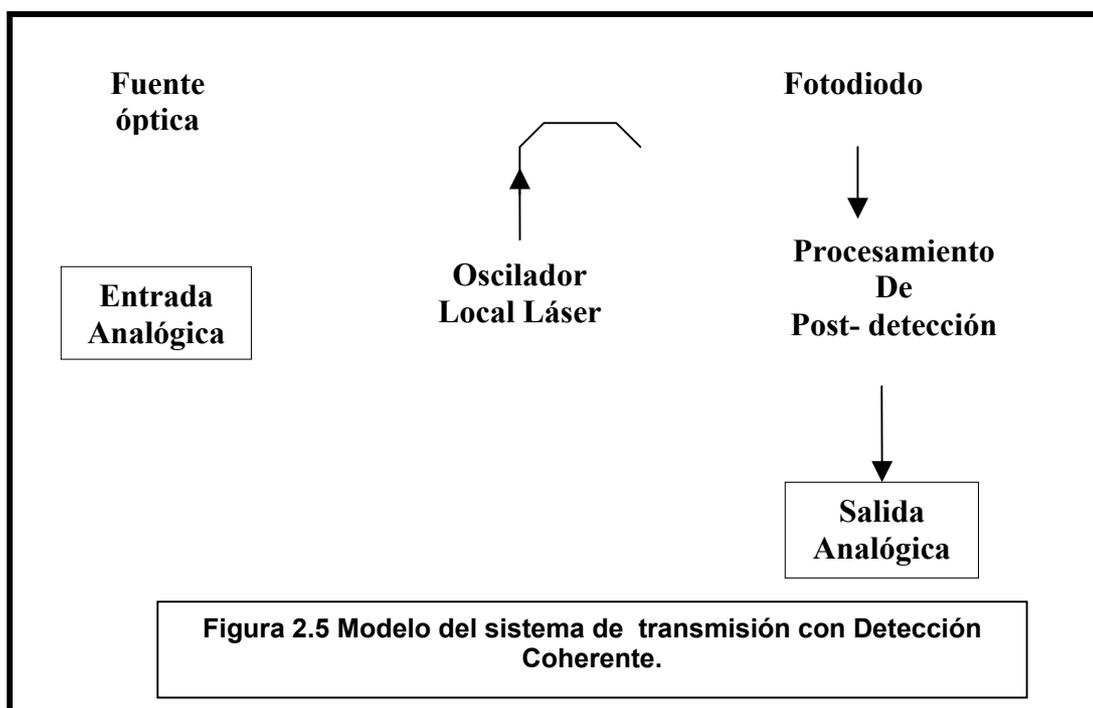
Estos sistemas experimentan una rápida expansión en investigación y desarrollo en la década de los 80, debido al mejoramiento tecnológico en las técnicas y en componentes opto-electrónicos. Por ejemplo haciendo uso de:

- * Fibras Ópticas Monomodo con bajas pérdidas y dispersión.
- * LASER semiconductores con anchura de líneas espectrales en el orden de megahertz o cientos de kiloHertz.
- * Técnicas de modulación y dispositivos de alta velocidad.

Como resultado aumenta la separación entre repetidoras al incrementarse la sensibilidad del sistema.

Esta forma de transmisión es utilizando la técnica de Detección Coherente, donde la fuente óptica es modulada en Intensidad, frecuencia o fase por la señal analógica de entrada, directamente o pasando a través de un modulador externo. La señal modulada pasa a través de la fibra óptica al receptor, donde esta es combinada con la señal de un oscilador local (LO) láser. La señal combinada llega al fotodiodo y la señal de salida es una señal eléctrica centrada en la diferencia de las frecuencias (portadoras) de la fuente óptica y el LO láser. Esta señal es procesada más tarde para recuperar la señal óptica de salida.

La tecnología de transmisión coherente utiliza el aspecto de la onda de luz (coherente), mientras que la IM/DD utiliza la intensidad de la luz [3].



VENTAJAS DE LOS SISTEMAS COHERENTES DE COMUNICACIONES RESPECTO A LOS SISTEMAS IM-DD

En resumen, los sistemas de transmisión detección coherente ofrecen tres ventajas principales comparados con los sistemas de detección directa. Estas pueden resumirse como:

- (i) La recepción limitada solamente de ruido de disparo ó inyección puede ser conseguida con señales de baja potencia, simplemente incrementando la potencia del oscilador local.
- (ii) La modulación de fase, intensidad o frecuencia pueden ser utilizadas, mientras que los sistemas de detección directa están limitados a la modulación de intensidad.
- (iii) La selectividad excelente de frecuencia que puede ser conseguida en general utilizando filtros eléctricos post-fotodetectores, es trasladada al dominio óptico por la técnica de detección coherente, haciendo posible la realización de esquemas DWDM para transmisión multicanal o esquemas de selección de canal.

Analizando estas ventajas, la primera es de poca importancia para sistemas que operan a longitudes de onda de 1550 nm. Sin embargo, hay interés en sistemas operando a longitudes de onda de 1300 nm tomando en cuenta la poca dispersión de la fibra, el bajo ruido y la alta potencia de salida de los láseres sólidos bombeados por LEDs. La estrategia alternativa para limitar el ruido de inyección en los sistemas IM/DD al incrementar la potencia de la fuente P_u está limitada por los efectos de dispersión estimulada Brillouin (SBS) y otros efectos no lineales en la fibra óptica. La segunda ventaja facilita la reducción de la SBS. La importancia de la tercera ventaja depende de si se requiere conmutar entre muchas señales portadas sobre la misma fibra o no. Un ejemplo de tal requerimiento podría ser una aplicación de recepción distribuida de antenas remotas.

Los sistemas de detección coherente tienen tres desventajas en relación con los sistemas de detección directa [5].

- (i) Las frecuencias del oscilador local láser y la señal deben ser controladas al diferir de la frecuencia intermedia requerida, mientras que en los sistemas de detección directa solo es necesario que la longitud de onda de la fuente sea apropiada para el fotodiodo utilizado.
- (ii) Las líneas espectrales de la fuente y oscilador local láser deben ser las apropiadas para el esquema de modulación utilizado, mientras que en los sistemas de detección directa el ancho espectral de la fuente requerido es determinado principalmente por la dispersión en la fibra.
- (iii) El estado de polarización del oscilador local y la señal debe estar acoplado al fotodiodo.

2.4.2 SISTEMAS MULTICANAL POR FIBRA ÓPTICA

La transmisión de señales de video representa la aplicación más común de sistemas analógicos por fibra óptica y también la más exigente en requerimientos. Este tipo de sistemas demanda o requiere una relación señal a ruido (SNR) alta, una respuesta en frecuencia controlada con exactitud y linealidad alta.

La transmisión digital de señales de video requiere de un extenso ancho de banda y/o codificación sofisticada y equipo de multiplexaje. Consecuentemente, el uso de la

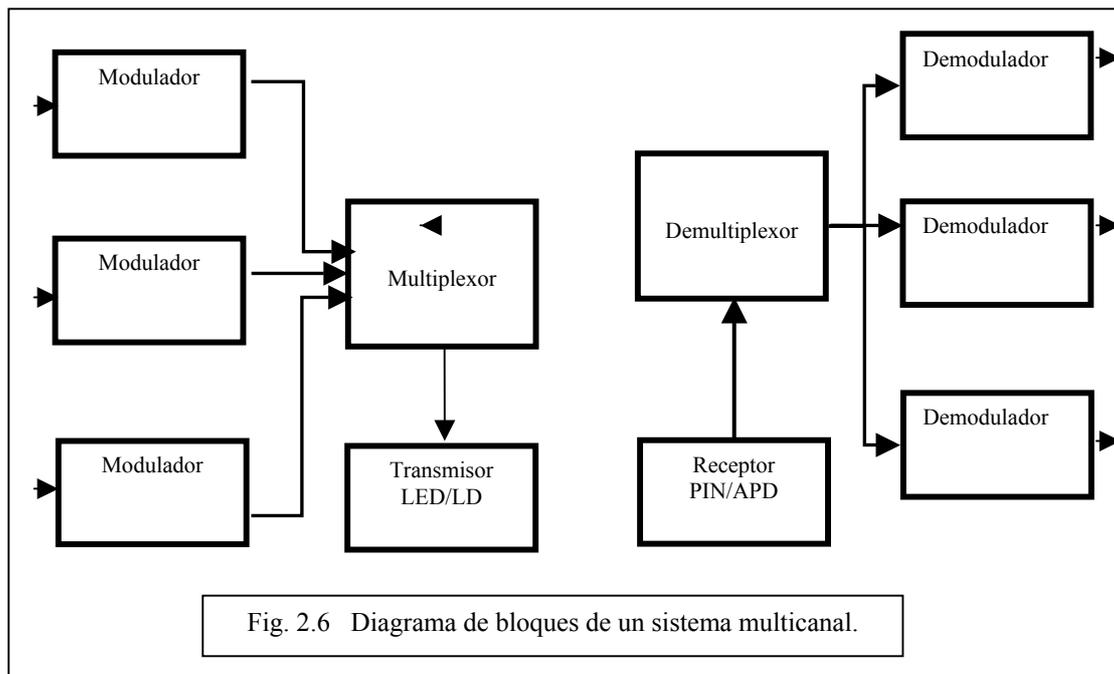
transmisión digital de video es favorecido en aplicaciones de enlaces de alto alcance donde los altos costos pueden ser justificados. Para enlaces de fibra óptica de mediano y corto alcance, las técnicas de transmisión de video analógico resultan atractivas por su simplicidad y su bajo costo.

Los sistemas analógicos multicanal de señales de video sobre fibra óptica pueden emplear subportadoras de AM o FM. La señal multiplexada por división de frecuencia (AM/fdm o FM/fdm), por lo tanto modula en intensidad a la portadora óptica. Las ventajas y desventajas relativas de cada método de modulación se resumen en la siguiente tabla.

Tabla 2.1 Ventajas y desventajas de los métodos de modulación en sistemas analógicos multicanal por fibra óptica.

Esquema de Modulación/Multiplexaje	Ventajas	Desventajas	Notas
Am / fdm	Simple, costo efectivo La no expansión del ancho de banda implica que más canales pueden ser colocados en cada fibra	Los altos requerimientos de SNR limitan la distancia de transmisión La sensibilidad en la interacción de fibra-fuente produce distorsión	El uso de diodos láser de inyección en sistemas de fibra multimodo pueden impedir un desempeño aceptable
Fm/fdm	Mejora de la SNR	Ocupación de un ancho de banda más alto implica menos número de canales por fibra Costo adicional de un MODEM de FM	Actualmente el más popular para enlaces analógicos de fibra óptica de mediano y corto alcance

El diagrama a bloques del modelo de este tipo de sistema se muestra en la figura 2.6. En muchas aplicaciones no todos los elementos son representados, por ejemplo en enlaces de video satelitales, los moduladores de FM no se requieren [6].

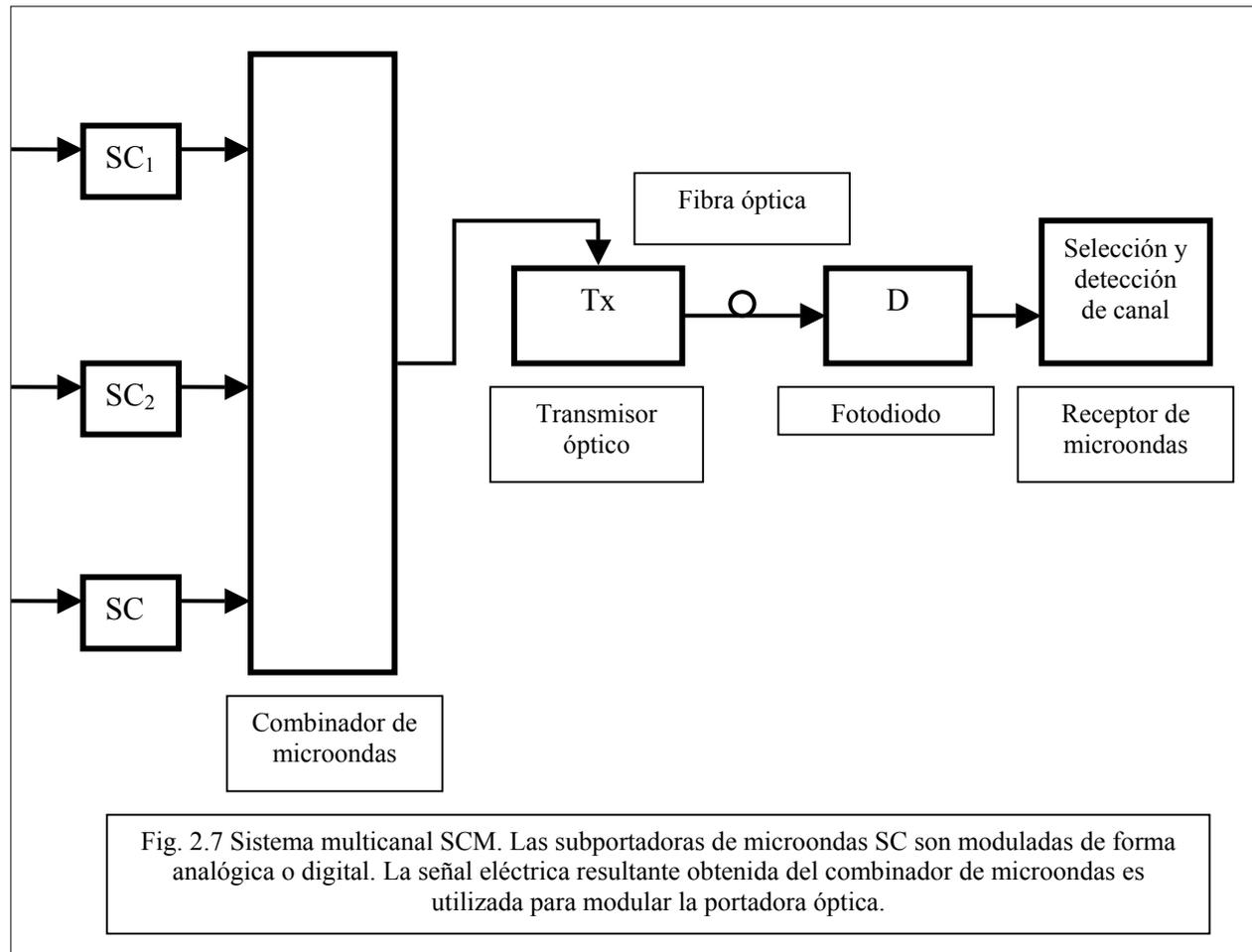


2.4.3.1 SISTEMAS CON MULTIPLEXAJE DE LA SUBPORTADORA (SCM)

El concepto básico del multiplexaje de la subportadora es tomado de la tecnología de comunicación de microondas, la cual emplea múltiples portadoras de microondas para la transmisión de varios canales (FDM eléctrico) sobre cable coaxial o espacio libre. El ancho de banda total está limitado por debajo de 1 Ghz cuando son utilizados cables coaxiales para transmitir señales multicanal de microondas. Sin embargo, si la señal multicanal de microondas es transmitida ópticamente usando fibras ópticas, el ancho de banda de la señal puede ser fácilmente excedido a 10 Ghz para la portadora óptica. Este esquema puede ser realizado utilizando SCM donde el multiplexaje es hecho usando las subportadoras de microondas más que por la portadora óptica. Esto es atractivo, ya que se utiliza en la industria de la televisión por cable. Esta técnica también puede ser combinada con TDM o WDM. Una combinación de SCM y WDM tienen un gran potencial.

La figura 2.7 muestra el diseño básico de un sistema SCM diseñado para una portadora óptica. Cada subportadora de microondas es modulada y la salida de todas estas señales subportadoras moduladas es sumada utilizando el combinador de microondas. La señal compuesta es utilizada para modular la intensidad del láser semiconductor directamente. La principal ventaja de SCM es la flexibilidad y la mejora ofrecida en los sistemas de banda ancha. Puede utilizar modulación analógica o digital, o la combinación de ambas, al transmitir datos, voz y video a un gran número de usuarios. Cada usuario puede ser atendido por una subportadora o la señal multicanal puede ser distribuida a todos los usuarios como se hace comúnmente por la industria de televisión por cable.

Una de las aplicaciones de los sistemas que utilizan SCM es la distribución de video. La mayoría de las redes de CATV distribuyen los canales de televisión utilizando técnicas analógicas modulación de frecuencia FM o modulación de amplitud con banda lateral donde es posible el uso de los componentes de microondas existentes. Sin embargo, la forma de onda de una señal analógica debe ser preservada durante la transmisión, los sistemas analógicos SCM requieren una alta SNR en el receptor e imponen necesidades de alta linealidad en la fuente óptica y el canal de transmisión.



2.4.3.2 SISTEMAS POR DIVISIÓN DE LONGITUD DE ONDA (WDM)

Ha sido una constante lucha el desarrollar nuevas técnicas para aprovechar en forma más eficiente y económica los medios de comunicación, los sistemas ópticos analógicos no son la excepción y los sistemas WDM proporcionan un incremento en la capacidad de transmisión en una sola fibra.

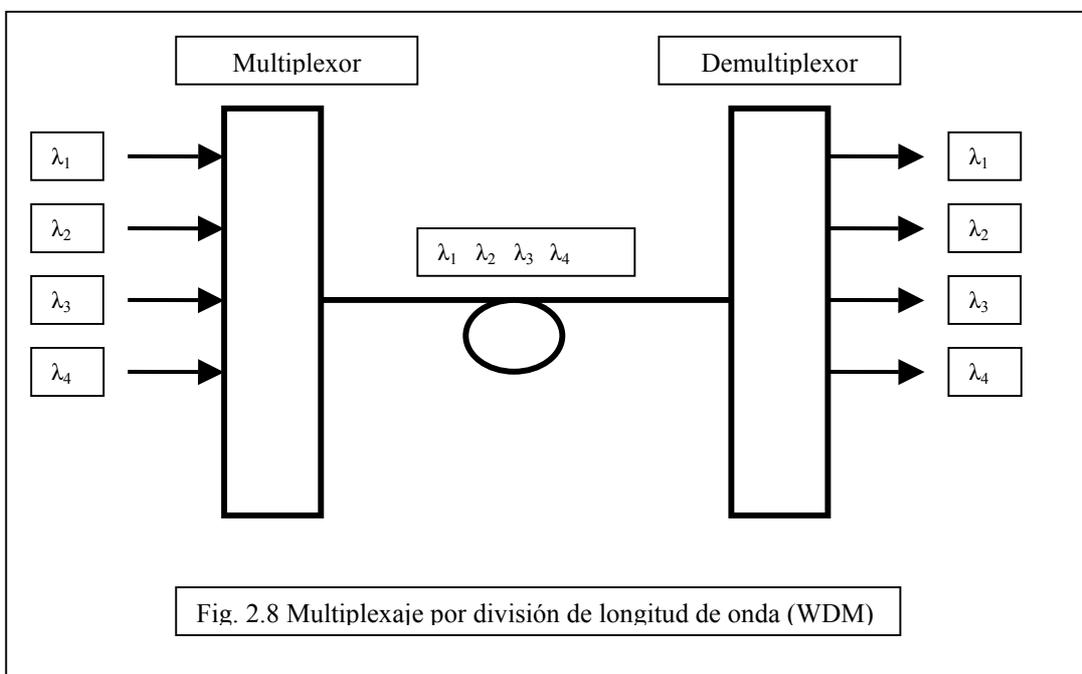
Con los sistemas WDM todos los canales se transmiten simultáneamente y utilizan cada uno de ellos todo el ancho de banda del medio de transmisión. Se les asigna una longitud de onda particular, por medio de un modulador electro-óptico, el cual convierte la señal eléctrica en energía luminosa, con una longitud de onda específica, que se distribuye en forma simultánea en toda la fibra óptica. Para alimentar la energía luminosa de la fibra, se utilizan dispositivos que se denominan distribuidores selectivos de longitud de onda, estos tienen bastante aplicación en sistemas de distancias cortas y enlaces sin repetidores [8].

Las ventanas principales de transmisión en telecomunicaciones se encuentran centradas en $1.5 \mu\text{m}$ y $1.3 \mu\text{m}$. Recientemente $1.3 \mu\text{m}$ es la longitud de onda más comúnmente utilizada, pero para sistemas que requieren un alto desempeño, es decir los de larga distancia generalmente se utiliza la de $1.5 \mu\text{m}$ debido a que las pérdidas son más bajas. Ambas ventanas de operación tienen anchos de banda del orden de 100 nm , aproximadamente 12 THz . En años recientes el desarrollo de la tecnología ha hecho posible lograr un uso más eficiente de este ancho de banda disponible con la transmisión

simultánea de información sobre diferentes longitudes de onda, esta es una técnica conocida como Multiplexaje por división de longitud de onda (WDM). Por ejemplo, los servicios de telefonía pueden ser transportados sobre una longitud de onda, y una variedad de servicios como video sobre longitudes de onda adicionales.

El desempeño de los sistemas WDM es mejorado notablemente con el uso de amplificadores ópticos al proporcionar una amplificación simultánea de múltiples canales. Por lo tanto, los sistemas WDM y la amplificación óptica son elementos esenciales para muchas infraestructuras futuras soportando tanto señales analógicas como digitales.

El concepto de WDM es ilustrado en la figura 2.8. El diagrama muestra como cuatro señales montadas sobre diferentes longitudes de onda son combinadas en un multiplexor para después ser introducidas a una fibra óptica, en el otro extremo un demultiplexor es utilizado para separar cada una de las longitudes de onda. WDM es una técnica importante en todas las redes ópticas y redes ópticas de distribución donde puede soportar señales analógicas y digitales.



Las principales ventajas de WDM son:

- Muchas señales pueden ser transportadas sobre una sola fibra, por lo tanto su capacidad es incrementada con una pequeña complejidad adicional.
- Una variedad de servicios puede ser soportada utilizando diferentes longitudes de onda sobre la misma infraestructura.

La principal desventaja es que los nuevos componentes, multiplexores y demultiplexores, son requeridos e introducen pérdidas y disminuyen la potencia disponible [9].

CONCLUSIONES

En los sistemas de Radiocomunicación el medio que se utiliza como canal de transmisión es el espacio, la señal que se transmite viaja en forma de onda electromagnética no guiada. Estas señales van desde la antena transmisora, hasta la antena receptora. Este tipo de sistemas resulta insustituible en algunas aplicaciones, como en las aplicaciones móviles, en enlaces donde se requiera comunicar áreas de difícil acceso o sin infraestructura. Sin embargo, en otros casos resulta más conveniente el uso de otro medio de transmisión. Lo anterior se debe a que no emplean un medio físico para la transferencia de energía desde el transmisor al receptor y esto las hace susceptibles a las interferencias electromagnéticas y a las condiciones ambientales.

Los sistemas de comunicación por cable metálico requieren de un medio o canal de transmisión físico que debe ser un conductor de electricidad. Esto genera que este tipo de sistemas posea características propias.

En los sistemas de comunicación por fibra, emplean un dieléctrico como canal de transmisión donde la señal se propaga en forma de rayos de luz u ondas electromagnéticas guiadas, cuya única diferencia con los sistemas de radiocomunicación es solo la frecuencia de la señal. Las ventajas que posee este tipo de sistema respecto a los dos mencionados anteriormente se deben en gran parte al medio de transmisión que emplea. Entre las ventajas que posee este tipo de sistemas se encuentra una gran capacidad de transmisión, reducción de costos, alta calidad de transmisión, entre otras. Mientras que las desventajas o limitaciones se deben a que requieren de un medio físico para transmitir, tienen una movilidad menor, esto en comparación con los sistemas de radiocomunicación.

Finalmente, la clasificación propuesta para los sistemas de comunicaciones analógicas por fibra óptica utiliza como parámetro al tipo de detección que se lleva a cabo en el receptor. Esta clasificación da lugar a dos grandes grupos, los sistemas que utilizan detección directa y los que realizan detección coherente. Esta clasificación nos permitirá más adelante elegir el sistema más adecuado para transmitir señales analógicas, tomando en cuenta su aplicación.

Por otro lado, los sistemas multicanal de transmisión de señales analógicas por fibra óptica son de gran importancia, ya que la mayoría de las aplicaciones donde se transmiten señales analógicas emplean este tipo de sistemas. Se dividen en: sistemas SCM y sistemas WDM, ambos llevan a cabo la multiplexación, pero utilizando un parámetro distinto. En el caso de los sistemas SCM, se multiplexa la subportadora y en los WDM la portadora óptica.

Los sistemas SCM también pueden ser combinados con TDM o WDM. Una combinación de SCM y WDM tienen un gran potencial. La principal ventaja de SCM es la flexibilidad y la mejora ofrecida en los sistemas de banda ancha. La mayoría de las redes de CATV distribuyen los canales de televisión utilizando técnicas analógicas de modulación de frecuencia FM o modulación de amplitud con banda lateral donde es posible el uso de los componentes de microondas existentes.

Los sistemas WDM proporcionan un incremento en la capacidad de transmisión en una sola fibra. El desempeño de los sistemas WDM es mejorado notablemente con el uso de amplificadores ópticos al proporcionar una amplificación simultánea de múltiples canales. Por lo tanto, los sistemas WDM y la amplificación óptica son elementos esenciales para muchas infraestructuras futuras soportando tanto señales analógicas como digitales.

3. CLASIFICACIÓN DE FORMATOS DE MODULACIÓN EN LOS SISTEMAS DE TRANSMISIÓN DE SEÑALES ANALÓGICAS POR FIBRA ÓPTICA

La modulación cumple con dos propósitos importantes dentro de los sistemas de comunicación:

- Desplazar el espectro base de la señal de información al rango de frecuencias de portadora de un canal de transmisión.
- Separar espectros base de las señales de información en varios canales de transmisión logrando así que ocupen rangos diferentes de frecuencia de portadora sin traslaparse (Multicanalización por división de frecuencia) [1].

Modulación: Proceso por medio del cual se varía alguna característica de una portadora de acuerdo con una onda moduladora.

$$\text{portadora} = A \cos(\omega t + \theta)$$

A = amplitud

ω = Frecuencia

θ = Fase

La señal analógica se puede transmitir dentro de un sistema de comunicación por fibra óptica usando varias técnicas de modulación. La forma más simple de modulación analógica para comunicaciones por fibra óptica es la modulación directa de intensidad (DIM) de la fuente óptica. En esta técnica, la salida óptica de la fuente es modulada simplemente variando la corriente que fluye en el dispositivo mediante una adecuada polarización o nivel medio en proporción al mensaje. De aquí que la señal de información sea transmitida directamente en banda base.

La figura 3.1 muestra como un diodo láser (LD) reproduce la señal de entrada en la salida cuando la característica L-I del diodo láser semiconductor es lineal. Cualquier desviación de linealidad distorsiona la señal óptica analógica y afecta el desempeño del sistema [2].

Alternativamente, la señal de banda base se puede trasladar a una subportadora eléctrica por medio de modulación en amplitud, fase o frecuencia usando técnicas estándares, antes de la modulación de intensidad de la fuente óptica.

Técnicas de modulación analógicas de pulso también se pueden utilizar. En este caso, un parámetro adecuado, tal como la amplitud del pulso, el ancho del pulso, la posición del pulso o la frecuencia del pulso son eléctricamente modulados por la señal de banda base. Nuevamente, la portadora eléctrica modulada es transmitida ópticamente por modulación de intensidad de la fuente óptica.

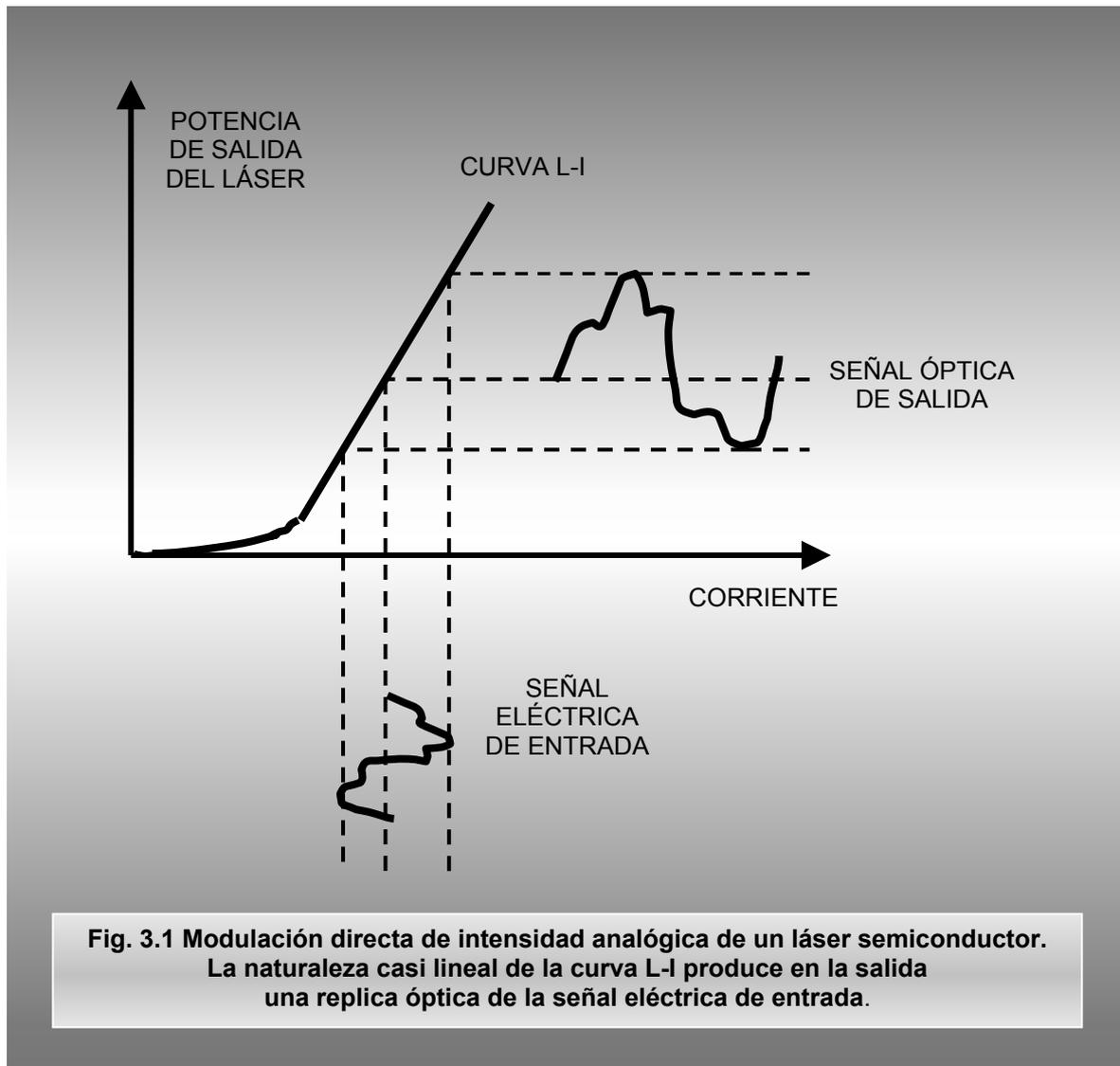


Fig. 3.1 Modulación directa de intensidad analógica de un láser semiconductor. La naturaleza casi lineal de la curva L-I produce en la salida una réplica óptica de la señal eléctrica de entrada.

La modulación directa de la fuente óptica en frecuencia, fase o polarización en lugar de intensidad, requiere que estos parámetros estén definidos en todo el sistema de fibra óptica [3].

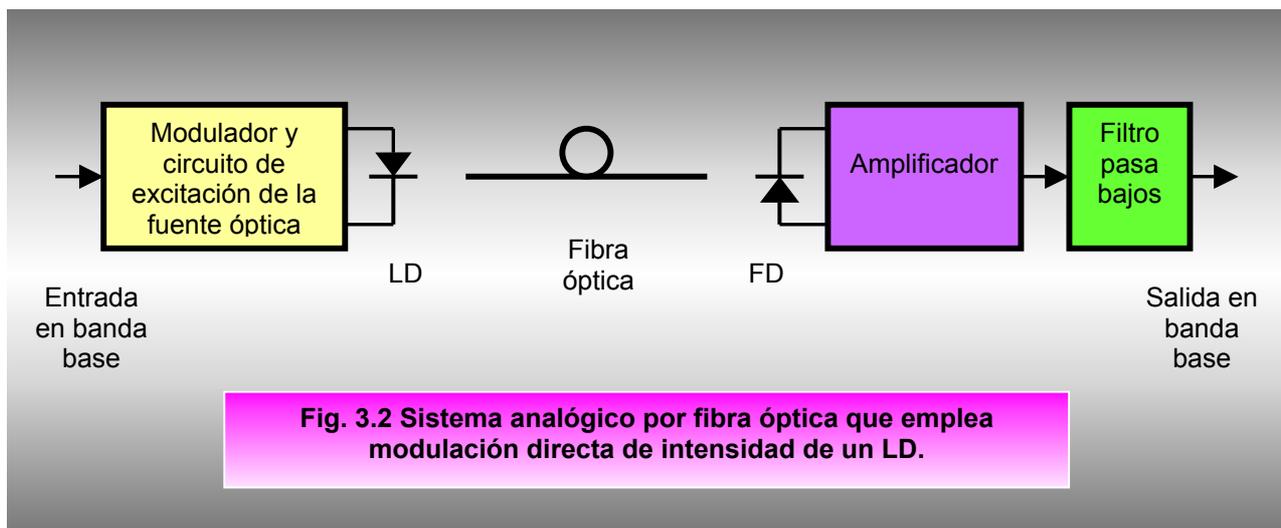
En los sistemas de transmisión de señales analógicas con detección directa, la señal portadora puede ser la señal óptica, en este caso dicha señal puede ser modulada mayormente en intensidad, debido a que se tiene una detección directa de la señal, mientras que si se utiliza como subportadora a la señal de RF, cualquiera de sus parámetros pueden ser modificados (modulados) para transmitir la información.

En los sistemas con detección coherente la portadora óptica puede ser modulada en intensidad, amplitud, frecuencia, fase y polarización.

3.1 FORMATOS DE MODULACIÓN EN LOS SISTEMAS DE DETECCIÓN DIRECTA

3.1.1 MODULACIÓN DE INTENSIDAD DE LA PORTADORA ÓPTICA EN SISTEMAS DE DETECCIÓN DIRECTA (IM/DD)

El siguiente bloque esquemático de la figura 3.2 muestra un sistema analógico por fibra óptica, el cual usa modulación directa de intensidad de la fuente óptica con la señal de banda base. Obviamente no se requiere modulación ni demodulación eléctrica con esta técnica, haciéndola barata y fácil de implementar.



Este tipo de modulación sobre la portadora óptica es posible tanto en los *sistemas de detección directa*, como en los *sistemas de detección coherente*.

En comunicaciones ópticas, la modulación de intensidad de la portadora óptica, es una forma de modulación en la que la potencia óptica de salida varía de acuerdo con alguna característica de la señal modulada. En la modulación de intensidad no hay bandas laterales discretas ni inferiores, ni superiores en el sentido general de estos términos, porque las actuales fuentes ópticas carecen de la suficiente coherencia para producirlos. La envolvente de la señal óptica modulada es una analogía de la señal modulada, en el sentido de que, la potencia instantánea de la envolvente, es una analogía de la característica de interés de la señal modulada. La recuperación de la señal modulada es directa, no heterodina.

Los métodos de modulación son mostrados en la figura 3.3 que corresponde al caso donde la corriente de polarización para la fuente óptica es menor a la corriente de umbral, $I_b < I_{th}$.

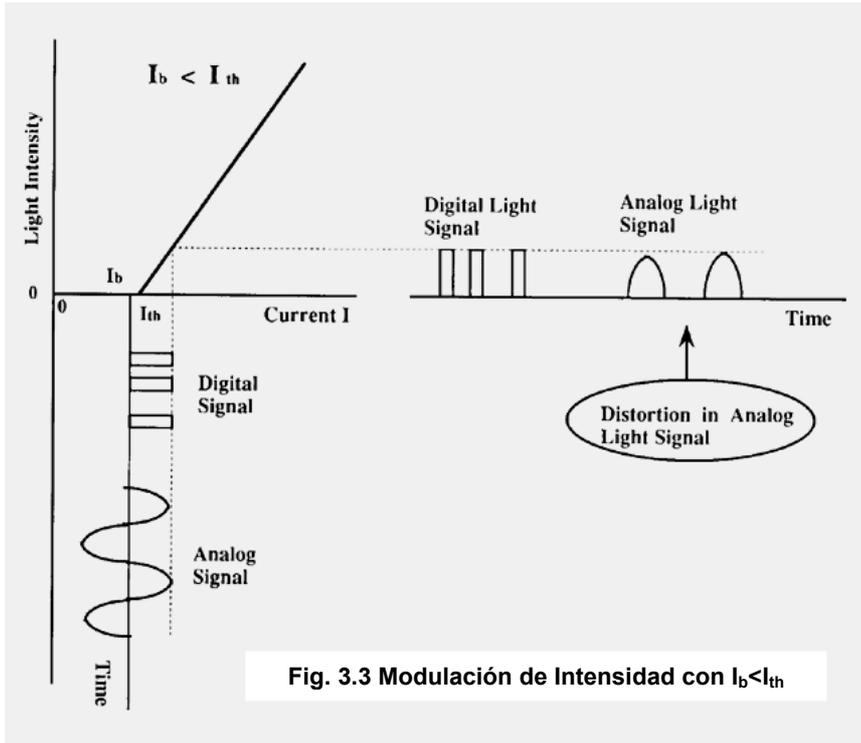


Fig. 3.3 Modulación de Intensidad con $I_b < I_{th}$

La figura 3.4 corresponde al caso donde $I_b = I_0$. I_0 es la corriente de polarización cuando no existe distorsión en la señal ($I_0 > I_{th}$) [4].

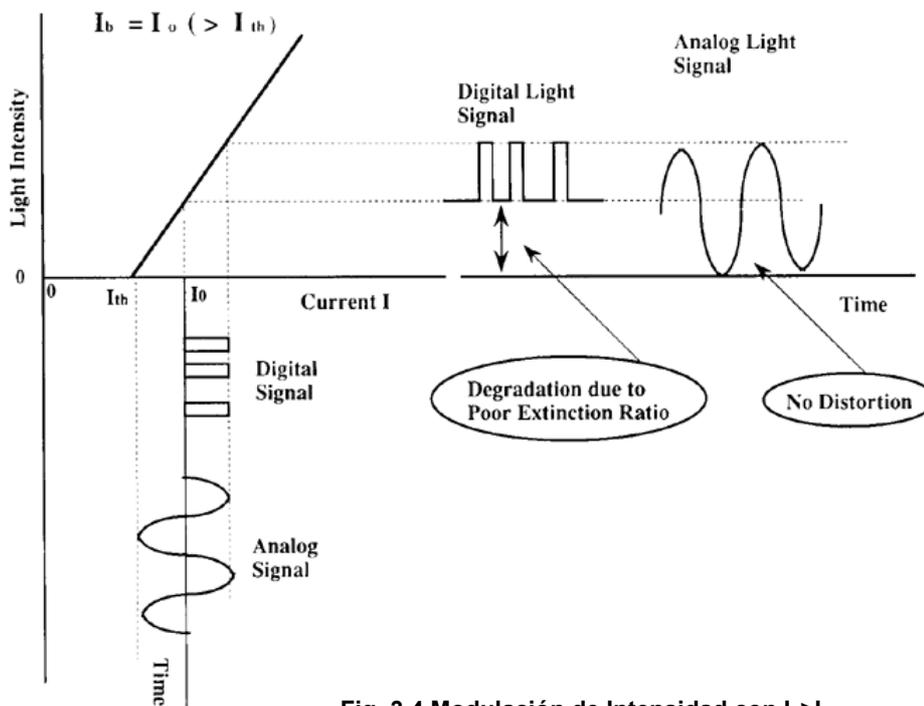


Fig. 3.4 Modulación de Intensidad con $I_b > I_{th}$

De la característica de la figura 3.4, puede observarse que existe una región lineal significativa disponible para esquemas de modulación analógica tales como SCM. Las intensidades de modulación grandes proporcionarán altas relaciones (sub)portadora-ruido y señal-ruido. Sin embargo, si la intensidad de modulación es incrementada, el láser estará operando dentro de las regiones no lineales y ocurrirá una distorsión. A niveles altos de potencia, la potencia óptica de salida comienza a saturarse debido a efectos tales como dispersión de corrientes y calentamiento en la unión.

La figura 3.5 muestra la característica típica de un láser semiconductor de potencia de salida vs. corriente de inyección (P-I). *“La aplicación de una corriente de modulación causa una variación en la potencia de salida con dependencia del índice de modulación sobre el pico de la señal de entrada y el punto de operación del láser”*.

Los diodos láser comercialmente disponibles tienen una corriente de umbral I_{th} , cuando la corriente de inyección se halla alrededor de la corriente de umbral se emite luz del diodo láser. Hoy en día los rangos de valores de la corriente de umbral I_{th} para los diodos láseres disponibles se encuentran entre 10 y 20 mA.

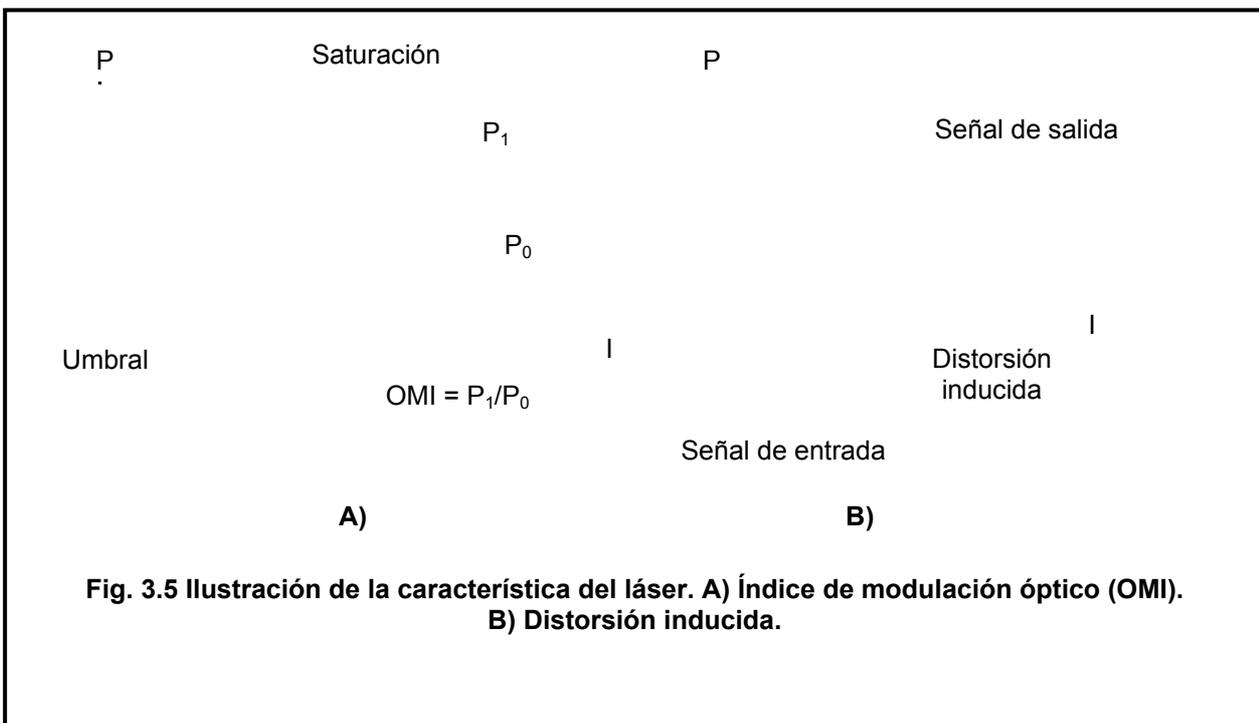


Fig. 3.5 Ilustración de la característica del láser. A) Índice de modulación óptico (OMI). B) Distorsión inducida.

Para una alta eficiencia de conversión electro-óptica, los diodos láser con bajas corrientes de umbral y curvas P-I escarpadas son deseables y ambos parámetros están relacionados con la ganancia óptica en la cavidad del láser. El uso de láser con heteroestructura Burrus provee a la vez limitación óptica y de portadora, las cuales pueden proporcionar esta ganancia [5].

La forma de onda de la potencia óptica transmitida como una función del tiempo $P_{opt}(t)$ puede ser escrita como:

$$P_{opt}(t) = P_i(1 + m(t)), \quad (3.1)$$

donde P_i es la potencia óptica promedio transmitida (es decir, la potencia de la portadora no modulada) y $m(t)$ es la intensidad de la señal moduladora.

Para una señal moduladora cosenoidal:

$$m(t) = m_a \cos \omega_m t, \quad (3.2)$$

donde m_a es índice de modulación y ω_m es la frecuencia angular de la señal moduladora. Combinando las dos ecuaciones anteriores se obtiene:

$$P_{\text{ópt}}(t) = P_i(1 + m_a \cos \omega_m t). \quad (3.3)$$

Además suponiendo que el medio de transmisión tiene atenuación cero, la potencia óptica recibida será la misma que la de la ec. 3.3, pero con una potencia óptica recibida $P_{\text{ópt}}$. De aquí que la fotocorriente secundaria recibida $I(t)$ generada en un detector APD con un factor de multiplicación M está dada por:

$$I(t) = I_p M(1 + m_a \cos \omega_m t), \quad (3.4)$$

donde la fotocorriente primaria obtenida con una portadora no modulada I_p está dada por:

$$I_p = \frac{\eta e}{h\nu} P_i. \quad (3.5)$$

La señal de corriente con valor medio cuadrático $\overline{i_{\text{sig}}^2}$, que se obtiene de la ecuación (3.4) y está dada por:

$$\overline{i_{\text{sig}}^2} = \frac{1}{2} (m_a M I_p)^2. \quad (3.6)$$

El ruido total promedio en el sistema está compuesto de componentes cuánticos, corrientes de oscuridad y ruido térmico. La contribución de ruido de los efectos cuánticos y la corriente de oscuridad del detector se pueden expresar como la corriente total de ruido de disparo cuadrática media para el receptor APD (i_{SA}), donde se agrega el factor de ruido de avalancha $F(M)$.

$$\overline{i_{\text{SA}}^2} = 2eB(I_p + I_d)M^2F(M), \quad (3.7)$$

donde B es el ancho de banda de ruido o de postdetección.

El ruido térmico generado por la resistencia de carga R_L y el ruido del amplificador electrónico se pueden expresar en términos de la figura de ruido del amplificador F_n referido a R_L . Así que la corriente cuadrática media total de ruido i_N se puede escribir como:

$$\overline{i_N^2} = 2eB(I_p + I_d)M^2F(M) + \frac{4KTBF_n}{R_L}. \quad (3.8)$$

La SNR en términos de la relación de señal de corriente cuadrática media a la corriente cuadrática media (potencia de señal RMS a potencia de ruido RMS) para el receptor APD está dada por:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{rms}} = \frac{\overline{i_{\text{sig}}^2}}{i_N^2} = \frac{\frac{1}{2}(m_a M I_p)^2}{2eB(I_p + I_d)M^2F(M) + (4KTBF_n)/R_L} \quad (3.9)$$

Se tiene que enfatizar que la SNR dada por la ecuación (3.9) está definida en términos de la señal RMS en lugar de la potencia de la señal pico usada previamente. Cuando un fotodetector de ganancia unitaria es utilizado en el receptor (por ejemplo un fotodetector PIN), la ecuación (3.9) se reduce a:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{rms}} = \frac{\frac{1}{2}(m_a M I_p)^2}{2eB(I_p + I_d) + (4KTBF_n)/R_L} \quad (3.10)$$

Además la SNR para transmisión de video a menudo está definida en términos de la potencia de la señal pico a pico a la potencia de ruido RMS y puede incluir la relación de luminancia a la señal compuesta de video b . Usando esta definición en el caso de un detector con ganancia unitaria se tiene:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{p-p}} = \frac{\frac{1}{2}(m_a I_p b)^2}{2eB(I_p + I_d) + (4KTBF_n)/R_L} \quad (3.11)$$

Puede observarse que excluyendo a b , la SNR definida en términos de la potencia de señal pico a pico dada por la ecuación (3.11) es un factor de 8 ó 9 dB más grande que la definida por la ecuación (3.10).

3.1.2 MODULACIÓN DE LA SUBPORTADORA DE RF EN LOS SISTEMAS DE DETECCIÓN DIRECTA

3.1.2.1 MODULACIÓN DE LA SUBPORTADORA POR INTENSIDAD

La modulación directa de intensidad de la fuente óptica es adecuada para la transmisión de una señal analógica en banda base. Sin embargo, si la naturaleza de banda ancha del medio de fibra óptica se va a usar más eficientemente, es esencial que un número de canales de banda base sean multiplexados en un solo enlace de fibra óptica.

Esto se puede lograr con transmisión analógica a través de multiplexación por división de frecuencia de los canales individuales. Inicialmente los canales banda base tienen que ser trasladados a portadoras de diferente frecuencia por modulación de amplitud (AM), transmitidas como una señal FDM. La translación de frecuencia se puede realizar en el régimen eléctrico, donde las señales analógicas en banda base modulan a las subportadoras eléctricas y son entonces multiplexadas por división de frecuencia para formar una señal eléctrica compuesta antes de la modulación de intensidad de la fuente óptica.

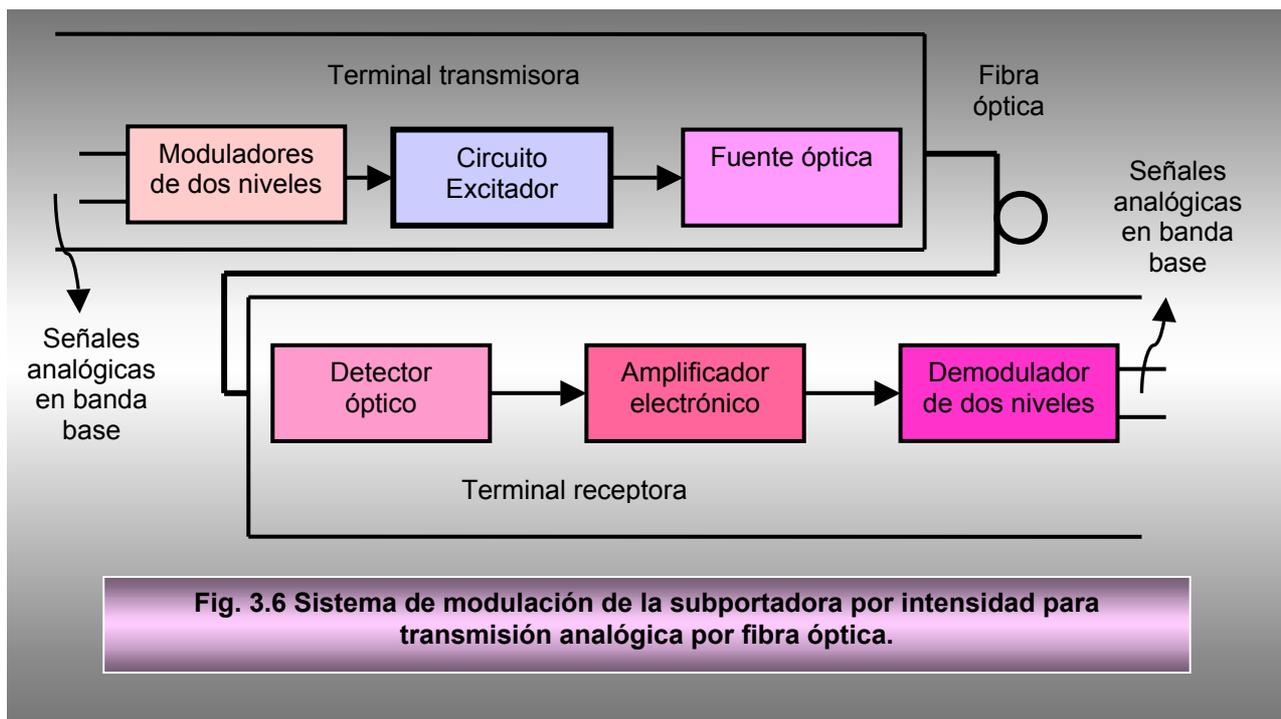
Un diagrama a bloques de un sistema analógico que emplea esta técnica, el cual es conocido como modulación de la subportadora por intensidad, es mostrado en la figura 3.6.

Las señales de banda base son moduladas en subportadoras de radiofrecuencia, ya sea por AM, FM o PM y multiplexadas antes de ser aplicadas al circuito alimentador de la fuente óptica. Aquí una señal óptica modulada por intensidad (IM) se obtiene, la cual puede ser: AM-IM, FM-IM o PM-IM. En la práctica sin embargo, las consideraciones de salida respecto a la SNR del sistema dictan que generalmente sólo los dos últimos formatos son usados.

Más aún, los sistemas pueden incorporar dos niveles de modulación eléctrica donde los canales de banda base inicialmente están modulados en amplitud antes de la modulación en frecuencia o fase.

La señal de FM o PM de esta manera obtenida es usada para modular en intensidad la fuente óptica.

En la terminal receptora, la señal óptica transmitida es detectada antes de la demodulación eléctrica y demultiplexación (filtrado) para obtener las señales de banda base transmitidas originalmente.



Una ventaja adicional de la modulación de una subportadora por intensidad es el posible mejoramiento de la SNR que se puede obtener durante la demodulación de la subportadora. En orden de investigar este proceso es necesario encontrar una expresión general para la SNR de la portadora óptica modulada por intensidad, la cual puede entonces ser aplicada a los formatos de modulación de la subportadora por intensidad. Por lo tanto, como se consideró en el apartado anterior para la modulación directa de la intensidad (D-IM), una señal eléctrica $m(t)$ modula la intensidad de la fuente. La forma de onda de la potencia óptica transmitida tiene la misma forma que la ecuación (3.1) donde:

$$P_{\text{ópt}}(t) = P_i(1 + m(t)). \quad (3.12)$$

También la corriente secundaria $I(t)$ generada en el receptor APD, siguiendo la ecuación (3.4) está dada por:

$$I(t) = I_p M(1 + m(t)). \quad (3.13)$$

La corriente cuadrática media de la señal $\overline{i_{\text{sig}}^2}$ se puede escribir como:

$$\overline{i_{\text{sig}}^2} = (I_p M)^2 P_m, \quad (3.14)$$

donde P_m es la potencia total de $m(t)$, la cual puede ser definida en términos de la densidad espectral $S_m(\omega)$ de $m(t)$, que ocupa un ancho de banda de B_m (Hz) como:

$$P_m = \frac{1}{2\pi} \int_{-2\pi B_m}^{2\pi B_m} S_m(\omega) d\omega. \quad (3.15)$$

De aquí, la SNR definida en términos de la señal de corriente media cuadrática a la corriente cuadrática media del ruido (es decir, la potencia de señal RMS a la potencia de ruido RMS) usando las ecuaciones (3.8) y (3.4), se puede escribir en el caso de D-IM como:

$$\begin{aligned} \left(\frac{S}{N}\right)_{\text{rms}} &= \frac{\overline{i_{\text{sig}}^2}}{i_N^2} = \frac{(M I_p)^2 P_m}{2eB_m(I_p + I_d)M^2 F(M) + (4KT B_m F_n)/R_L} \\ &= \frac{I_p^2 P_m}{2eB_m(I_p + I_d) F(M) + (4KT B_m F_n)/M^2 R_L} \\ &= \frac{(R P_{\text{ópt}})^2 P_m}{B_m N_{\text{ópt}}} \end{aligned} \quad (3.16)$$

Como $I_p = R P_{\text{ópt}}$ y por simplicidad de notación se escribe:

$$N_{\text{ópt}} = 2e(I_p + I_d)F(M) + \frac{4KTF_n}{M^2 R_L}. \quad (3.17)$$

El resultado obtenido de la ecuación (3.16), da la SNR para una fuente óptica modulada por intensidad donde la potencia total de la señal moduladora es P_m .

3.1.2.2 MODULACIÓN DE LA SUBPORTADORA POR DOBLE BANDA LATERAL (DSB-IM)

Una manera simple de trasladar el espectro de la señal de mensaje de banda base $a(t)$ es por una multiplicación directa con la forma de onda de la subportadora $A_c \cos \omega_c t$ dada por la forma de onda modulada $m(t)$ como:

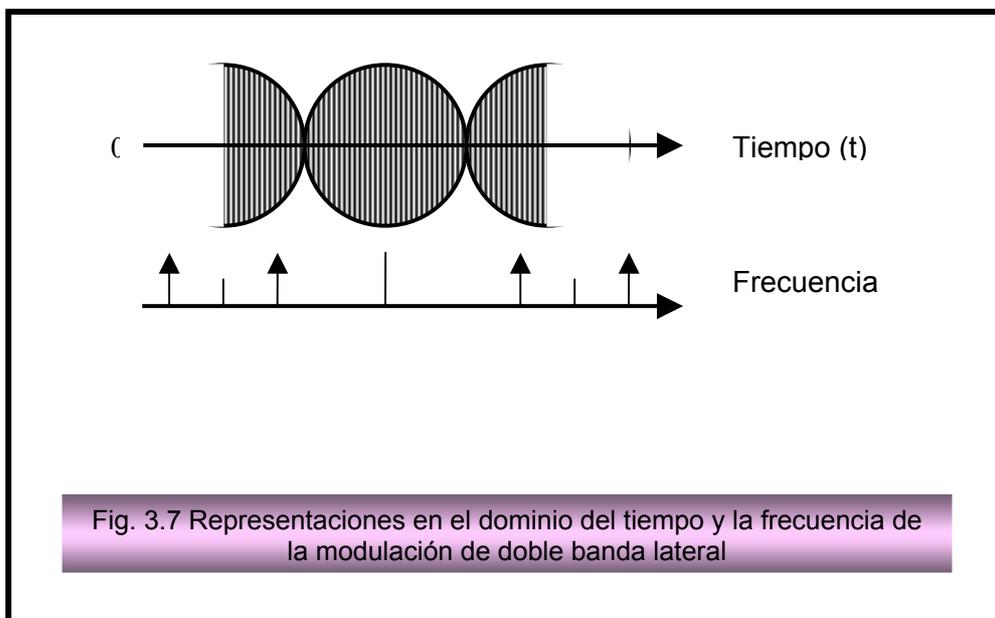
$$m(t) = A_c a(t) \cos \omega_c t, \quad (3.18)$$

donde A_c es la amplitud, y ω_c es la frecuencia angular de la forma de onda de la subportadora. Para una señal moduladora cosenoidal ($\cos \omega_m t$), la subportadora $E_m(t)$ llega a ser:

$$E_m(t) = \frac{A_c}{2} [\cos(\omega_c + \omega_m)t + \cos(\omega_c - \omega_m)t]. \quad (3.19)$$

Dando las bandas laterales superior e inferior. Las representaciones en el dominio del tiempo y de la frecuencia de la forma de onda modulada son mostradas en la figura 3.7. Se puede observar de la representación en el dominio de la frecuencia, que solo las dos componentes de las bandas laterales están presentes como se indica en la ecuación (3.19).

Esta técnica de modulación es conocida como modulación de doble banda lateral (DSB) o modulación de amplitud en doble banda lateral con portadora suprimida (DSBSC). Esta provee un método más eficiente de trasladar el espectro de la señal de mensaje de banda base que la modulación convencional de amplitud total donde una componente grande con frecuencia de la portadora también esta presente.



La señal DSB que se muestra en la figura 3.7 modula en intensidad a la fuente óptica. Por lo tanto, la forma de onda de la potencia óptica transmitida es obtenida combinando las ecuaciones (3.12) y (3.18), donde por simplicidad se ha hecho la amplitud de la portadora igual a 1, dando como resultado:

$$P_{\text{opt}}(t) = P_i(1 + a(t)\cos\omega_c t). \quad (3.20)$$

La subportadora eléctrica modulada DSB ocupa un ancho de banda $B_m=2B_a$, y con una amplitud de la portadora unitaria, $P_m=P_a/2$. De aquí que la relación de potencia de señal RMS a la potencia de ruido RMS obtenida dentro del ancho de banda de la subportadora a la entrada del demodulador de doble banda lateral esté dada por la ecuación (3.16), donde:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{rms(entrada DSB)}} = \frac{(RP_{\text{opt}})^2 P_a / 2}{2B_a N_{\text{opt}}} = \frac{(RP_{\text{opt}})^2 P_a}{4B_a N_{\text{opt}}}. \quad (3.21)$$

Sin embargo, un demodulador ideal DSB proporciona una ganancia de detección de 2 o 3 dB de mejoramiento de la SNR. Esto da una SNR de salida de:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{rms(salida DSB)}} = 2 \left(\frac{S}{N}\right)_{\text{rms(entrada DSB)}} = \frac{(RP_{\text{opt}})^2 P_a}{2B_a N_{\text{opt}}}. \quad (3.22)$$

Una comparación del resultado obtenido de la ecuación (3.22) con la que usa modulación directa de intensidad de la señal de banda base dada por la ecuación (3.16) muestra una degradación de 3 dB en la SNR cuando se emplea DSB-IM bajo las mismas condiciones de ancho de banda (es decir, $B_b=B_a$), potencia de la señal moduladora (es decir, $P_m=P_a$), fotocorriente del detector y ruido. Por esta razón, los sistemas DSB-IM (y en general los sistemas AM-IM) usualmente no son considerados como eficientes para comunicaciones por fibra óptica.

3.1.2.3 MODULACIÓN DE FRECUENCIA DE LA SUBPORTADORA

En este formato de modulación, la subportadora está modulada en frecuencia por la señal del mensaje. La forma para representar la señal, la cual modula la intensidad de la fuente óptica es:

$$m(t) = A_c \cos \left[\omega_c + k_f \int_0^t a(\tau) d\tau \right], \quad (3.23)$$

donde k_f es la desviación de la frecuencia angular en radianes por segundo por unidad de $a(t)$.

Para prevenir la sobre modulación, la amplitud de la portadora, se hace $A_c > 1$. El ancho de banda es:

$$B_m = 2(D_f + 1)B_a, \quad (3.24)$$

donde D_f es la razón de desviación en frecuencia dada por:

$$D_f = \frac{\text{desviación de frecuencia pico}}{\text{ancho de banda de } a(t)} = \frac{f_d}{B_a}. \quad (3.25)$$

La desviación de frecuencia en la portadora de la señal de FM, f_d está dada por:

$$f_d = k_{f_{\max}} |a(t)| \quad . \quad (3.26)$$

De aquí que la SNR a la entrada del demodulador de la subportadora de FM sea:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{rms(entrada de FM)}} = \frac{(RP_{\text{opt}})^2 (A_c^2/2)}{2B_m N_{\text{opt}}} \quad (3.27)$$

El demodulador operando por arriba del umbral da una SNR de:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{rms(salida de FM)}} = 6D_f^2 (D_f^2 + 1) \frac{P_a (RP_{\text{opt}})^2 (A_c^2/2)}{2B_m N_{\text{opt}}} \quad (3.28)$$

Sustituyendo B_m en la ecuación (3.24) se tiene:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{rms(salida de FM)}} = \frac{3D_f^2 P_a (RP_{\text{opt}})^2 (A_c^2/2)}{2B_m N_{\text{opt}}} \quad (3.29)$$

El resultado obtenido en la ecuación anterior indica que un mejoramiento significativo en la post-detección de SNR se puede lograr usando FM-IM de banda ancha.

3.1.2.4 MODULACIÓN DE FASE DE LA SUBPORTADORA

La modulación de fase (PM) es un método para enviar datos sobre una señal de alterna variando la fase instantánea de la onda. Este esquema puede ser utilizado para transmisiones analógicas y digitales.

En PM analógica, la fase de la señal de AC, también llamada portadora varía en forma continua. Por lo tanto hay un número infinito de estados de fase de la portadora. Cuando la entrada de la señal tiene polaridad positiva, la fase de la portadora se desvía a cierta dirección, cuando la polaridad es negativa, la fase de la portadora se desvía en dirección opuesta. Para todo instante de tiempo, el límite de la fase de la señal desviada, es directamente proporcional al límite en el cual la amplitud de la señal es positiva o negativa.

La modulación de fase en la práctica es similar a la modulación de frecuencia, cuando la fase de la portadora es cambiada, la frecuencia instantánea sufre cambios también. Pero PM y FM no son exactamente equivalentes, especialmente en aplicaciones analógicas. Cuando un receptor de FM es usado para demodular una señal de PM, o cuando una señal de FM es interceptada por un demodulador diseñado para PM, la señal es distorsionada. Esto es porque las relaciones entre las variaciones de fase y frecuencia, no son lineales, esto significa que la fase y la frecuencia no varían en proporción directa.

Con esta técnica de modulación, la fase instantánea de la subportadora se hace proporcional a la señal moduladora. De aquí que en un sistema PM-IM la señal moduladora $m(t)$ pueda ser descrita como:

$$m(t) = A_c \cos(\omega_c t + k_p a(t)), \quad (3.30)$$

donde k_p es la desviación de fase en radianes por unidad de $a(t)$.

El ancho de banda de la señal PM-IM está dado por la regla de Carson como:

$$B_m = 2(D_p + 1)B_a, \quad (3.31)$$

donde D_p es la razón de desviación de frecuencia para el sistema PM-IM. En común con la modulación en frecuencia de una subportadora, la razón de desviación en frecuencia está definida como:

$$D_f = \frac{f_d}{B_a}, \quad (3.32)$$

donde f_d es la desviación de frecuencia pico de la señal subportadora PM, la cual está dada por:

$$f_d = k_{pm\acute{a}x} \left| \frac{da(t)}{dt} \right|. \quad (3.33)$$

La relación SNR a la entrada del modulador de la subportadora de PM es:

$$\left(\frac{S}{N} \right)_{\text{rms(entrada de PM)}} = \frac{(RP_{\acute{o}pt})^2 (A_c^2/2)}{2B_m N_{\acute{o}pt}}. \quad (3.34)$$

La SNR en la salida del demodulador ideal de una subportadora de PM que opera por arriba del umbral es:

$$\left(\frac{S}{N} \right)_{\text{rms(salida de FM)}} = \frac{D_p^2 P_a (RP_{\acute{o}pt})^2 (A_c^2/2)}{2B_a N_{\acute{o}pt}}. \quad (3.35)$$

El resultado dado por la ecuación (3.35) sugiere que un mejoramiento en la SNR sobre D-IM se puede obtener usando PM-IM, especialmente cuando la SNR es maximizada con $A_c=1$. Sin embargo, una comparación de PM-IM con FM-IM indica que el formato de esta última modulación de un mejoramiento más grande [6].

3.2 FORMATOS DE MODULACIÓN EN LOS SISTEMAS DE DETECCIÓN COHERENTE

En los sistemas con detección coherente, la señal que es modificada es la señal óptica, y este tipo de sistemas ofrece la ventaja de poder modular cualquiera de sus parámetros: intensidad, amplitud, fase y polarización.

En este tipo de sistemas es también posible modular la subportadora de cualquier formato y los principios son esencialmente los mismos que en los sistemas de detección directa.

Cuando una fuente láser de líneas espectrales estrechas es utilizada en un sistema de fibra óptica, es posible modular la portadora óptica en amplitud, fase, frecuencia y

polarización. Las técnicas para lograr tal modulación se explican en las siguientes secciones.

3.2.1 MODULACIÓN DE INTENSIDAD DE LA PORTADORA ÓPTICA

Para sistemas analógicos coherentes, la ecuación (3.36), (que será explicada en los próximos subcapítulos) muestra que si la fuente es modulada en intensidad y con detección heterodina seguida de una detección de envolvente, la salida es proporcional a $\sqrt{P_0}$, de modo que debe ser utilizado un detector de ley cuadrática para proporcionar una linealidad total al sistema. Fong [7] ha demostrado esta aproximación utilizando fuentes láseres semiconductores. El sistema ofrece la ventaja de mejorar la sensibilidad recibida a través de la detección coherente, así es útil a longitudes de onda donde los buenos preamplificadores no se encuentran disponibles.

$$i = R(P_0 G_I + P_{LO} + 2\sqrt{P_0 G_I P_{LO}} \cos(\omega_1 t + \phi_{LO} - \phi_s)) \quad (3.36)$$

La linealidad del sistema está limitada por la linealidad de la característica de modulación de intensidad de la fuente y por la precisión de la característica del detector de ley cuadrática.¹

3.2.2 MODULACIÓN DE AMPLITUD DE LA PORTADORA ÓPTICA

En un sistema con detección coherente modulado en amplitud el valor pico de campo eléctrico producido por la fuente es linealmente proporcional a la señal modulada. De esta manera la potencia de la fuente es proporcional al cuadrado de la señal modulada. De la ecuación (3.36) puede observarse que la detección heterodina seguida de una detección de envolvente podría proporcionar una salida linealmente proporcional a la señal modulada, eliminando la necesidad de utilizar un detector de ley cuadrática. Desgraciadamente, los láseres modulados directamente tienen una característica de modulación de intensidad cerca de la lineal, mientras que un modulador interferométrico externo tiene una característica de modulación coseno elevado. Sin embargo, un modulador de amplitud lineal no se encuentra disponible.

En un sistema de transmisión con Detección Coherente modulado en amplitud debiera esperarse tener ventajas similares de insensibilidad espectral y una sensibilidad del receptor mejorada a las de los sistemas de transmisión con detección coherente modulado en intensidad.

3.2.3 MODULACIÓN DE LA FRECUENCIA DE LA PORTADORA ÓPTICA

La modulación de frecuencia de la portadora óptica es extensivamente usada en sistemas de radio comunicación porque esto permite que el ancho de banda de la señal modulada sea canjeado por una relación señal a ruido mejorada. Ventajas similares están disponibles en el dominio óptico y son atractivos donde es ancho de banda de la transmisión es grande. La dificultad práctica principal ha sido obtener una fuente óptica capaz de dar una respuesta a FM uniforme arriba de las frecuencias de microondas. Sin

¹ Sin embargo, esto puede no ser mejor que para un sistema IM/DD

embargo, esta dificultad ha sido ampliamente abordada por el desarrollo de la técnica sintonización del láser polarizado en reversa.

La limitación fundamental de la relación señal a ruido en un sistema óptico de modulación de frecuencia (OFM) surge del ancho espectral finito del láser dado por:

$$\text{SNR} = \frac{\pi \Delta f^2}{2f_m \delta f_l}, \quad (3.37)$$

donde Δf es la desviación de frecuencia pico, f_m es la frecuencia de modulación y δf_l es el ancho de banda espectral de la fuente láser.

La recuperación de la señal modulada requiere una detección heterodina seguida por un discriminador apropiado de FM. Una aproximación a este problema es el uso de un OPLL heterodino con la salida tomada de un oscilador controlado por voltaje (VCO).

3.2.4 MODULACIÓN DE FASE DE LA PORTADORA ÓPTICA

La modulación de fase establece estrictos requerimientos del ancho espectral de la fuente óptica. La limitación de la relación señal a ruido debido al ancho espectral de la fuente, asumiendo ensanchamiento del ruido blanco gaussiano, está dada por:

$$\text{SNR} = \frac{\pi \Delta \phi_m^2}{B_{\max} \delta f_l \int_{B_{\min}} f^{-2} df}, \quad (3.38)$$

donde $\Delta \phi_m$ es la desviación de fase rms y el límite del ancho de banda de la señal está dado por B_{\max} y B_{\min} . Para una desviación de fase de 45° y ancho de banda de 100 Khz. a 100 Mhz, un láser con un ancho de banda espectral de 50 Khz podría dar una relación señal a ruido de sólo 12 dB. Por esta razón la transmisión analógica modulada en fase ha recibido poca atención. Un método de abordamiento a la sensibilidad del ruido de fase es utilizando un láser común en un arreglo heterodino que ha sido estudiado por Kalman y Kazovsky [8]. Sin embargo, donde se requiere la señal de un oscilador local para ser transmitida con la señal esto podría ser difícil al aplicarse a enlaces largos.

CONCLUSIONES

En los sistemas de transmisión de señales analógicas por fibra óptica, existen algunas diferencias al modular cuando se tiene un sistema que emplea detección directa y los que utilizan la detección coherente. Entre las diferencias más importantes, se encuentra que en los sistemas que utilizan detección directa, la portadora óptica sólo puede ser modulada en intensidad, es decir que solo es posible modificar ese parámetro, debido a que se tiene una recepción directa de la señal, mientras que en la subportadora se logra cualquier formato de modulación.

Por otro lado, en los sistemas con detección coherente, la portadora óptica puede ser modificada en cualquiera de sus parámetros intensidad, amplitud, frecuencia, fase e incluso polarización. Además en este tipo de sistemas es también posible modular la subportadora de cualquier formato y los principios son esencialmente los mismos que en los sistemas de detección directa. Esto representa una de las ventajas principales con respecto a los sistemas que emplean detección directa.

Los sistemas de transmisión de señales analógicas por fibra óptica, utilizan varias técnicas de modulación. La técnica más simple es la modulación directa de la intensidad (D-IM). La modulación directa de intensidad de la fuente óptica es adecuada para la transmisión de una señal analógica en banda base. Sin embargo, si la naturaleza de banda ancha del medio de fibra óptica se va a usar más eficientemente, es esencial que un número de canales de banda base sean multiplexados en un solo enlace de fibra óptica. Además esta técnica resulta barata y sencilla de implementar, ya que no requiere modulación ni demodulación eléctrica.

En este tipo de sistemas también pueden ser empleadas técnicas analógicas de modulación de pulso.

En la modulación de la subportadora por intensidad, las señales en banda base son moduladas por subportadoras de radiofrecuencia, ya sea por AM, FM o PM y multiplexadas antes de ser aplicadas al circuito alimentador de la fuente óptica. Aquí se obtiene una señal óptica modulada por intensidad (IM), la cual puede ser: AM-IM, FM-IM o PM-IM. En la práctica sin embargo, las consideraciones de salida respecto a la SNR del sistema dictan que generalmente sólo los dos últimos formatos son usados. Una ventaja adicional de la modulación de una subportadora por intensidad es el posible mejoramiento de la SNR que se puede obtener durante la demodulación de la subportadora.

Existe otra técnica de modulación conocida como modulación de doble banda lateral (DSB) o modulación de amplitud en doble banda lateral con portadora suprimida (DSBSC). Esta provee un método más eficiente de trasladar el espectro de la señal de mensaje de banda base que la modulación convencional de amplitud total donde una componente grande con frecuencia de la portadora también está presente.

El formato de modulación donde la subportadora está modulada en frecuencia por la señal del mensaje es llamado modulación de frecuencia de una subportadora. La modulación en frecuencia, tiene un esquema de modulación más sofisticado que AM.

Existen algunas ventajas de FM sobre AM, entre ellas se halla que FM es inmune a las variaciones de amplitud causadas por las pérdidas en la fibra óptica. Parte de las ventajas de FM sobre AM se encuentran en los análisis matemáticos que demuestran que la

Relación Señal-Ruido en el receptor puede ser mejorada incrementando la desviación de la portadora. También cuenta con la ventaja de eliminar la necesidad imperante de utilizar componentes ópticos altamente lineales que son requeridos en AM.

La desventaja de FM frente a AM en algunas ocasiones consiste en que casi siempre requiere circuitos electrónicos más complejos que en AM.

Finalmente AM resulta ser la técnica más simple y barata.

La modulación de fase (PM) es un método para enviar datos sobre una señal alterna variando la fase instantánea de la onda. Este esquema puede ser utilizado para transmisiones analógicas y digitales.

La modulación de fase en la práctica es similar a la modulación de frecuencia, cuando la fase de la portadora es cambiada, la frecuencia instantánea sufre cambios también. Pero PM y FM no son exactamente equivalentes, especialmente en aplicaciones analógicas. Esto es porque las relaciones entre las variaciones de fase y frecuencia, no son lineales, esto significa que la fase y la frecuencia no varían en proporción directa.

Este tipo de esquema de modulación (PM-IM) muestra una mejora en la SNR con respecto a los sistemas D-IM.

4. TRANSMISIÓN DE SEÑALES ANALÓGICAS POR FIBRA ÓPTICA UTILIZANDO EL MÉTODO DE DETECCIÓN DIRECTA DE LA SEÑAL (IM/DD)

4.1 MODELO DEL SISTEMA DE DETECCIÓN DIRECTA

Los sistemas de transmisión de señales analógicas que utilizan la detección directa de la señal constituyen la forma más simple de detección. Su principio fundamental se basa en modular directamente la intensidad de la fuente óptica por una señal subportadora o pasar a través de un modulador de intensidad externo. La señal resultante modulada en intensidad, viaja a través de la fibra óptica para llegar al fotodiodo, donde la señal es devuelta al dominio eléctrico [1].

Hoy en día los sistemas de comunicación óptica hacen uso de forma predominante de la modulación de corriente de una fuente óptica semiconductor debido a su simplicidad y satisfacción de los requerimientos del sistema.

Considérese el sistema IM/DD mostrado en la figura 4.1.

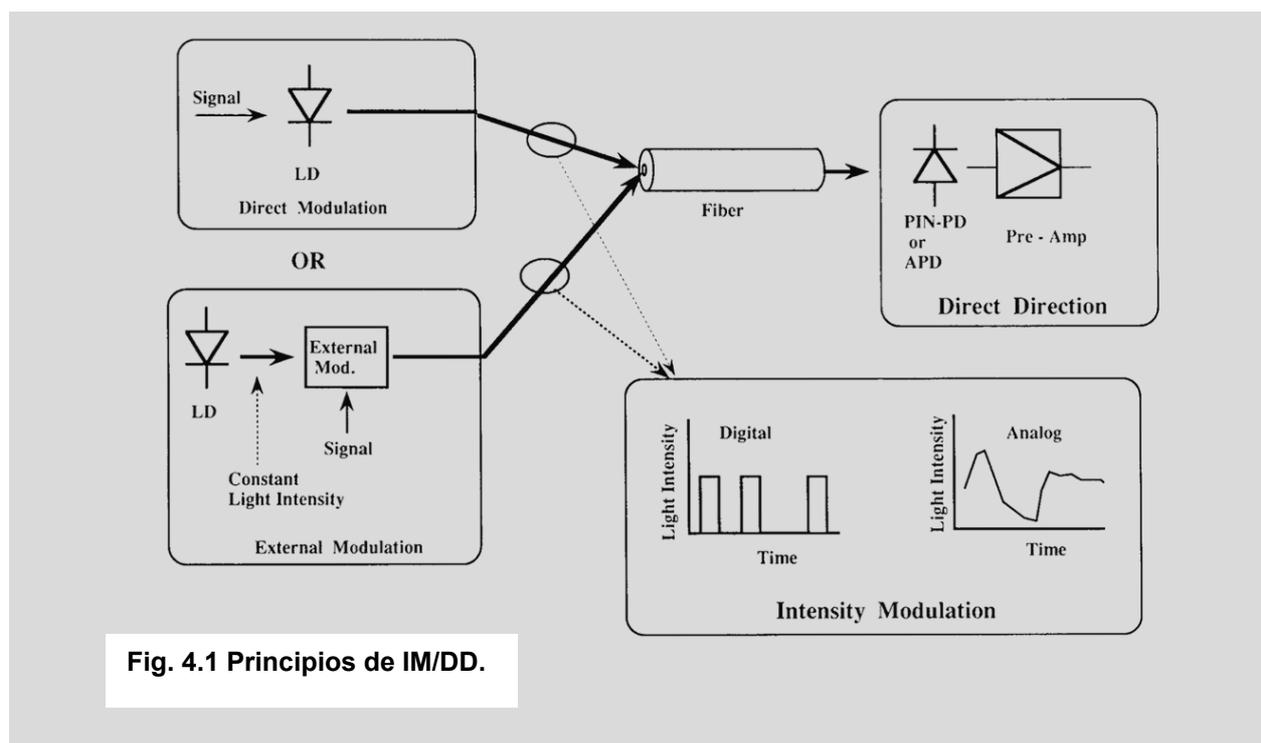


Fig. 4.1 Principios de IM/DD.

La información puede ser transmitida modulando directamente la intensidad de la fuente óptica con una señal subportadora, la cual ha sido modulada por la señal en banda base. Al hacer uso de una señal subportadora, la información puede ser transmitida también por modulación de frecuencia o fase de subportadora.

La modulación de una fuente óptica puede también ser realizada con un modulador externo a través del cual la luz es procesada al transitar. Los dispositivos más comunes para realizar la modulación externa utilizan efectos electro-ópticos o acusto-ópticos, mientras algunos cuantos frecuentemente utilizan dispositivos que emplean fenómenos

de electro absorción o magneto-ópticos. Los dispositivos electro-ópticos son usados al modular la intensidad o fase de la emisión del láser y los dispositivos acusto-ópticos modulan su intensidad o frecuencia [2].

4.2 SISTEMAS CON MODULACIÓN DIRECTA DE LA FUENTE ÓPTICA

En los sistemas que emplean la modulación directa del láser, la señal de RF modula la intensidad de la salida del láser directamente. Todos los enlaces donde existe la modulación directa utilizan diodos láser, debido a que este es el único tipo de fuente que ofrece suficiente ancho de banda en una interfase de modulación simple.

Los sistemas que emplean la modulación directa del láser como el mostrado en la figura 4.2 consisten de un módulo transmisor, un canal de transmisión, en este caso una longitud específica de fibra y un receptor. Si se utiliza fibra óptica monomodo en/ó cerca de la longitud de onda donde hay dispersión cero, entonces, el ancho de banda efectivo de la fibra no es un factor limitante en el desempeño del enlace. Dicho desempeño se encuentra directamente determinado por las características del transmisor y receptor [3].

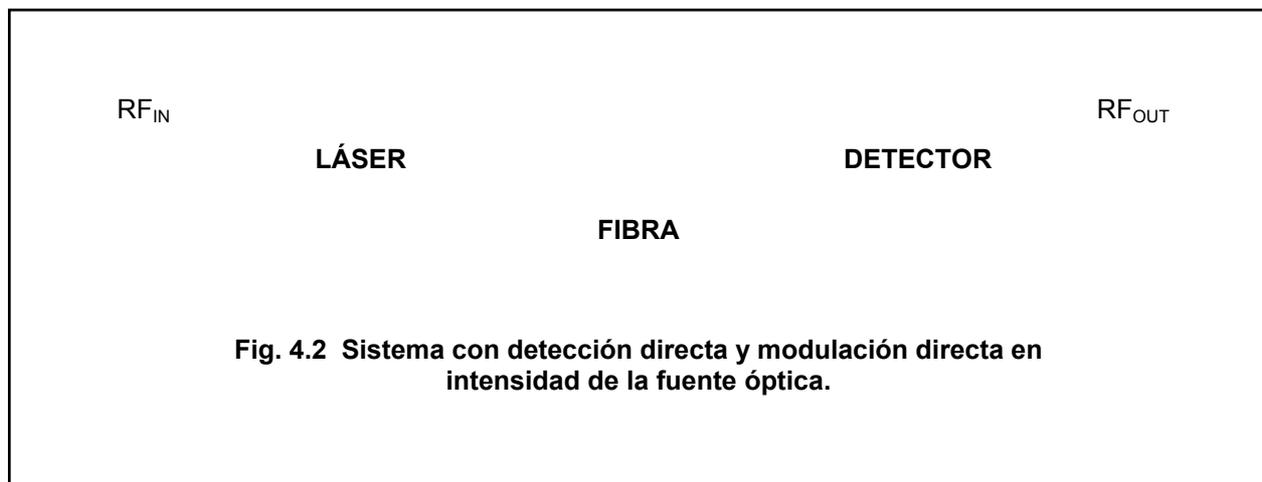


Fig. 4.2 Sistema con detección directa y modulación directa en intensidad de la fuente óptica.

En los sistemas con modulación directa del láser, la señal es impuesta dentro de la corriente de polarización del láser dando lugar a una modulación de intensidad del flujo óptico. Los transmisores típicos incluyen un circuito de acoplamiento al acoplar el láser a una entrada coaxial de 50Ω . Un amplificador puede ser utilizado si es necesario amplificar señales de bajo nivel. El desempeño de este transmisor está determinado por la característica de modulación del láser. Por ejemplo, la frecuencia de modulación está normalmente limitada por la frecuencia de oscilación relajación del láser. Esto ocurre a una frecuencia determinada por las condiciones de polarización y la geometría específica del láser.

La frecuencia de oscilación relajación f_R es:

$$f_R = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\Gamma N_{om} A_G \tau_p + 1}{\tau_s \tau_p} \left(\frac{I}{I_{th}} - 1 \right)}, \quad (4.1)$$

donde Γ es el factor de confinamiento óptico, A_G es la ganancia diferencial óptica, N_{om} es la densidad de portadora τ_s es el tiempo de vida de la emisión espontánea de los portadores inyectados, τ_p es el tiempo de vida del fotón, I e I_{th} son las corrientes de polarización y umbral respectivamente. Típicamente, f_R se encuentra en el rango 2 – 5 GHz dependiendo del láser y la polarización. Sin embargo, algunas geometrías especiales han conseguido frecuencias mayores a los 12 GHz [4].

La anchura espectral de las ondas de luz en los sistemas de modulación directa del láser sufre un ensanchamiento considerable cuando se modula directamente, este fenómeno es llamado “gorjeo” (chirp) de frecuencia, y puede ser entendido como sigue: un cambio abrupto en la corriente causa una respuesta transitoria oscilatoria en la densidad de portadora, esta, en su momento, causa una respuesta oscilatoria en el índice de refracción, originando transitorios de frecuencia – llamados “gorjeo” (chirp) - de más de 10 GHz.

Otra limitación de los sistemas que emplean la modulación directa del láser es la respuesta de FM no uniforme de los láseres semiconductores, para una corriente de modulación con una amplitud dada, diferentes frecuencias de modulación resultan en desviaciones diferentes de la frecuencia del láser. En frecuencias por debajo de 1 MHz, los efectos térmicos son dominantes, mientras que a frecuencias más grandes, dominan los efectos de la portadora, el resultado es una baja frecuencia que varía rápidamente en la respuesta de FM. Esta respuesta no uniforme de FM causa distorsión en la señal, de la misma forma, incidentalmente la respuesta no uniforme de FM de los láseres causa también la discrepancia en el desempeño entre longitudes largas y cortas de secuencias pseudo aleatorias algunas veces observadas en los experimentos.

4.3 SISTEMAS CON MODULACIÓN EXTERNA DE LA FUENTE ÓPTICA

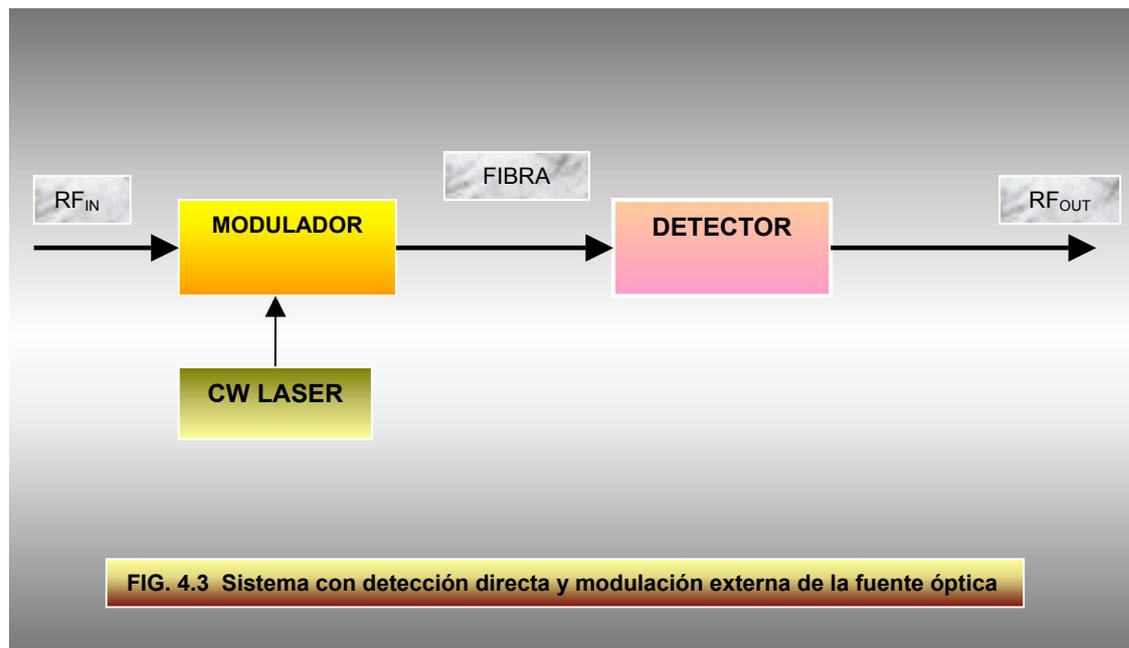
La emisión de una fuente óptica puede ser modulada por un dispositivo externo cuya operación está basada en una serie de fenómenos. Los moduladores han sido altamente desarrollados y están comercialmente disponibles haciendo uso del efecto electro-óptico, mientras algunos dispositivos han utilizado el efecto magneto-óptico y de electro-absorción, así como algunos otros fenómenos.

En un enlace modulado externamente, el láser opera con la intensidad de su salida óptica modulada con la aplicación de una subportadora al modulador. Por lo tanto, la modulación no ocurre en el láser, en teoría cualquier láser de la longitud de onda apropiada puede ser usado como fuente.

La función de modulación en un enlace modulado externamente puede ser implementada por varios métodos tales como: el interferómetro Mach-Zehnder (MZ), un acoplador direccional o un modulador de guía de onda de corte.

Los sistemas que emplean la modulación externa del láser ofrecen algunas ventajas que se derivan del uso de fuentes láser CW (continuous wave). Los láseres semiconductores exhiben menor RIN (ruido de intensidad relativa) cuando no son modulados [10], y por lo tanto, los problemas tales como el “chirp” y la distorsión en el láser son eliminados. Probablemente, la principal atracción de tales sistemas es la capacidad de utilizar fuentes de estado sólido de más alta potencia. Entre las fuentes de estado sólido más populares se hallan las de Nd^{3+} : YAG (Neodimio-itrio aluminio), estos dispositivos operan a longitudes de onda de 1.36 μm y pueden liberar típicamente 50-200 mW de potencia óptica dentro de la fibra (al menos un orden de magnitud mayor que la del láser

semiconductor) y poseen menor RIN, aproximadamente -165 dBc/Hz comparado con -155 dBc/Hz para un láser DFB.



El láser Nd^{3+} : YAG requieren ser bombeados ópticamente, normalmente por diodos láser de alta potencia que operan alrededor de los 880 nm de longitud de onda.

Para sistemas analógicos modulados externamente la principal desventaja es la no-linealidad de la potencia de salida vs. la característica de transferencia del voltaje de los moduladores interferométricos de intensidad utilizados. Dos estructuras utilizadas son: el Mach Zehnder (MZ) y el acoplador modulador direccional Y [7].

4.3.1 MODULADOR MACH ZEHNDER

En el dispositivo MZ la luz de entrada es dividida en dos articulaciones y entonces recombinada en una guía de onda de salida para dar interferencia destructiva o constructiva de acuerdo al voltaje aplicado al dispositivo, este se muestra en la figura 4.4.

La característica de transferencia es una función coseno-elevado:

$$P_o = P_i t_{ff} \left[1 + \cos \left(\frac{\pi V}{V_\pi} + \phi_b \right) \right], \quad (4.2)$$

donde P_i es la potencia inicial (en la entrada del modulador), t_{ff} es el factor de transmisión óptica del dispositivo desde la entrada de la fibra hasta la salida de la misma cuando el interferómetro está polarizado para máxima transmisión, y relaciona las pérdidas por exceso, V_π , es el voltaje para variar la salida de luz desde un mínimo hasta un máximo (algunas veces llamado voltaje de conmutación) y ϕ_b es una fase de polarización (debida a que las longitudes en un dispositivo real nunca están acopladas exactamente a su polarización cero aplicada).

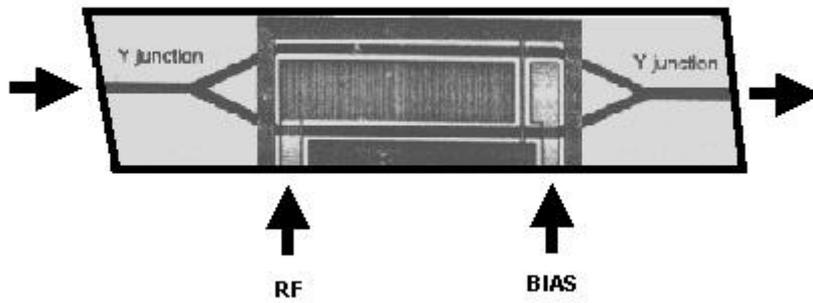


Fig. 4.4 Modulador MZ

La característica de transferencia P_o/P_i vs. voltaje V para un modulador externo interferométrico MZ es mostrado en la figura 4.5.

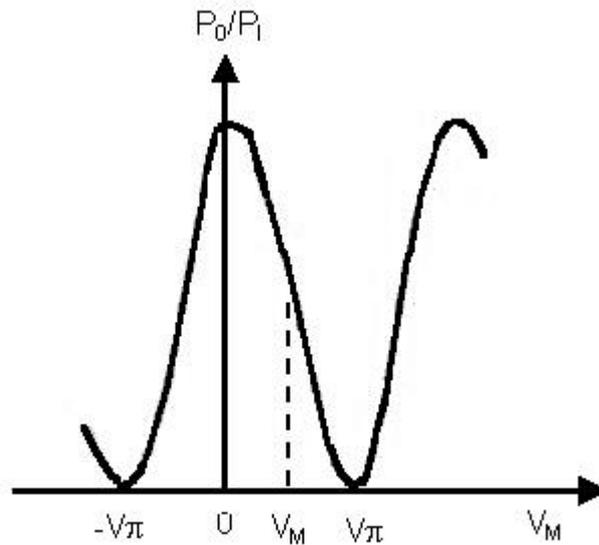


Fig. 4.5 Característica de transferencia de un modulador MZ

4.3.2 MODULADOR ACOPLADOR DIRECCIONAL

En el tipo acoplador direccional de modulador la sección de combinación es reemplazada por un acoplador direccional de 1X2. Dos salidas se hallan disponibles y están en contrafase. La característica de transferencia es nuevamente la función coseno elevado para cada salida;

$$P_{0\pm} = P_i t_{ff} \left[1 \pm \cos \left(\frac{\pi V}{V_\pi} + \phi_b \right) \right], \tag{4.3}$$

donde los símbolos están definidos de la misma forma que en la ecuación anterior y los subíndices menos/más denotan las dos salidas disponibles. El modulador acoplador direccional tiene unas pérdidas inherentemente más bajas que el tipo MZ.

Las funciones de transferencia coseno elevado de estos dispositivos trae como consecuencia la operación en un punto de operación conocido como el punto de cuadratura (el punto en la mitad de la potencia) como se muestra en la figura 4.7.

De las funciones de transferencia del dispositivo o características P-V de las dos ecuaciones anteriores y de la figura anterior se puede ver que la eficiencia de la pendiente y por lo tanto la ganancia del enlace puede ser mejoradas utilizando dispositivos con bajos voltajes de conmutación. Por lo tanto, para una intensidad de modulación dada, la ganancia total del enlace puede ser mejorada simplemente incrementando el nivel de potencia de la fuente (P_i). En el punto de cuadratura, las no linealidades de segundo orden son minimizadas [7].

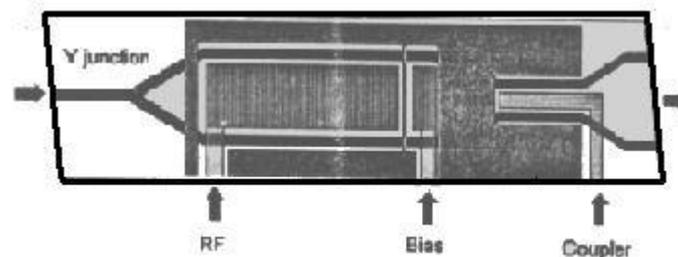


Fig. 4.6 Modulador Acoplador direccional.

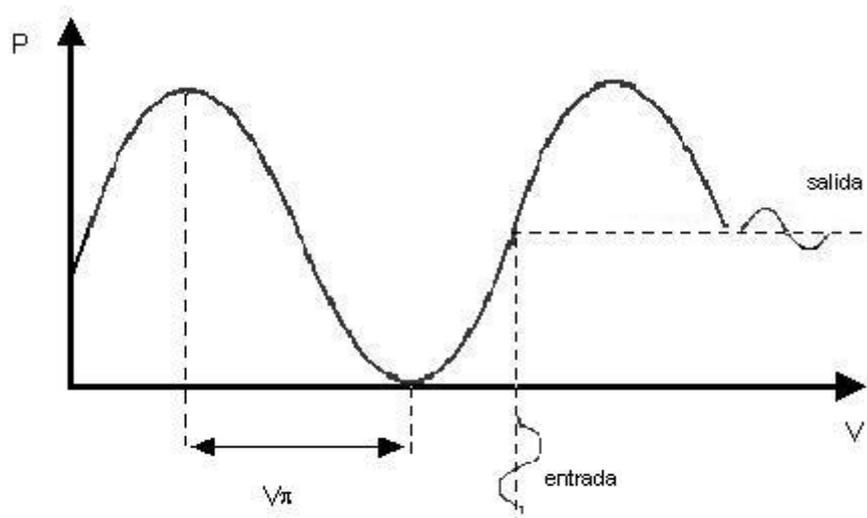


Fig. 4.7 Característica de transferencia de la función coseno elevado.

4.4 CARACTERÍSTICAS DE LOS SISTEMAS DE DETECCIÓN DIRECTA

El propósito de este apartado es hacer referencia al desempeño de los enlaces punto a punto de fibra óptica que transportan señales analógicas en términos de algunos de los parámetros críticos de desempeño que deben ser especificados cuando uno de estos enlaces tiene una aplicación real [10].

4.4.1 RELACIÓN SEÑAL - RUIDO

Sea la señal analógica a ser transmitida representada por $m(t)$, la señal óptica modulada es expresada como:

$$P(t) = P_u [1 + sm(t)], \quad (4.4)$$

donde P_u es la potencia óptica media, $m(t)$ es la señal óptica modulada con ancho de banda B y s es la sensibilidad de modulación.

La señal de corriente media cuadrática en la salida del detector es:

$$I_s^2 = (RG_f P_u s)^2 m^2(t), \quad (4.5)$$

donde R es la responsividad del fotodiodo y G_f es la ganancia de trayectoria de la fibra (si $G_f < 1$ se utilizan amplificadores ópticos).

El ruido σ^2 en un receptor óptico está compuesto del ruido de disparo de la señal, el ruido de disparo de la corriente de oscuridad y el ruido térmico (del circuito eléctrico).

$$\sigma^2 = \langle I_{nt}^2 \rangle + \langle I_{ns}^2 \rangle + \langle I_{nRIN}^2 \rangle + \langle I_{na}^2 \rangle. \quad (4.6)$$

El ruido en la salida del detector surge de algunas fuentes, incluyendo:

- (i) La corriente térmica de ruido generada en la carga del fotodiodo, con una media cuadrática de valor:

$$I_{nt}^2 = \frac{4kTB}{R_L}, \quad (4.7)$$

donde k es la constante Boltzman, T es la temperatura absoluta, B es el ancho de banda efectiva de ruido y R_L es el valor de la resistencia de carga;

- (ii) El ruido de disparo generado en el fotodiodo:

$$I_{ns}^2 = 2e(\bar{i}_d + i_{dk})B, \quad (4.8)$$

donde e es la carga del electrón, \bar{i}_d , corriente media generada ópticamente en el fotodiodo e i_{dk} es la corriente de oscuridad del fotodiodo.

(iii) Ruido de intensidad relativa (RIN) de la fuente óptica.

$$I_{nRIN}^2 = i_d^2 (RIN) B, \quad (4.9)$$

donde RIN es el valor del ruido de intensidad relativa de la fuente.

(iv) Ruido generado por cualquier amplificador óptico utilizado, I_{na}^2 .

Suponiendo que estas fuentes de ruido no se encuentran relacionadas, la relación señal a ruido en la salida del detector puede ser escrita como:

$$SNR = \frac{(RG_f P_u s)^2 \overline{m^2(t)}}{\left(\frac{4kT}{R_L} + 2e(RG_f P_u + i_{dk}) + (RG_f P_u)^2 (RIN) \right) B + I_{na}^2} \quad (4.10)$$

Puede verse que la contribución térmica de ruido es independiente de la potencia óptica no modulada, P_u , como lo es la contribución de ruido de los amplificadores ópticos si los efectos no-lineales son descuidados. Así, la relación señal a ruido puede ser mejorada incrementando la potencia óptica no modulada, hasta que el RIN de la fuente se alcance, dando:

$$SNR = \frac{s^2 \overline{m^2(t)}}{(RIN)B} \quad (4.11)$$

Para potencias ópticas por debajo del límite del RIN, la recepción limitada del ruido de disparo puede ser llevada a cabo si las contribuciones térmicas y de los amplificadores ópticos son lo suficientemente pequeñas, resultando en:

$$SNR = \frac{RG_f P_u s^2 \overline{m^2(t)}}{2eB}, \quad (4.12)$$

donde la corriente de oscuridad del fotodiodo ha sido supuesta insignificante respecto a la fotocorriente. Para bajas potencias ópticas recibidas, las contribuciones de ruido térmico y de los amplificadores ópticos son dominantes [3].

4.4.2 LINEALIDAD

La distorsión y la no-linealidad son dos parámetros importantes en el desempeño de un sistema analógico por fibra óptica, ya que son cruciales en la determinación de la utilidad del enlace en la mayoría de las aplicaciones. Estas no linealidades resultan en la generación de armónicas y productos de ínter modulación. Las no linealidades de un enlace de fibra óptica son generadas en la fuente y potencialmente en cualquier amplificador.

Para fuentes moduladas directamente, los experimentos indican que la causa primaria de estas no linealidades está en la interacción electrón – fotón en el láser. Los valores en las armónicas y los productos de ínter modulación son similares a aquellos observados en

enlaces de microondas aún cuando son medidos para frecuencias de modulación fundamentales por debajo de 1 GHz. Estas mediciones indican que el diodo láser actúa como primera aproximación como una no-linealidad simple sin memoria.

Al modelar la no-linealidad, la respuesta de modulación del láser está caracterizada por un conjunto de ecuaciones. Sin embargo, estas son resueltas usualmente por un proceso de linealización que da lugar a una respuesta de señal pequeña pero no resulta en cualquier dato o respuesta no lineal. El análisis de la respuesta en señal grande (requerida para proporcionar las no linealidades) en general está más allá del propósito de esta tesis.

Muchos enlaces donde se emplea la modulación directa de la fuente son enlaces paso banda con anchos de banda un octavo o menos, como una consecuencia las armónicas pueden ser filtradas. En enlaces de comunicación de banda estrecha, los productos de íter modulación de tercer orden de dos tonos (IMP), son la medida principal de la linealidad del enlace. Esto es porque estos productos están dentro de la banda del enlace y las armónicas están típicamente fuera de banda. Como el diodo láser es un dispositivo no lineal, los tonos de íter modulación aparecen a lo largo de f_1+f_2 , $2f_1-f_2$ y $2f_2-f_1$ con las armónicas generadas por cada una de las fundamentales.

Para enlaces con modulación de la fuente externa, la mayor fuente de no linealidades se encuentra en el preamplificador de potencia y en el modulador externo. La potencia de preamplificador capta cualquier índice de modulación en el modulador externo, típicamente debe ser fijo de tal forma que la señal de salida este cerca del punto de compresión. Los amplificadores que operan en este punto tienen armónicas más altas y productos de íter modulación de tercer orden. Esto resulta en una limitación de la linealidad.

Ha sido demostrado que un modulador de onda viajera modulada en intensidad tiene una intensidad óptica vs. voltaje expresada como sigue:

$$I = I_0 \cos^2 \left(\frac{\pi V}{2V_\pi} - \frac{\phi}{2} \right). \quad (4.13)$$

En esta expresión I_0 es la intensidad de potencia óptica de entrada, V es el voltaje de entrada al modulador, V_π es el voltaje necesario para conseguir un desplazamiento de fase óptico de π , ϕ es el desplazamiento de polarización de fase.

La distorsión en la salida del fotodetector debido a la generación de armónicas puede ser expresada como:

$$D_{3^\circ \text{armónica}} = 20 \log \frac{m^2 \pi^2}{96 - 9m^2 \pi^2}. \quad (4.14)$$

Una gráfica de estas expresiones para la variación de la intensidad de modulación es mostrada en la figura (4.16). Como puede ser observado en la figura, las distorsiones de los productos de intermodulación de tercer orden son mayores de 10 dB que la distorsión armónica [10].

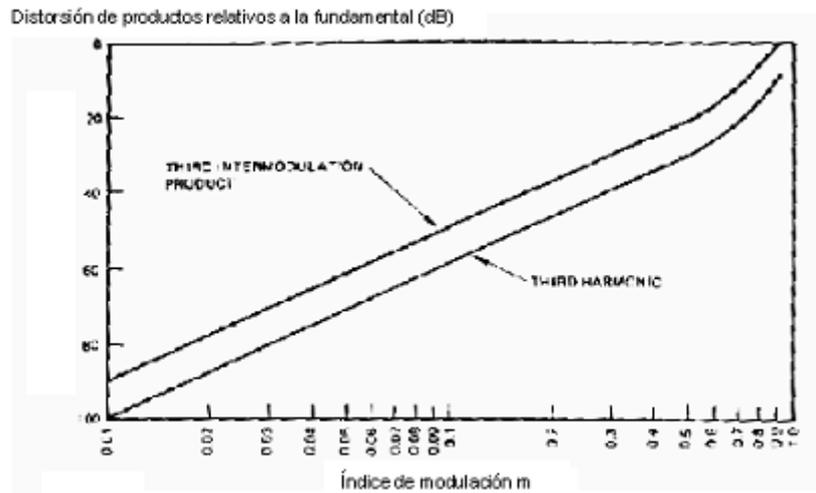


Fig. 4.8 Índice de modulación VS. Distorsión de la tercera armónica y distorsión de productos por intermodulación de tercer orden para el modulador externo Mach-Zehnder.

4.4.3 RANGO DINÁMICO

El rango dinámico de un enlace de fibra óptica es una medida de la variación de los niveles de la señal que puede ser transportada por el enlace. Típicamente es definido como la relación de la salida de la fundamental y los productos de intermodulación de tercer orden (IMP). Pero en vista de que el nivel de los IMP decrece más rápido que la fundamental, la reducción del nivel de entrada admite cualquier valor de rango dinámico requerido. Sin embargo, como la señal de entrada es disminuida, la relación señal ruido también decrece. Porque el ruido de salida del enlace es constante para una banda de ruido específica.

Una definición alternativa de rango dinámico es el rango de niveles de potencia entre el nivel de ruido y el punto en el cual la ganancia del enlace exhibe 1 dB de compresión. Esta definición aplica a sistemas donde solo se encuentra una señal presente. El valor resultante es típicamente más alto, pero si más de una señal es aplicada, este concepto puede no indicar o permitir que las señales de salida puedan ser distinguidas de las armónicas o los productos de intermodulación. Consecuentemente, esta definición generalmente no es usada [10].

Mientras que el nivel más bajo de ruido determina la mínima señal detectable de RF para un enlace dado, las no-linealidades en el láser y amplificadores tienden a limitar la máxima señal de RF que puede ser detectada. Para enlaces que transmiten un solo tono donde existe una pequeña preocupación por interferir con otras señales, el punto de compresión de 1 dB es generalmente utilizado para expresar el rango dinámico. Para enlaces que transmiten un gran número de señales, el punto de intercepción se tercer orden es frecuentemente utilizado para calcular el rango dinámico libre de espurios (SFDR) [11].

CONCLUSIONES

En conclusión, los sistemas IM/DD poseen limitaciones por el ruido de disparo, ya que en este tipo de enlaces llegan a ser más significativas, si el nivel de la potencia óptica promedio se incrementa.

Una limitación más severa en estos sistemas que emplean la modulación directa de la fuente óptica, es la región no-lineal de la característica P-I de la fuente. Otra limitación de estos sistemas es la respuesta de FM no-uniforme de los láseres semiconductores, esta causa distorsión en la señal.

La anchura espectral de las ondas de luz en los sistemas de modulación directa del láser sufre un ensanchamiento considerable cuando se modula directamente, este fenómeno es llamado "gorjeo" (chirp) de frecuencia, y puede ser entendido como sigue: un cambio abrupto en la corriente causa una respuesta transitoria oscilatoria en la densidad de portadora, esta en su momento, causa una respuesta oscilatoria en el índice de refracción, originando transitorios de frecuencia – llamados "gorjeo" (chirp) de más de 10 GHz.

Existen diferencias en sistemas que modulan el láser directamente, respecto a los de modulación externa del láser. Para los sistemas con modulación directa de la fuente, la causa principal de las no-linealidades está en la interacción foton-electron del láser. En un enlace con modulación externa, la principal fuente de no-linealidades está en los preamplificadores y el modulador.

Los sistemas IM/DD tienen ventajas sobre los sistemas con detección coherente. En los sistemas con detección coherente, las frecuencias del oscilador y la señal deben ser controladas al diferenciarse por la frecuencia intermedia (IF) requerida, mientras que en los sistemas IM/DD solo es necesario que la longitud de onda de la fuente sea adecuada al fotodiodo utilizado.

En los sistemas con detección coherente es necesario que el estado de polarización del oscilador local y la señal debe ser acoplado al fotodiodo.

Además la disponibilidad de amplificadores ópticos de alta calidad para la ventana de transmisión de 1550 nm hace posible realizar sistemas IM/DD de alta calidad.

5. TRANSMISIÓN DE SEÑALES ANALÓGICAS POR FIBRA ÓPTICA UTILIZANDO EL MÉTODO DE DETECCIÓN COHERENTE

5.1 MODELO DE LOS SISTEMAS DE TRANSMISIÓN ANALÓGICOS COHERENTES

Los sistemas con detección coherente deben su origen al principio del receptor de radio superheterodino por E. H. Armstrong en 1920. Al mezclar una señal de entrada con la señal de un oscilador local potente se produce una señal de frecuencia intermedia para la cual la relación señal ruido (SNR) puede ser mejorada incrementando la potencia del oscilador local. La aplicación de la técnica de transmisión óptica es más reciente, pero el principio es el mismo y una de las motivaciones para adoptar la técnica de detección coherente contraria a la detección directa en sistemas de transmisión de fibra óptica es la potencialmente más alta sensibilidad, o la factible relación señal ruido. La otra razón se deriva de la alta selectividad de frecuencia de un receptor heterodino el cual origina a partir de los requerimientos para las frecuencias del oscilador local y la señal al estar controlado de tal forma que la diferencia de frecuencia (IF) tiende precisamente a cerrarse dentro de la banda de paso del filtro IF [1].

Considere ahora el sistema coherente mostrado en la Fig. 5.1 y suponga que las técnicas de control de polarización son utilizadas, de tal forma que la señal y los campos eléctricos incidentes sobre el fotodiodo tienen la misma polarización.

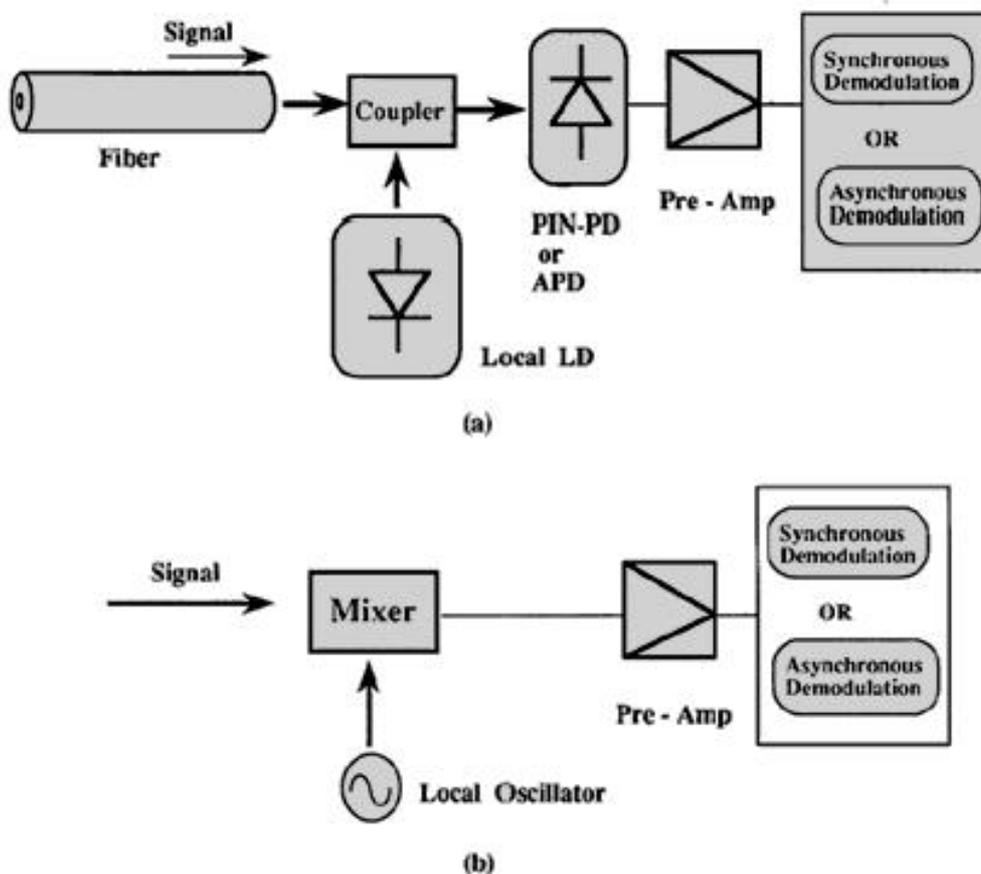


Fig. 5.1 Transmisión coherente: a) Transmisión óptica coherente b) transmisión por ondas de radio.

La señal de campo eléctrico está definida por:

$$E_s = E_{sp} \cos(\omega_s t + \varphi_s), \quad (5.1)$$

donde E_{sp} es el valor pico de la señal del campo, ω_s es la frecuencia de la señal y φ_s es la fase de la señal.

El campo del oscilador local está definido por:

$$E_{LO} = E_{LOp} \cos(\omega_{LO} t + \varphi_{LO}), \quad (5.2)$$

con E_{LOp} como valor pico de la señal de campo, ω_{LO} como la frecuencia del oscilador local y φ_{LO} , la fase del oscilador local.

Definiendo la frecuencia intermedia (IF) como $\omega_i = \omega_{LO} + \omega_s$, la señal analítica incidente sobre el fotodiodo, es:

$$V_{in} = [E_{sp} \exp j\varphi_s + E_{LOp} \exp j(\omega_i + \varphi_{LO})] \exp j\omega_s t. \quad (5.3)$$

Para $\omega_i \ll \omega_s$, la corriente de salida del fotodiodo, i , es proporcional a $V_{in} V_{in}^*$, de tal forma que:

$$i \propto E_{sp}^2 + E_{LOp}^2 + 2E_{sp}E_{LOp} \cos(\omega_i + \varphi_{LO} - \varphi_s). \quad (5.4)$$

Es conveniente rescribir la ecuación anterior en términos de la potencia óptica, dado que es una cantidad directamente medible.

Usando:

$$E_{sp}^2 = \frac{2Z_0 P_0 G}{A} \quad (5.5)$$

y

$$E_{LOp}^2 = \frac{2Z_0 P_{LO}}{A}, \quad (5.6)$$

donde Z_0 es la impedancia del medio donde la potencia es medible, P_0 y P_{LO} es la potencia de salida de la fuente y del oscilador local, respectivamente, G es la ganancia de enlace y A es el área del fotodiodo, así:

$$i = R [P_0 G + P_{LO} + 2\sqrt{P_0 G P_{LO}} \cos(\omega_i t + \varphi_{LO} - \varphi_s)]. \quad (5.7)$$

Los primeros dos términos representan la Detección Directa de la señal y el oscilador local respectivamente. El tercer término es de mayor interés. Primero, la magnitud es proporcional a la raíz cuadrada de la potencia del oscilador local. De esta forma, la señal detectada puede hacerse más grande simplemente incrementando la potencia del oscilador local. Segundo, la señal detectada es proporcional a la raíz cuadrada de la potencia de salida de la fuente. En consecuencia, la modulación lineal del campo eléctrico de la fuente producirá una modulación lineal de la fotocorriente detectada a la frecuencia intermedia. Alternativamente, la modulación lineal de la intensidad de la fuente, producirá

una modulación lineal de la salida de un detector de ley cuadrática, alimentado con la señal fotodetectada a la frecuencia intermedia. En tercero, el término está a la frecuencia intermedia IF , ω_i , para que la modulación de la frecuencia de la fuente ω_s , conduzca directamente a la modulación de la IF , la cual puede ser recuperada usando un discriminador apropiado. Cuarto, el término contiene la fase de la señal, φ_s y la fase del oscilador local φ_{LO} para que la modulación de fase de la fuente conduzca directamente a la modulación de la IF de salida. Por lo tanto, los sistemas coherentes pueden usar amplitud, intensidad, frecuencia o modulación de fase, mientras que los sistemas de detección directa están limitados a modulación de intensidad ó amplitud.

Cuando $\omega_i = 0$, el sistema coherente se dice que es *homodino*, cuando $\omega_i \neq 0$, el sistema coherente se dice que es *heterodino*.

Las fuentes de ruido en un sistema coherente son similares a las de un sistema de detección directa [2].

CONCEPTOS FUNDAMENTALES DE LA DETECCION COHERENTE Y LA DETECCION DIRECTA EN ENLACES ANALÓGICOS

Las figuras 5.2 y 5.3 muestran un diagrama funcional de un enlace de fibra óptica con detección directa y detección heterodina. En el caso de la detección directa solamente la modulación de intensidad es posible y esta debería ser normalmente llevada a cabo utilizando un modulador externo de amplitud para evitar la distorsión debida a las características no lineales del láser cuando es modulado directamente. Para este caso la potencia óptica recibida toma la siguiente forma:

$$P(t) = P_r [1 + K_a m(t)], \quad (5.8)$$

donde P_r es la potencia óptica media recibida, $m(t)$ es la señal transmitida (normalizada) y K_a es el índice de modulación (menor que la unidad). Para la configuración coherente mostrada en la figura 5.3 solo AM, FM y PM ópticas son posibles. Para OAM y OPM un modulador externo de amplitud o de fase es necesario, pero para OFM debe ser posible solo modulando el láser directamente.

La ecuación 5.8 también cumple en el caso de un enlace coherente con AM. Para PM y FM el efecto de la modulación puede ser expresado en términos de la amplitud del campo de la señal $E_s(t)$, dado por:

$$E_s(t) = E_{sp} \exp(j[\omega_s t + \varphi(t)]), \quad (5.9)$$

donde se tiene:

$$\varphi = K_\varphi m(t) \quad (\text{PM}), \quad (5.10)$$

$$\varphi = K_f \int_0^t m(t') dt' \quad (\text{FM}), \quad (5.11)$$

K_φ y K_f son los índices de modulación.

K_f puede ser relacionado a la forma usual del índice de modulación de FM, β , a través de la relación:

$$\beta = \frac{K_f}{2\pi f_m}, \tag{5.12}$$

donde f_m es la frecuencia de modulación.

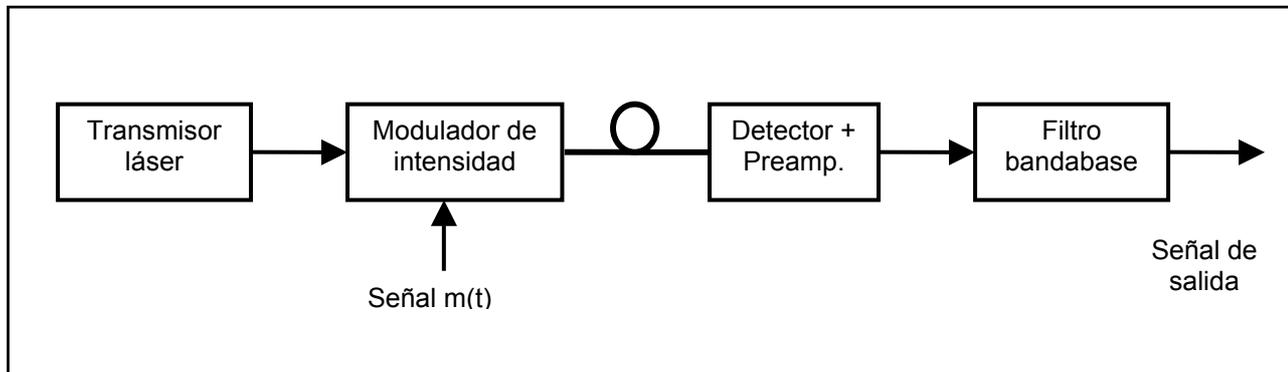


Fig. 5.2 Modulación de intensidad y Detección Directa de un enlace analógico de fibra óptica.

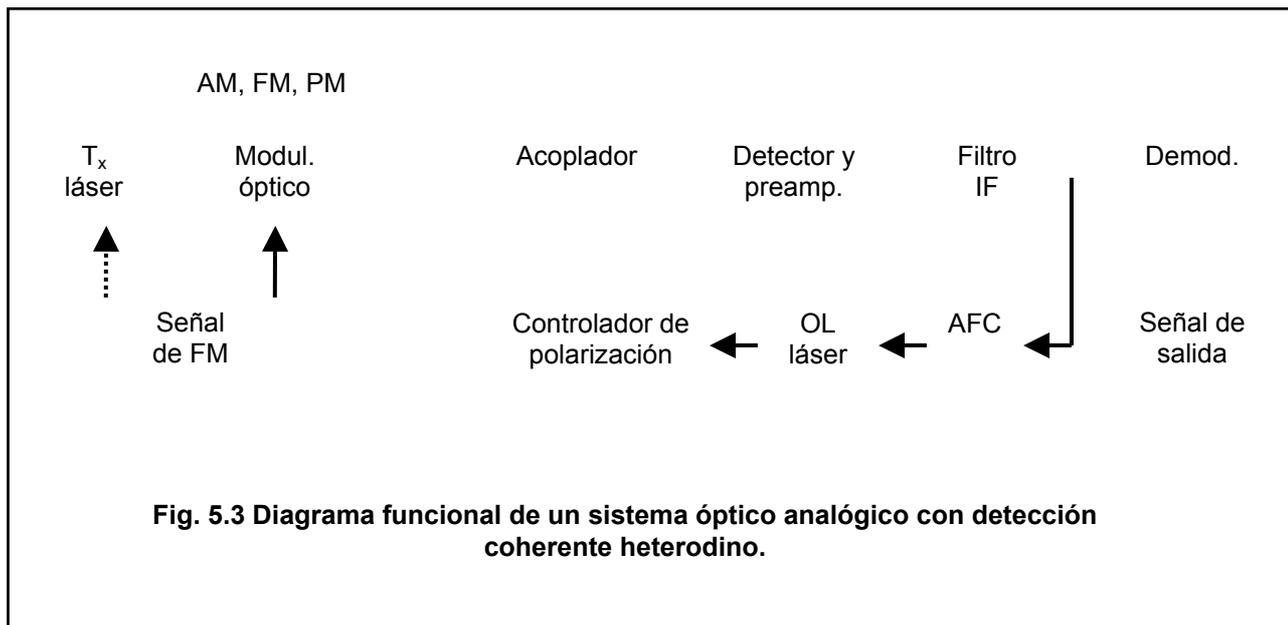


Fig. 5.3 Diagrama funcional de un sistema óptico analógico con detección coherente heterodino.

5.2 FUENTES ÓPTICAS PARA TRANSMISIÓN ANALÓGICA COHERENTE

Los parámetros de desempeño para las fuentes utilizadas en los sistemas analógicos coherentes pueden ser resumidos como:

- (i) longitud de onda de la señal
- (ii) potencia de salida
- (iii) ruido de intensidad
- (iv) sintonizabilidad
- (v) respuesta de modulación en frecuencia

El láser de fibra, láser de cristal y guía de onda, y láser semiconductores constituyen las principales familias de fuentes ópticas apropiadas para la transmisión analógica coherente.

El láser de fibra

La fibra dopada bombeada ópticamente de forma apropiada ha hecho una contribución importante a la comunicación óptica a través del amplificador de fibra óptica y con retroalimentación apropiada puede ser utilizada para realizar fuentes ópticas de fibra.

La longitud requerida de fibra dopada depende de las pérdidas de cavidad, potencia de bombeo y de la concentración de dopaje. Esta última está limitada por la agrupación de los iones, de tal forma que los láser prácticos de fibra dopada de erbio para operar a 1530 nm requieren normalmente de longitudes de fibra dopada de 1 a 5 m, dando separaciones de los modos del láser de 100 a 20 MHz. Obtener una operación monomodo estable es difícil.

Láser de cristal y guía de onda

Los láser de cristal son fuentes atractivas de alta potencia (>100 mW), líneas espectrales estrechas (<1 kHz), señales ópticas de bajo ruido de intensidad relativa (<-170 dBc Hz⁻¹). Estos están encontrando aplicación en sistemas ópticos de transmisión de señales analógicas con detección directa de amplio rango dinámico para TV por cable y aplicaciones relacionadas. Para aplicaciones generales, estas sufren de sintonización limitada (<60 GHz) y alta complejidad óptica. Sin embargo, su aceptable estabilidad en frecuencia ha hecho de ellos el principal vehículo para el trabajo prematuro sobre "phase lock loops".

La mejora en la limitación óptica y potencial para la integración con otros componentes ópticos y electro-ópticos hacen del láser de guía de onda dopado de tierras raras un elemento de interés. Las dos principales tecnologías de fabricación son sílice sobre silicio y titanio con niobato de litio.

Al construir láser con área pequeña es necesario conseguir densidades de dopaje mucho más altas que en los láser de fibra. Este es un gran reto para las guías de onda dopadas de erbio.

Láser semiconductor

El láser semiconductor es utilizado en la mayoría de los sistemas de comunicación ópticas. Estos ofrecen la ventaja de bombeo eléctrico capacidad de modulación directa. Los aspectos clave en el desempeño del láser semiconductor para lograr una mejora en los sistemas coherentes de transmisión de señales analógicas son los siguientes:

- (i) operación estrecha de líneas espectrales
- (ii) sintonización para acoplamiento de longitud de onda
- (iii) respuesta en frecuencia FM uniforme para aplicaciones de fase encadenada

Una importante dificultad cuando los láseres semiconductores son usados como fuentes ópticas de FM y osciladores controlados por corriente (CCO) en aplicaciones de fase

encadenada es que exhiben una respuesta altamente no uniforme de FM como una consecuencia de la interacción entre los efectos de densidad de portadora y térmicos [3].

5.3 CARACTERÍSTICAS DE LOS RECEPTORES

Una de las características de los receptores coherentes consiste en que el hecho de que el proceso de detección es lineal con respecto a los campos eléctricos de la señal óptica. Esto tiene un impacto doble: primero, el rango dinámico de los receptores coherentes es doble del rango dinámico en su equivalente, la detección directa. Segundo, el receptor puede incluir ecualización eléctrica para compensar los efectos de la dispersión de la fibra sobre el espectro de la señal, lo cual puede ser necesario como los anchos de banda de la señal se incrementan más allá de algunos cuantos Gigabits por segundo.

Los argumentos acerca de la susceptibilidad del receptor de los sistemas de comunicaciones ópticas coherentes pueden alcanzar desde un modelo clásico hasta una descripción óptica cuántica completa; cada una tiene sus utilidades importantes. La descripción semi-clásica evalúa esencialmente la sensibilidad del receptor a partir de tres fuentes de ruido; el ruido de disparo debido a la fotocorriente del detector, el ruido del pre-amplificador (ruido térmico, pérdida del detector, y el ruido del canal del pre-amplificador), y el ruido de fase de la fuente óptica y el oscilador local. Esta descripción desprecia algunas veces el papel crucial de la naturaleza estadística de los campos cuánticos de poca intensidad. Un trabajo teórico y experimental acerca de esta descripción [4] ha hecho notar que la aleatoriedad en la fotodetección tiende no principalmente con la generación estadística de portadoras de carga en respuesta a un campo incidente dado, pero a partir de los mismos números de fotones. Dada esta limitación, es posible extender el tratamiento semi-clásico que tolera fluctuaciones en las intensidades de la señal del oscilador local.

Finalmente, es instructivo examinar los límites fundamentales para los sistemas ópticos coherentes impuestos por la naturaleza cuántica del campo electromagnético [5].

5.4 CARACTERÍSTICAS DE LOS SISTEMAS ANALÓGICOS COHERENTES

1. Presentan una alta sensibilidad. La razón radica en que mientras que el oscilador local tenga suficiente potencia, el sistema coherente estará limitado sólo por el ruido cuántico de la señal óptica recibida. Este proceso es muy diferente al caso del receptor IM/DD convencional donde la sensibilidad es afectada por:

- a) El ruido generado en el diodo de Avalancha por efecto multiplicativo.
- b) Así como por el ruido térmico de la resistencia de carga.

En sistemas IM-DD son necesarios cientos o miles de fotones por bit para alcanzar un error probabilístico de 10^{-9} . Muy por encima del ruido cuántico de 10 fotones/bit. A diferencia un sistema coherente heterodino que emplea modulación binaria PSK, requiere sólo 18 fotones/bit para alcanzar un error probabilístico de 10^{-9} . Este incremento en la sensibilidad es importante para los sistemas reales, debido a que permiten por ejemplo un incremento de la separación de los repetidores en los sistemas de comunicación punto a punto.

El desarrollo de amplificadores ópticos dopados con erbio (EDFA) ha permitido un incremento significativo en la sensibilidad de los sistemas IM/DD. Con lo cual el uso de sistemas coherentes en enlaces punto a punto ha encontrado una fuerte competencia.

2. Se incrementa la selectividad del receptor en los sistemas DD operando con tecnología de multiplexación por longitud de onda WDM, debido a que se emplea filtros ópticos para la función de separación de los canales, con lo cuál la selectividad alcanza el orden de 1 nm (cientos de GigaHertz). En comparación, operando con la tecnología de multiplexación por división de frecuencia FDM, la selección de los canales se efectúa en el dominio eléctrico, por medio de filtros de microondas de selectividad aguda, después del proceso heterodino.

a) Como consecuencia los sistemas de comunicaciones coherentes permite un denso empaquetamiento de los canales de información. Característica determinante en la explotación del amplio ancho de banda de la fibra óptica, particularmente en el contexto de redes de comunicaciones, donde la selectividad espectral de los sistemas de radio convencionales, combinado con el enorme ancho de banda de la fibra óptica abre un extenso campo de nuevas aplicaciones en las telecomunicaciones.

b) Por otro lado la tecnología coherente está en capacidad de reducir en el factor de 4 a 5 el ancho de banda con aplicaciones de transmisión multiniveles.

3. Otra ventaja se observa en el uso de técnicas de modulación con envolvente constante tales como PSK y FSK.

a) Se requiere un modulador externo que reduce el impacto de la dispersión estimulada de Brillouin de 3 a 30 dBm por medio de un proceso de modulación directa de la fuente láser, tal como modulación ASK para detección directa.

b) Además, la detección directa tiene la ventaja de presentar una reducción significativa del efecto de las frecuencias parásitas de gorjeo.

5.4.1 RELACIÓN SEÑAL RUIDO (SNR)

Como punto de inicio para el análisis del desempeño de los enlaces analógicos coherentes se evalúa la SNR de los formatos analógicos en el límite de la potencia infinita del oscilador local y despreciando cualquier daño al sistema.

Las expresiones para este límite teórico son mostradas en la Tabla 5.1. Los cálculos ilustrados son representados en la Fig. 5.6 para el caso de la frecuencia portadora de GHz y un ancho de banda de 100 MHz. Estos resultados indican una ventaja potencial considerable de SNR sobre los sistemas de detección directa, particularmente a potencias ópticas recibidas bajas. En niveles altos de potencia de recepción el desempeño de los sistemas con detección directa se aproxima a la AM homodino dado que en este límite el ruido de disparo de la señal óptica recibida domina el funcionamiento del ruido de ambos sistemas. De los formatos analógicos para un enlace coherente, PM y FM ofrecen el mejor desempeño teórico, donde FM es fuertemente dependiente del índice de modulación β .

Tabla 5.1 Expresiones para el límite teórico para la relación señal-ruido (SNR).

	Tipo de modulador/receptor	SNR
AM	Heterodino	$\frac{RP_r K_a^2}{8qB}$
	Homodino	$\frac{RP_r K_a^2}{4qB}$
FM	Heterodino	$\frac{3RP_r \beta^2 (f_{mc} + B/2)^2}{2qB (3f_{mc}^2 + B^2/4)}$
	Homodino	$\frac{3RP_r \beta^2 (f_{mc} + B/2)^2}{qB (3f_{mc}^2 + B^2/4)}$
PM	Heterodino	$\frac{RP_r K_\phi^2}{2qB}$
	Homodino	$\frac{RP_r K_\phi^2}{qB}$

donde R es la responsividad del receptor, P_r es la potencia óptica recibida, K_a , β , K_ϕ son los índices de modulación, f_{mc} es la frecuencia de portadora, B es el ancho de banda de la señal.

El ruido de fase del láser es un parámetro de importante consideración en el diseño de enlaces digitales coherentes. Se han realizado varios trabajos sobre el análisis de la influencia del ruido de fase del láser en sistemas digitales, y el fenómeno actualmente es más entendido. Sin embargo, la situación en sistemas analógicos no está aún dirigida, a pesar de eso el efecto podría ser similarmente dramático. En términos del parámetro del láser que puede ser medido, el ruido de fase del láser se manifiesta asimismo a través del ancho espectral del láser. En sistemas PM y FM las fluctuaciones de fase o frecuencia en el espectro del láser afectan directamente sobre la señal de información. En un sistema AM el ruido de fase causa que la frecuencia del láser fluctúe y esta puede causar que la IF fluctúe rápidamente dentro del filtro. En todos los casos, el ruido de fase del láser introduce una penalidad en la SNR. La penalidad puede ser expresada de dos formas en los sistemas analógicos. La primera es cuantificar el efecto en términos de la magnitud del ancho espectral del láser la cual puede ser tolerada de tal forma que la SNR sea degradada por no más de un factor relativo al límite de ruido de disparo del oscilador local. La segunda es establecer la magnitud de la SNR más baja (floor), la cual existe cuando el ruido de fase domina, para un ancho espectral del láser especificado.

Las expresiones analíticas han sido derivadas para las penalidades del ruido de fase del láser en sistemas FM y PM. Las expresiones apropiadas para las SNR más bajas son:

$$SNR_{\text{floor}} = \frac{K_\phi^2 B}{4\pi \Delta \nu_{IF}}, \quad (\text{PM}) \quad (5.13)$$

$$SNR_{\text{floor}} = \frac{\pi \beta^2 f_m^2}{2B \Delta \nu_{IF}}, \quad (\text{FM}) \quad (5.14)$$

donde $\Delta\nu_{IF}$ es la suma del ancho espectral del transmisor y del oscilador local láser.

La situación en sistemas AM es diferente. El ruido de fase del láser causa que la IF fluctúe de tal forma que el espectro de la señal se mueve dentro del filtro IF. Bajo estas condiciones parte del espectro de la señal puede caer fuera del filtro e introduce distorsión. El ruido de fase del láser en consecuencia, estrictamente da origen a una penalidad relacionada con la distorsión. Este problema no ha demostrado sensibilidad en soluciones analíticas y de esta manera las técnicas de simulación numérica han sido adoptadas con el propósito de cuantificar el efecto.

La cuestión general de la distorsión en sistemas analógicos se dirige a la consideración de las técnicas de modulación y demodulación. En enlaces analógicos coherentes con AM, como la detección directa, la distorsión surge a partir de la característica no lineal del modulador de intensidad. Estos sistemas exigen que el índice de modulación sea restringido de tal forma que la relación entre la intensidad óptica y el voltaje fijo sea lineal. En un sistema PM la señal demodulada es también proporcional a $\sin[K_\phi m(t)]$, así que de forma similar es necesario restringir el índice de modulación con el propósito de controlar el nivel de distorsión. En sistemas ópticos FM la fluctuación es más compleja y la distorsión de la señal es una función de la característica de respuesta de FM del láser o del modulador externo, y la linealidad del demodulador de FM [1].

5.4.2 RANGO DINÁMICO

Una importante medida del desempeño de un enlace analógico es el rango dinámico, definido como la relación de la señal más grande en amplitud que el sistema puede transportar a la más pequeña. Debido a las no linealidades del sistema se crean productos de intermodulación espurios que pueden ocultar o imitar a las señales reales. Por lo tanto, el rango dinámico libre de espurios (SFDR) es algunas veces utilizado como una medida del desempeño del sistema. El SFDR es el rango dinámico donde el nivel máximo de la señal es limitado por los productos de intermodulación.

RANGO DINÁMICO LIBRE DE ESPURIOS (SFDR) EN UN SOLO CANAL

Las expresiones de corriente de salida pueden ser escritas de la forma:

$$i_{\text{out}}(t) = s \left\{ r m(t) + b_3 [r m(t)]^3 \right\} + n_{\text{tot}}(t) , \quad (5.32)$$

donde s es la amplitud de la señal, r es el índice de modulación, $m(t)$ es la señal de entrada, b_3 es el coeficiente que describe la no-linealidad de tercer orden y $n_{\text{tot}}(t)$ es el ruido total.

$$\text{SNR} = r^2 \frac{s^2 \langle m^2(t) \rangle}{\langle n_{\text{tot}}^2(t) \rangle} = r^2 (\text{SNR})_0 . \quad (5.33)$$

La medida clave del desempeño de un enlace analógico es el rango dinámico libre de espurios (SFDR), definido como la relación de la potencia máxima de la señal y la potencia mínima de la señal que el enlace puede transportar. A altos niveles de modulación, la no-linealidad de tercer orden resulta en productos de intermodulación

significativos teniendo lugar dentro de la banda de paso. Puede demostrarse que el SFDR es la SNR en la cual la potencia de intermodulación es igual a la potencia de ruido [6].

Se supone una señal de prueba normalizada de la forma:

$$x(t) = \alpha_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + \alpha_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_2), \quad (5.34)$$

donde $\alpha_1^2 + \alpha_2^2 = 1$, dando $\langle m^2(t) \rangle = 0.5$, φ_1 y φ_2 fases constantes arbitrarias. Para menos de un octavo de ancho de banda, la potencia máxima de intermodulación que cae dentro de la banda es:

$$\langle i_{NL3}^2 \rangle = \frac{9}{128} s^2 b_3^2 r^6, \quad (5.35)$$

donde los términos importantes son aquellos que caen dentro de la señal y aquellos en $2\omega_1 - \omega_2$ y $2\omega_2 - \omega_1$. Esto ocurre en $\alpha_1 = \alpha_2 = 1/\sqrt{2}$.

Estableciendo la potencia de intermodulación igual a la potencia de ruido, se encuentra que la intensidad de modulación máxima útil está dada por:

$$r^2 = \left(\frac{64}{9} \frac{1}{b_3^2 \text{SNR}_0} \right)^{1/3}. \quad (5.36)$$

Puesto que el SFDR está definido como la SNR en la intensidad de modulación máxima útil, se obtiene una SFDR de la siguiente forma:

$$\text{SFDR} = \left[\frac{8 \text{SNR}_0}{3 |b_3|} \right]^{2/3}. \quad (5.37)$$

Para un enlace PM con la señal de prueba la potencia total por intermodulación está dada por:

$$\langle i_{NL3}^2 \rangle = \frac{K^2}{2} \left[\frac{\varphi_\Delta^3}{6} \frac{3}{4} \left(\frac{1}{4f_{IF}} \right)^2 \right]^2 \left[\left(\alpha_1^2 \alpha_2 \frac{\omega_1^2 \omega_2}{2\omega_1 - \omega_2} \right)^2 + \left(\alpha_2^2 \alpha_1 \frac{\omega_2^2 \omega_1}{2\omega_2 - \omega_1} \right)^2 \right]. \quad (5.38)$$

Puede ser demostrado que en el peor de los casos (p.e. la máxima $\langle i_{NL3}^2 \rangle$) ocurre para $\alpha_1 = \alpha_2 = 1/\sqrt{2}$ y $\omega_1 = \omega_2 = 2\pi f_{\text{máx}}$, donde $f_{\text{máx}}$ es la frecuencia máxima de la señal, para un octavo del ancho de banda de la señal, $f_{\text{máx}} = 2B$ [7].

El SFDR de un enlace puede ser incrementado a través del uso de técnicas de linealización. En el caso de un sistema con Detección Directa y modulación de amplitud, la característica cosenoidal del modulador domina las no linealidades.

En el caso de los enlaces PM y FM se ha supuesto que la no-linealidad es dominada por la característica de transferencia del filtro del discriminador de retardo de línea.

En contraste con los enlaces DD y AM, la linealización de los enlaces PM y FM involucra solamente el uso de un filtro con una región extendida quasi lineal en el discriminador [7].

CONCLUSIONES

Sin duda alguna, la disponibilidad de amplificadores ópticos de alta calidad para la ventana de los sistemas de transmisión de fibra óptica en 1550 nm, hace posible obtener sistemas de transmisión de señales analógicas IM/DD en esta longitud de onda. Sin embargo, la capacidad de los sistemas coherentes para seleccionar entre muchos canales presentes en la misma fibra óptica los hace atractivos en aplicaciones tales como: antenas remotas múltiples. Estos también permiten sistemas de transmisión con un amplio rango dinámico al ser realizados en longitudes de onda donde los amplificadores ópticos de alta calidad no están disponibles.

Otra de las grandes ventajas de los sistemas con detección coherente, respecto a los de detección directa, es el formato de modulación de la portadora óptica, mientras que en los sistemas coherentes puede ser modulada en fase, intensidad, frecuencia e incluso polarización, en los sistemas con detección directa están limitados a la modulación de intensidad.

La recepción limitada del ruido de disparo es otra ventaja de los sistemas coherentes y puede ser obtenida igual en potencias bajas de la señal recibida, simplemente incrementado la potencia del oscilador local.

La excelente selectividad de frecuencia que puede ser obtenida utilizando filtros post-fotodetectores es trasladada dentro del dominio óptico por la técnica de detección coherente, haciendo posible la realización de esquemas DWDM para transmisión de canal o esquemas de selección de canal.

Existen algunas desventajas de los sistemas de transmisión coherentes con relación a los de detección directa, entre las más importantes de halla el estado de polarización del oscilador local y la señal deben ser acopladas en el fotodiodo.

En términos generales, cada uno de este tipo de sistemas tiene ventajas y desventajas, uno respecto a otro, por lo tanto es muy importante verificar cual las características y requerimientos para elegir el más acorde a las necesidades.

6. DISEÑO DE UN SISTEMA DE TRANSMISIÓN ANALÓGICO IM/DD

La tecnología de las fibras ópticas es un desarrollo actual, que ha venido a sustituir el uso de los cables metálicos en la mayoría de las aplicaciones. Actualmente, existen muchos sistemas de fibra óptica que abarcan una gran variedad de aplicaciones. Los fundamentos de diseño, así como la realización de un sistema de transmisión analógico por fibra óptica deben ser adaptados al problema que se desea resolver en particular. Como en cualquier sistema, su diseño debe realizarse basándose en algún esquema o protocolo. Por lo tanto, es primordial conocer las características esenciales del sistema de transmisión analógico a diseñar.

Los principios de diseño de un **sistema de transmisión analógico por fibra óptica** son independientes del tipo de sistema, esto implica que en general los principios son iguales para todos los sistemas.

6.1 REQUERIMIENTOS DEL SISTEMA

Para diseñar el sistema de transmisión analógico por fibra óptica es indispensable conocer los datos fundamentales del sistema para lograr una elección óptima de los elementos que constituyen el sistema.

Los datos fundamentales para el diseño de un sistema de transmisión analógico son:

- * Tipo de señal a transmitir: Analógica
- * Cantidad de información a transmitir por unidad de tiempo: ancho de banda máximo, B (ya que es un sistema analógico).
- * Calidad de la señal eléctrica recuperada a la llegada: esta calidad depende de la utilización posterior a la señal recuperada y se especifica por el conocimiento de la *relación señal a ruido (S/N)* y la *no-linealidad* o el *rango dinámico libre de espurios (SFDR)*.
- * La longitud del enlace (L): puede efectuarse directamente o por repetidores de línea. Sólo el estudio completo del sistema permite saber si se necesitan repetidores y cuantos serán necesarios. En caso de requerir repetidores, se debe determinar el número de secciones.

Por último existe otro elemento fundamental que debe ser un indicador para el diseño del sistema, es el precio del sistema, mismo que está en función de la selección de los diferentes componentes (fuentes, fibras, acopladores, detectores, dispositivos electrónicos) y de la facilidad de la realización.

El proceso del diseño del sistema se inicia con la determinación de la relación señal a ruido, en el caso de señales analógicas, este parámetro especifica el nivel mínimo de potencia que reconocerá el receptor. La selección es función de la señal a manipular ya que en un enlace punto a punto con fibra óptica, la electrónica o equipo terminal es diferente en cada caso.

Las consideraciones necesarias para el desarrollo de un sistema de comunicaciones ópticas analógicas son las siguientes:

1. Requerimientos del sistema
 - Relación señal a ruido
 - Ancho de banda
 - Linealidad
 - Rango dinámico (SFDR)
2. Transmisor
 - potencia óptica a acoplar
 - ancho de banda
3. Cable óptico
 - ancho de banda
 - coeficiente de atenuación
 - longitud
4. Conectores y empalmes
 - atenuación
 - reflexión
5. Receptor
 - ancho de banda
 - umbral de detección

6.2 CÁLCULO Y ANÁLISIS DE LA BANDA DE PASO

Una de las características más importantes de los sistemas con fibras es el ancho de banda ó banda de paso, por lo que es indispensable asegurar que todos los componentes tengan suficiente ancho de banda para transmitir la señal requerida de acuerdo a las exigencias del sistema. El cálculo de este parámetro nos permite asegurar que el sistema de transmisión es capaz de soportar la cantidad de información que se requiere ser transportada. Para una señal analógica, la banda de paso o ancho de banda BW , necesaria para transmitir la información es la frecuencia mayor a transmitir. Se puede asociar a la banda de paso un parámetro denominado tiempo de subida, que se calcula como la suma cuadrática de los tiempos de subida de los componentes. Este parámetro se define como el tiempo necesario para que la señal de salida tenga un aumento del 10 al 90% de su valor máximo.

El ancho de banda de la fibra óptica se especifica cuando la magnitud de la señal óptica disminuye 3 dB (la mitad de la potencia). La conversión del ancho de banda entre el equipo de manipulación de señal óptica a eléctrica en un sistema de transmisión de este tipo, tal como el transmisor, la fibra y el receptor, se relaciona por:

$$BW_{\text{óptico}} = \sqrt{2} BW_{\text{eléctrico}} \quad (6.1)$$

Para una señal analógica la relación entre la banda de paso del sistema BW , la banda de paso de la señal analógica $BW_{\text{señal}}$ y el tiempo de subida del sistema T está dada por:

$$T = \frac{0.35}{BW} \leq \frac{0.35}{BW_{\text{señal}}} \quad (6.2)$$

El tiempo de subida para un sistema con N secciones cuyo tiempo de subida son diferentes, está dado por:

$$T = \sqrt{T_{\text{sec}1}^2 + T_{\text{sec}2}^2 + T_{\text{sec}3}^2 + \dots + T_{\text{sec}N}^2} . \quad (6.3)$$

Para un sistema donde sus secciones se encuentran caracterizadas por su tiempo de subida igual, el tiempo de subida está dado por:

$$T = T_{\text{sec}} / \sqrt{N} . \quad (6.4)$$

El tiempo de subida para una sola sección está dado por la siguiente expresión:

$$T_{\text{sec}} = \sqrt{T_{\text{s.o}}^2 + T_{\text{f.o}}^2 + T_{\text{d.o}}^2} . \quad (6.5)$$

Una vez conocido el tiempo de subida mínimo necesario, se requiere verificar la magnitud de los tiempos de subida de la fuente óptica junto con la fibra y el detector óptico.

En cualquier sistema, el componente que represente menor ancho de banda es el que limita al sistema. En el caso donde se utilizan fibras ópticas, el ancho de banda del sistema es limitado por el equipo terminal, ya que la fibra tiene una respuesta en frecuencia bastante mayor. Como recomendación general, el receptor se selecciona con un ancho de banda mínimo de 1.5 veces al requerido por el sistema. El transmisor y la fibra óptica deberán tener un ancho de banda mínimo de 2 veces mayor que el del receptor.

Una relación aproximada del ancho de banda de la longitud total del cable y una sección por kilómetro es:

$$BW(1\text{km}) = BW(\text{total}) \cdot L^x , \quad (6.6)$$

donde L es la longitud en kilómetros. La x es igual a 1 para cables de longitud de un Km o menor, y para longitudes mayores de un Km es igual a 0.75.

6.2.1 TIEMPO DE SUBIDA DE UNA FUENTE ÓPTICA

La rapidez de respuesta de la fuente óptica (LED o diodo láser) está limitada por el tiempo de vida de los portadores inyectados. Este tiempo de vida se reduce por la emisión estimulada en el caso de los diodos láser.

Este tiempo de subida, en general viene dado por el fabricante. En algunos casos el dato proporcionado es el ancho de banda del dispositivo, el tiempo de subida se calcula con la siguiente expresión:

$$T_{\text{s.o}} = \frac{0.35}{BW_{\text{s.o}}} . \quad (6.7)$$

6.3.2 DISPERSIÓN DE LOS PULSOS TRANSPORTADOS Y TIEMPO DE SUBIDA DE LA FIBRA ÓPTICA

El alargamiento del pulso se debe a la diferencia entre el tiempo de propagación de los diversos modos inyectados en la fibra (dispersión modal), y por la diferencia entre los tiempos de propagación de los diversos componentes espectrales de la luz inyectada a la fibra (dispersión cromática).

Dispersión Modal

Fibra de índice escalonado

$$\Delta t_m = \frac{n_1}{c} \Delta L, \quad (6.8)$$

donde n_1 es el índice de refracción de la fibra, c es la velocidad de la luz, Δ es la variación relativa del índice de refracción, L es la longitud de la fibra.

Fibra de índice gradual (perfil óptimo)

$$\Delta t_m = \frac{n_1}{8c} \Delta^2 L. \quad (6.9)$$

Dispersión Cromática

$$\Delta t_c = D_c \Delta \lambda L, \quad (6.10)$$

donde $\Delta \lambda$ es el ancho de banda espectral de la fuente óptica, D_c es el coeficiente de dispersión cromática de la fibra.

El tiempo de subida de la fibra óptica depende de la dispersión modal y cromática para una del tipo multimodo y únicamente de la dispersión cromática, para una del tipo monomodo.

El tiempo de subida total en el caso general es:

$$\Delta t = \sqrt{\Delta t_m + \Delta t_c}. \quad (6.11)$$

6.2.3 TIEMPO DE SUBIDA DEL DETECTOR ÓPTICO

Dado el ancho de banda, este dato es generalmente proporcionado por el fabricante:

$$T_{d.o} = \frac{0.35}{BW_{d.o}}. \quad (6.12)$$

6.3 CÁLCULO ENERGÉTICO Y UMBRAL DE DETECCIÓN

Después de analizar la banda de paso del sistema, debemos preocuparnos por asegurar que la calidad de la transmisión sea la adecuada, para lograr esto se realiza un **análisis energético** que permite calcular la potencia óptica perdida en el enlace y conocer el umbral de detección, o sea, el flujo energético mínimo que debe llegar al receptor para que la señal de salida del amplificador cumpla con la Relación señal a ruido (S / N) necesaria. Este último es el parámetro fundamental que determina la transmisión de un sistema analógico, además de la linealidad.

La complejidad del enlace aumenta conforme se ven involucrados más parámetros del detector y varía según la aplicación, pero podemos en general proceder de tres maneras:

1. A partir del flujo energético promedio (P_{in}) emitido por la fuente óptica (acoplado en la fibra) y del umbral de detección del detector (P_{om}), ambos datos proporcionados por el fabricante del equipo, se calcula el margen óptico disponible para determinar con qué rango de potencia se cuenta y seleccionar así el coeficiente de atenuación de la fibra óptica, el tipo de conectores y empalmes. Si se respeta el umbral de detección y en consecuencia, el margen del enlace, se obtendría una relación señal a ruido (S/N) adecuada.

2. La segunda alternativa consiste en calcular el flujo energético recibido (P_0) después de considerar todas las pérdidas de flujo que ocasionan las conexiones físicas y la atenuación de la fibra óptica, además de un margen de seguridad (M_{seg}) que considera la degradación de los componentes y las variaciones de la temperatura (generalmente se ubica entre 3 y 6 dB).

La ecuación fundamental del cálculo energético es:

$$P_0 = P_{in} - A_{f.o} - D_{conec} - M_{seg} , \quad (6.13)$$

donde los valores están dados en dBm y el de la atenuación en dB.

La atenuación de la fibra es:

$$A_{f.o} = \alpha L . \quad (6.14)$$

Las pérdidas por conexiones son:

$$D_{con} = \alpha_c N_c , \quad (6.15)$$

donde α_c y N_c son las pérdidas de una conexión óptica y el número de conexiones, respectivamente.

Posteriormente es necesario conocer que relación señal-ruido tiene como resultado este flujo energético recibido y su correspondiente umbral de detección.

3. El cálculo más complejo requiere del análisis del conjunto fotodetector-amplificador, así como de la potencia de la señal y la potencia del ruido, para después de determinar como en

el caso anterior la relación señal-ruido y el umbral de detección. Este caso se presenta generalmente cuando es necesario diseñar el circuito amplificador y seleccionar específicamente sus componentes, hecho poco común toda vez que en la mayoría de las aplicaciones se emplea equipo que cumple con cierta función.

6.3.1 RELACIÓN SEÑAL A RUIDO PARA UN SISTEMA ANALÓGICO

$$\frac{S}{N} = \frac{I^2}{\langle i^2 \rangle} . \quad (6.16)$$

Señal

Para la modulación analógica, el promedio del cuadrado de la señal modulada es:

$$I^2 = \frac{1}{2} m^2 M^2 S_d^2 P_o^2 . \quad (6.17)$$

Ruido

El ruido total en la recepción es la suma de los ruidos de todas las fuentes de ruido existentes en el detector óptico:

$$\langle i^2 \rangle = \langle i_s^2 \rangle + \langle i_o^2 \rangle + \langle i_R^2 \rangle + \langle i_A^2 \rangle . \quad (6.18)$$

El ruido cuántico de la corriente de señal es:

$$\langle i_s^2 \rangle = 2e I_s M^{2+x} B_{ef} = 2e S_d P_o M^{2+x} B_{ef} . \quad (6.19)$$

El ruido cuántico de la corriente de oscuridad para un fotodiodo p-i-n es:

$$\langle i_o^2 \rangle = 2e I_o B_{ef} . \quad (6.20)$$

El ruido cuántico de la corriente de oscuridad para un fotodiodo de avalancha es:

$$\langle i_o^2 \rangle = \langle i_t^2 \rangle + \langle i_f^2 \rangle = 2e (I_t M^{2+x} + I_f) B_{ef} . \quad (6.21)$$

El ruido térmico de resistencia de carga es:

$$\langle i_R^2 \rangle = \frac{4kT}{R_L} B_{ef} . \quad (6.22)$$

El ruido del preamplificador generalmente consiste de los ruidos de diversos orígenes. En la práctica, si esta dado el factor de ruido del preamplificador F que toma en cuenta el ruido agregado al ruido térmico por preamplificador, se usará entonces la siguiente fórmula:

$$\langle i_A^2 \rangle = \frac{4kT}{R} B_{ef} (F - 1). \quad (6.23)$$

Entonces en este caso, se puede usar en los cálculos el ruido de los circuitos electrónicos $\langle i_c^2 \rangle$ del detector óptico:

$$\langle i_c^2 \rangle = \langle i_R^2 \rangle + \langle i_A^2 \rangle = \frac{4kT}{R} B_{ef} F. \quad (6.24)$$

Relación señal a ruido

En el caso particular (bajo la condición $\langle i_o^2 \rangle \ll \langle i_s^2 \rangle$), la relación señal a ruido es:

$$S/N = \frac{1}{2} \frac{m^2 M^2 S_d^2 P_o^2}{2eM^{2+x} S_d^2 P_o^2 B_{ef} + \langle i_c^2 \rangle}. \quad (6.25)$$

El valor óptimo del factor de multiplicación del fotodiodo de avalancha M_{opt} en el sentido del máximo de la relación señal a ruido es:

$$M_{opt} = \left[\frac{\langle i_c^2 \rangle}{ex S_d P_o B_{ef}} \right]^{\frac{1}{2+x}}. \quad (6.26)$$

6.4 EJEMPLO DEL CÁLCULO DE LOS EFECTOS NO LINEALES A TRAVES DEL CONCEPTO DE DISTORSIÓN Y NO-LINEALIDAD

Los efectos no-lineales en un sistema analógico resultan ser un parámetro muy importante en su desempeño para la mayoría de las aplicaciones. Estas no-linealidades en la mayoría de los sistemas son generadas potencialmente en la fuente óptica y en cualquier amplificador.

Un enlace de fibra óptica no es estrictamente lineal. Por ejemplo, un diodo láser muestra un fuerte efecto de umbral no-lineal en la característica P-I. Las no-linealidades pueden ocurrir también en el receptor.

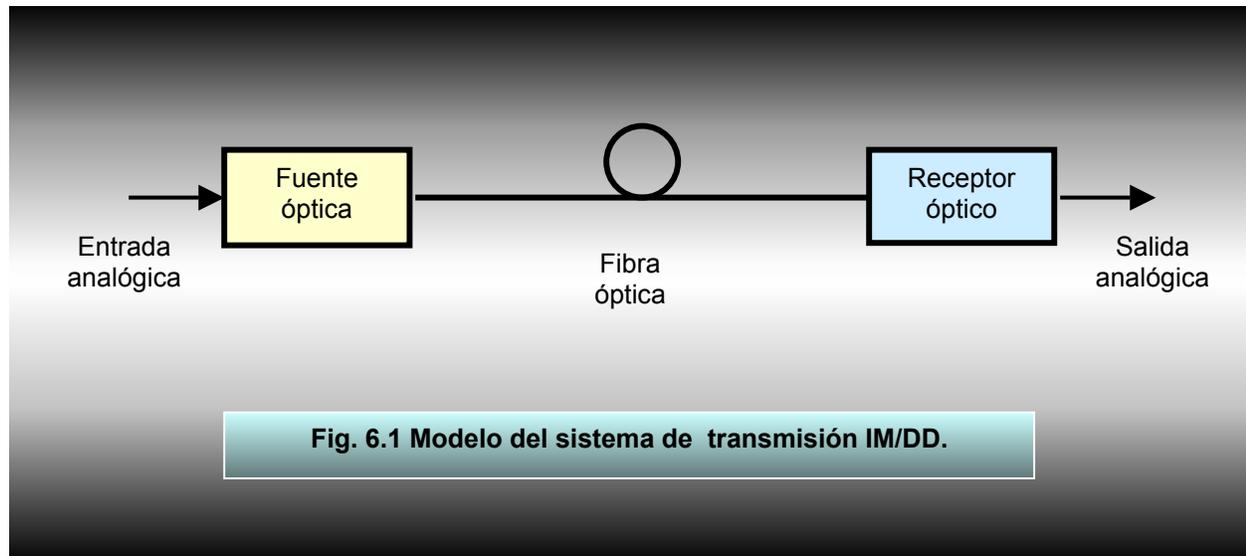
Las no-linealidades en un enlace de señales analógicas específicamente producen un gran número de efectos observables que afectan el desempeño de dicho enlace.

Los efectos no-lineales, es decir cuando el sistema posee una función de transferencia no-lineal, resultan en la generación de armónicas. La cantidad de potencia en cada una de estas armónicas dependerá de la respuesta no-lineal del enlace.

La función no-lineal también puede causar la distorsión que se detecta por los productos de intermodulación. Cuando una señal de entrada contiene información en dos o más

frecuencias, la salida contendrá algunas señales en la suma y diferencia de las frecuencias de entrada [4].

El cálculo de los efectos no-lineales se realizara para sistemas con detección directa y modulación directa del láser, esto significa que no se requiere de un modulador externo, ya que los moduladores externos contribuyen con una gran cantidad de no-linealidad al sistema. La siguiente figura muestra los elementos que constituyen el sistema de comunicaciones analógico que se estudiará en el cálculo del enlace.



El cálculo de los efectos no-lineales en un sistema de señales analógicas por fibra óptica, requiere analizar cada uno de los elementos que forman parte de dicho sistema, y así finalmente poder calcular los efectos no-lineales totales a través de los conceptos de no-linealidad y distorsión.

6.4.1 CALCULO DE LOS EFECTOS NO-LINEALES A TRAVÉS DEL CONCEPTO DE NO-LINEALIDAD TOTAL

El cálculo de la no-linealidad total, abordado en el capítulo uno, resulta un tanto complejo, ya que es necesario conocer la característica de transferencia de todos elementos que forman dicho sistema, lo anterior no siempre es posible, debido a que la mayoría de los fabricantes no la proporciona. Aún conociendo la característica de transferencia de los elementos, cuantificar los efectos no-lineales a través de este concepto resulta poco práctico, no solo por la falta de conocimiento en algunos casos de la característica de transferencia de alguno de los elementos, sino por su poca fiabilidad en el cálculo, como se verá más adelante.

En la aplicación de este concepto, es necesario conocer el intervalo de trabajo para construir la línea recta ideal, como se menciona en el capítulo uno, con la cual se compara la característica de transferencia real de los dispositivos para cuantificar la no-linealidad del mismo.

La **línea recta ideal** conecta el punto mínimo A (x_{\min} , y_{\min}) con el punto máximo B (x_{\max} , y_{\max}) y por lo tanto tiene la siguiente ecuación:

$$y - y_{\min} = \left[\frac{y_{\max} - y_{\min}}{x_{\max} - x_{\min}} \right] (x - x_{\min}) \quad (6.27)$$

$y = Kx + a$ es la ecuación ideal de la recta,

donde K es la pendiente de la recta ideal.

$$K = \frac{y_{\max} - y_{\min}}{x_{\max} - x_{\min}} \quad (6.28)$$

$N(x)$ es la diferencia entre el comportamiento de la característica de transferencia real y la ideal:

$$N(x) = y(x) - Kx \quad \text{ó} \quad y(x) = Kx + N(x) \quad (6.29)$$

Y el valor máximo de $N(x)$ en el intervalo de trabajo determina la no-linealidad del sistema, en dicho intervalo.

$$\Omega = \left| \frac{N_{\max}(x)}{y_{\max} - y_{\min}} \right| \times 100\% \quad (6.30)$$

Cuando se tienen elementos en cascada, como es el caso, la no-linealidad presente en cada dispositivo se suma linealmente, si se posee la característica de transferencia total, se obtiene a partir de ahí.

Así la no-linealidad total es calculada con la siguiente expresión:

$$\Omega_{\text{total}} = \Omega_1 + \Omega_2 + \dots + \Omega_n \quad (6.31)$$

6.4.1 EJEMPLO DEL CÁLCULO DE LOS EFECTOS NO-LINEALES A TRAVÉS DEL CONCEPTO DE NO-LINEALIDAD TOTAL

A continuación se muestran los dispositivos con su respectiva función de transferencia. Cabe señalar que estos fueron elegidos con características más apropiadas para aplicaciones digitales, para poder mostrar el parámetro de no-linealidad, esto se debe a que en la actualidad los dispositivos para aplicaciones analógicas contienen un nivel de no-linealidad muy bajo que no permitiría mostrar lo que se pretende. Tomando en cuenta de que se trata de un sistema analógico que consta de tres elementos principales, las no-linealidades más significativas se hallan en el transmisor y receptor, aunque la fibra tiene contribución, no resulta ser de consideración para los fines de esta tesis.

Transmisor: Diodo láser Fabry–Perot de 622 Mbps, 1310 nm, modelo ZL60401.

La figura 6.1 representa la función de transferencia real del diodo láser a 25°C.

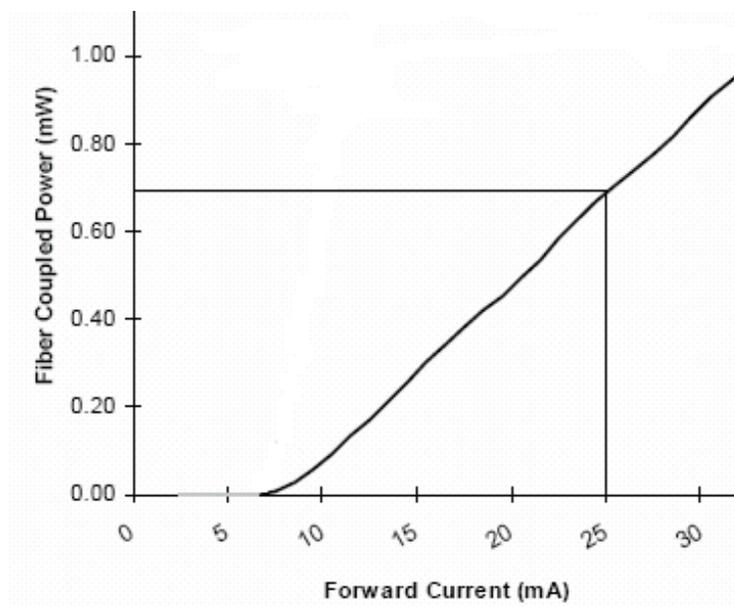
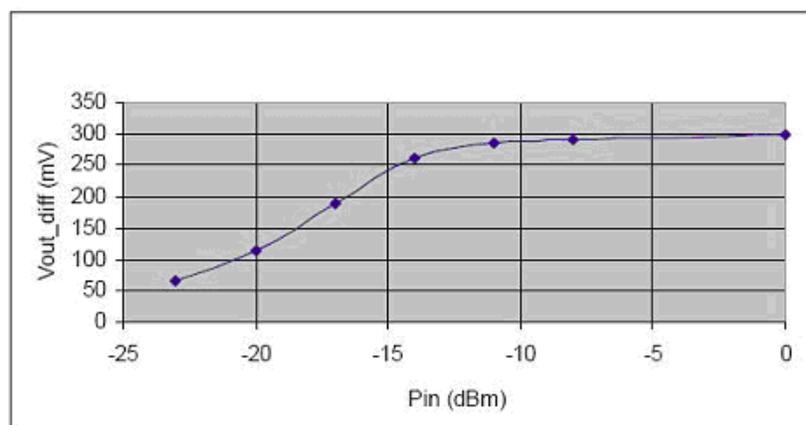


Fig. 6.1 Función de transferencia del diodo láser ZL60401.

Receptor: Fotodiodo PIN + preamplificador de 1310/1550 nm, 2.5 Gbps, modelo ZL60015.

En la figura 6.2 se muestra la característica de transferencia real del receptor dada por el fabricante. La característica se halla en escala logarítmica, por lo tanto es necesario pasarla a escala lineal.



Voltaje diferencial de salida[mV] vs. potencia de entrada [dBm]

Fig. 6.2 Característica de transferencia del receptor óptico ZL60015.

La figura 6.3 muestra los parámetros de entrada y salida en cada uno de los elementos, para poder construir a través de las funciones de transferencia dadas por los fabricantes y algunas consideraciones, la función de transferencia total del sistema.

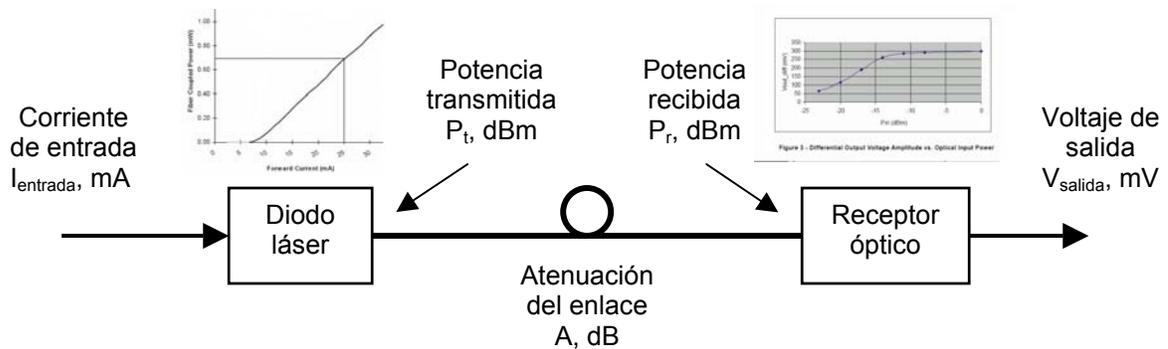


Fig. 6.3 Diagrama de un enlace de IM/DD con sus parámetros principales.

La tabla 6.1 muestra los valores obtenidos a través de las funciones de transferencia dadas por el fabricante. Los valores de las columnas en los extremos (corriente de entrada y voltaje de salida), corresponden a las variables de entrada y salida respectivamente para así obtener la función de transferencia total del sistema.

Tabla 6.1 Valores de los parámetros de las funciones de transferencia dadas.

$I_{entrada}$ (mA)	$P_{transmitida}$ (mW)	$P_{transmitida}$ (dBm)	A_{enlace} (dB)	$P_{recibida}$ (dBm)	$P_{recibida}$ (μ W)	V_{salida} (mV)
10.5	0.095	-10.2	-12	-22.2	6.0	79.3
11	0.12	-9.2	-12	-21.2	7.6	94.8
11.5	0.135	-8.7	-12	-20.7	8.5	104.8
12	0.15	-8.2	-12	-20.2	9.5	112.9
12.5	0.17	-7.7	-12	-19.7	10.7	121
13	0.19	-7.2	-12	-19.2	12.0	133.3
13.5	0.21	-6.7	-12	-18.7	13.5	141.6
14	0.23	-6.4	-12	-18.4	14.5	151.6
14.5	0.25	-6.0	-12	-18	15.9	162.9
15	0.27	-5.7	-12	-17.7	17.0	171
15.5	0.295	-5.3	-12	-17.3	18.6	180.6
16	0.32	-4.9	-12	-16.9	20.4	193.3
16.5	0.34	-4.7	-12	-16.7	21.4	196.7
17	0.36	-4.4	-12	-16.4	22.9	203.2
17.5	0.38	-4.2	-12	-16.2	24.0	206.4
18	0.40	-4.0	-12	-16	25.1	212.9
18.5	0.415	-3.8	-12	-15.8	26.3	219.3
19	0.43	-3.7	-12	-15.7	26.9	222.6
19.5	0.455	-3.4	-12	-15.4	28.8	232.3
20	0.47	-3.3	-12	-15.3	29.5	233.9
20.5	0.49	-3.1	-12	-15.1	30.9	238.7
21	0.51	-2.9	-12	-14.9	32.3	245.2
21.5	0.53	-2.7	-12	-14.7	33.9	250
22	0.55	-2.6	-12	-14.6	34.7	251.7
22.5	0.575	-2.4	-12	-14.4	36.3	253.4

23	0.6	-2.2	-12	-14.2	38	256.9
23.5	0.625	-2.0	-12	-14	39.8	260.3
24	0.65	-1.9	-12	-13.9	40.7	261.3
24.5	0.67	-1.7	-12	-13.7	42.6	264.5
25	0.69	-1.6	-12	-13.6	43.6	266.2
25.5	0.705	-1.5	-12	-13.5	44.7	267.9
26	0.72	-1.4	-12	-13.4	45.7	269.6
26.5	0.735	-1.3	-12	-13.3	46.8	271.4
27	0.75	-1.2	-12	-13.2	47.9	272.5
27.5	0.77	-1.1	-12	-13.1	49	273.9
28	0.79	-1.0	-12	-13	50.1	274.8
28.5	0.81	-0.9	-12	-12.9	51.3	276.5
29	0.83	-0.8	-12	-12.8	52.5	278.2
29.5	0.855	-0.7	-12	-12.7	53.7	279.9
30	0.88	-0.6	-12	-12.6	55	281.7
30.5	0.9	-0.5	-12	-12.5	56.2	283.4
31	0.92	-0.4	-12	-12.4	57.5	285.1
31.5	0.94	0.3	-12	-12.3	58.8	286.9
32	0.96	0.2	-12	-12.2	60.3	288.6
32.5	0.98	0.09	-12	-12.09	61.8	290.3

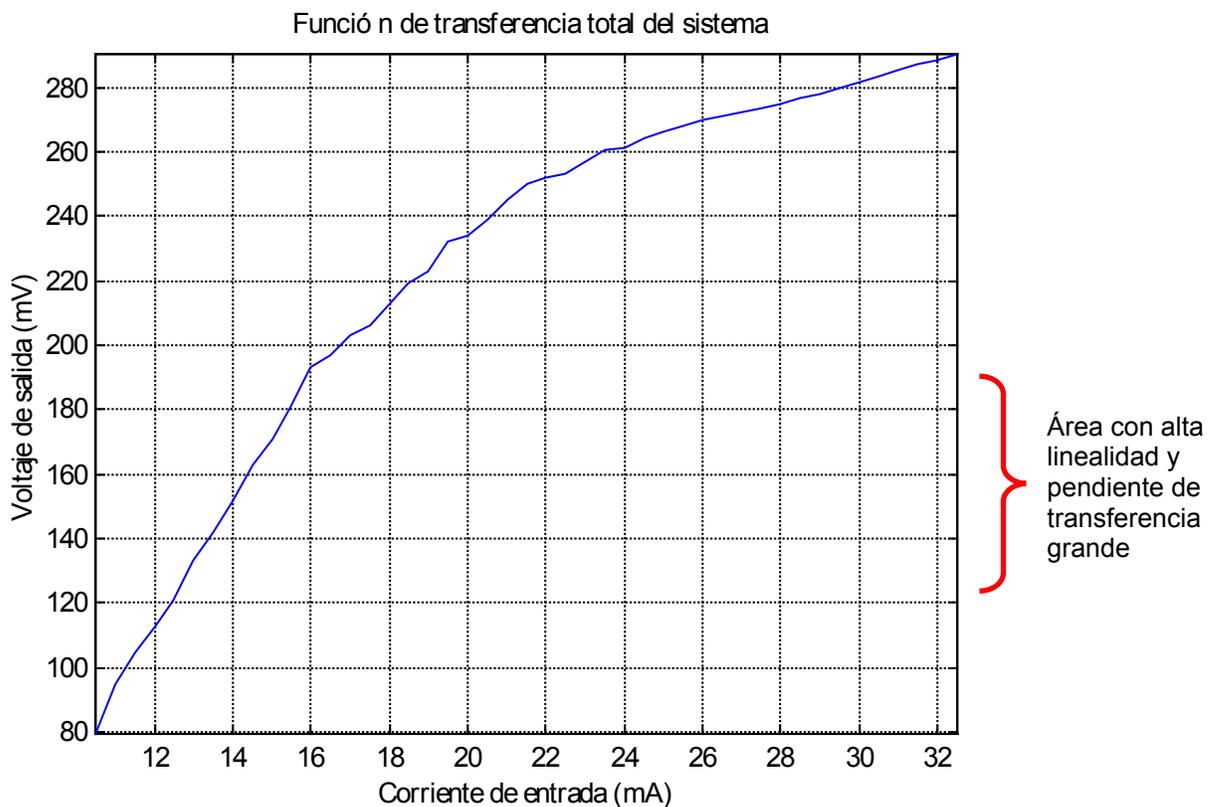


Fig. 6.4 Función de transferencia total del sistema.

La figura 6.4 muestra la gráfica de la función de transferencia total del sistema. Se observa fácilmente que posee un alto grado de no-linealidad, como consecuencia es necesario buscar una zona local que posea la mayor linealidad posible. Además de requerir el área

donde exista mayor linealidad, es necesario tomar en cuenta la pendiente de transferencia, que es relación entre la potencia óptica de salida y la corriente del láser. El decremento de la pendiente de transferencia causa una disminución en la eficiencia (ganancia) del sistema, por eso es importante elegir no sólo una zona de trabajo que posea una alta linealidad, sino además una alta pendiente de transferencia.

Tomando en cuenta lo anterior y observando la función de transferencia total del sistema, se concluye que la zona más acertada para obtener la linealidad del sistema alta, sin sacrificar tanto su eficiencia, es la marcada en la fig. 6.4.

En la tabla 6.2 se presenta los resultados de cálculo de la no-linealidad, tomando como referencia los valores correspondientes de la tabla 6.1 para la zona marcada en la fig. 6.4.

Tabla 6.2 Valores de los parámetros de las funciones de transferencia dadas y de la no-linealidad calculada para la zona escogida.

I_{entrada} (mA)	$P_{\text{transmitida}}$ (mW)	$P_{\text{transmitida}}$ (dBm)	A_{enlace} (dB)	P_{recibida} (dBm)	P_{recibida} (μ W)	$V_{\text{salida real}}$ (mV)	$V_{\text{salida ideal}}$ (mV)	$N(I)$	$\Omega(I)$ (%)
12.5	0.17	-7.7	-12	-19.7	10.7	121	120.9	0.1	0.1
13	0.19	-7.2	-12	-19.2	12.0	133.3	131.2	2.1	3
13.5	0.21	-6.7	-12	-18.7	13.5	141.6	141.5	0.1	0.3
14	0.23	-6.4	-12	-18.4	14.5	151.6	151.9	-0.3	-0.4
14.5	0.25	-6.0	-12	-18	15.9	162.9	162.2	0.7	1
15	0.27	-5.7	-12	-17.7	17.0	171	172.5	-1.5	2
15.5	0.295	-5.3	-12	-17.3	18.6	180.6	182.9	-2.3	3
16	0.32	-4.9	-12	-16.9	20.4	193.3	193.2	0.1	0.1

El cálculo de no-linealidad total se realiza de acuerdo al concepto abordado en el capítulo 1.

- Construcción de la recta ideal con los valores extremos:

$$A (I_{\text{min}}, V_{\text{min}}) = A(12.5, 121)$$

$$B (I_{\text{máx}}, V_{\text{máx}}) = B(16, 193.3)$$

Sustituyendo los puntos A y B en la ecuación (6.27):

$$(V_{\text{salida}} - 121) = \left[\frac{193.3 - 121}{(16 - 12.5)} \right] (I_{\text{entrada}} - 12.5)$$

Ecuación ideal de la recta:

$$V_{\text{salida}}(I_{\text{entrada}}) = 20.65 \cdot I_{\text{entrada}} - 137.21$$

En la figura 6.5 se presenta las gráficas de funciones de transferencia real e ideal del sistema en el rango escogido (el área marcada en la fig. 6.4).

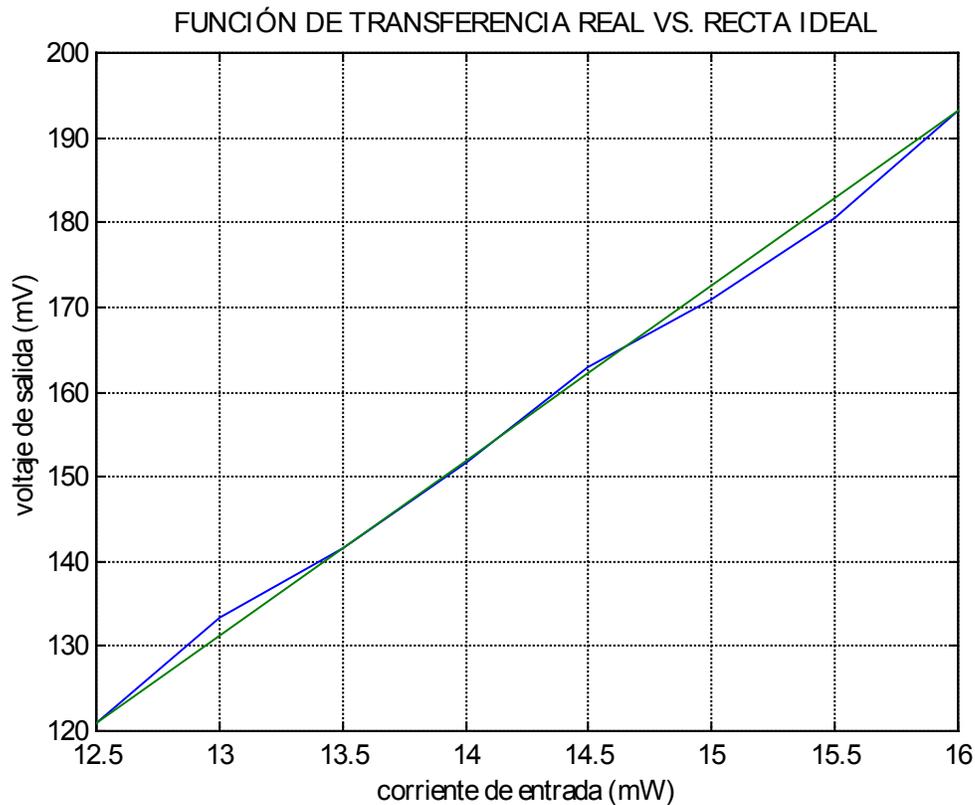


Fig. 6.5 Funciones de transferencia real e ideal del sistema en el rango escogido.

- $N(x)$, la cual es la diferencia entre el comportamiento actual y el de la línea recta ideal:

$$N(I_{\text{entrada}}) = V_{\text{salida real}}(I_{\text{entrada}}) - V_{\text{salida ideal}}(I_{\text{entrada}})$$

- La no-linealidad es expresada como un porcentaje de la escala completa de desviación (full-scale deflection, f.s.d.), por lo tanto:

$$\Omega = \left| \frac{N_{\text{máx}}(I_{\text{entrada}})}{V_{\text{salida máx}} - V_{\text{salida mín}}} \right| \times 100\%$$

Finalmente se completa la tabla 6.2, se observa que el valor de no-linealidad presente en el sistema en el rango de valores utilizado es en el peor de los casos:

$$\Omega = 3\%$$

Estos valores de no-linealidad máxima se encuentran en los puntos donde la corriente de entrada al láser es: 13 y 15.5 mA, respectivamente. Teniendo un panorama de esta naturaleza resulta más práctico localizar el punto de trabajo óptimo.

El rango dinámico para este caso se calcula de la siguiente forma:

$$RD = 20 \text{Log} \frac{V_{\text{máx}}}{V_{\text{mín}}} = 20 \log \frac{193.3}{121.2} = 4 \text{ dB}.$$

Como puede observarse los efectos de la no-linealidad se hacen presentes en el sistema, el rango dinámico es afectado debido a que es necesario en algunos casos, reducirlo para obtener una mayor linealidad.

6.4.2 CÁLCULO DE LOS EFECTOS NO-LINEALES A TRAVÉS DEL CONCEPTO DE DISTORSIÓN

La no-linealidad del sistema puede ser cuantificada utilizando el concepto de distorsión armónica para sistemas de banda ancha o baja frecuencia. Sin embargo, para sistemas RF o de más alta frecuencia, donde las armónicas son a menudo filtradas en la salida, el concepto de distorsión armónica resulta incorrecto para cuantificar la no-linealidad. En este caso es necesario evaluar la no-linealidad a través del concepto de Distorsión por Ínter modulación y estas son las especificaciones que proporciona el fabricante para la mayoría de los dispositivos de RF.

En este caso, los productos por íntermodulación (IP), el punto de intersección de tercer orden (IP3) nos llevan a calcular un parámetro de desempeño en el sistema que es el Rango Dinámico Libre de Espurios (SFDR), en el que se observan los efectos de la no-linealidad de los dispositivos.

Los datos proporcionados por el fabricante son los productos de intermodulación de segundo y tercer orden, con esto se calcula el IP3 mediante las fórmulas expuestas en el capítulo 1.

Cálculo del IP3

$$|\alpha_1| \text{IP3} = \frac{3}{4} |\alpha_3| \text{IP3}^3$$

$$\text{IP3} = \sqrt{\frac{4}{3} \frac{|\alpha_1|}{|\alpha_3|}}$$
(6.32) y (6.33)

La relación con el punto de compresión $CP_{1\text{dB}}$:

$$\text{IP3}_{\text{dB}} \approx A_{1-\text{dB}}_{\text{dB}} + 9.6 \text{ dB}.$$
(6.34)

Otra forma de calcular el IP3 si se cuenta con los datos:

$$IP3 = P_{out} + |IP_{dBc} / 2|, \quad (6.35)$$

donde P_{out} es la potencia de la señal fundamental de salida. IP es el nivel (en dBc) relativo a la fundamental.

CALCULO DEL IP3 PARA ELEMENTOS NO-LINEALES EN CASCADA

Para un sistema de dos etapas no lineales, el IP3 puede ser calculado con la siguiente expresión:

$$\frac{1}{IP3_{total}^2} \approx \frac{1}{IP3_{3,1}^2} + \frac{\alpha_1^2}{IP3_{3,2}^2}. \quad (6.36)$$

Una vez obtenido el IP3, se calcula el SFDR con la siguiente expresión:

$$SFDR = \frac{2(IP3 - P_{i,mds})}{3}, \quad (6.37)$$

donde IP3 es el punto de intersección de tercer orden, $P_{i,mds}$ es la potencia total de ruido medida en la entrada, y se define como:

$$P_{i,mds} = -174 \text{dBm} + NF + 10 \log B \quad (6.38)$$

donde B, es el ancho de banda del sistema, NF es la figura de ruido y -174 dBm es la densidad del ruido P_{NAD} a 290° K ;

$$P_{NAD} = kT \Delta f$$

k = Constante de Boltzmann ($1.38 \cdot 10^{-23}$ Joules/ K),

T = Temperatura en Kelvin,

Δf = Banda efectiva de ruido (Hz).

EJEMPLO DEL CÁLCULO DE LOS EFECTOS NO-LINEALES A TRAVÉS DEL CONCEPTO DE NO-LINEALIDAD

Los elementos del sistema (transmisor y receptor ópticos) elegidos para mostrar este concepto, ya son para aplicaciones analógicas.

En la tabla 6.3 se presenta los requerimientos del enlace y los datos de sus componentes principales: transmisor, receptor y fibra óptica.

Tabla 6.3 Requerimientos del enlace y los datos de sus componentes principales.

Requerimientos del enlace
Sistema analógico: transmisión de video
Formato de modulación: FM
Longitud del enlace = 50 [km]
Longitud de onda de operación $\lambda = 1310$ [nm]
Relación señal-ruido mínima requerida: SNR = 53 [dB]
Transmisor óptico
A370 Diodo láser para aplicaciones analógicas
λ de operación = 1310 [nm]
Potencia óptica de salida $P_o = 1$ [mW]
Ancho de banda de modulación: BW = 1 [GHz]
Producto de intermodulación de segundo orden: IMP2 = -50 [dBc]
Producto de intermodulación de tercer orden: IMP3 = -60 [dBc]
Anchura espectral $\Delta\lambda = 2$ [nm]
Receptor óptico
2609C Fotodiodo de banda ancha
λ de operación = 1310 [nm]
Sensibilidad en 1310 nm $S = 0.85$ [mA/mW]
Ganancia de corriente interna $G = 6$ [dB]
Producto de intermodulación de segundo orden: IMP2 = -70 [dBc]
Producto de intermodulación de tercer orden: IMP3 = -80 [dBc]
Corriente de oscuridad $I_D = 200$ [nA] @ 20°C
Impedancia acoplada $R_L = 75$ [Ω]
Fibra óptica
SMF-28 Fibra Corning Standard monomodo de índice escalonado
Díámetro del núcleo $D = 8.2$ [μm]
Radio del núcleo $r = 4.1$ [μm]
Índice de refracción $n = 1.4677$ @ 1310 [nm]
Apertura numérica NA = 0.14
Pérdidas en la fibra $\alpha = 0.35$ [dB/km] @ 1310 [nm]

CALCULO DE LA BANDA DE PASO DEL SISTEMA

TIEMPO DE SUBIDA DE LA FUENTE

El tiempo de subida del diodo láser A370 es:

$$BW = 1 \text{ [GHz]}$$

$$T_{s.o.} = \frac{0.35}{BW} = \frac{0.35}{1 \times 10^9} = 0.35 \text{ [ns]}$$

TIEMPO DE SUBIDA DE LA FIBRA ÓPTICA

Utilizando los datos dados por el fabricante, se calcula el tiempo de subida de la fibra óptica.

Con la longitud de enlace y las pérdidas en la fibra se calculan las **pérdidas en el enlace**:

$$A = L \times \alpha = 50 \text{ [km]} \times 0.35 \text{ [dB/km]} = 1.75 \text{ [dB]}$$

Por ser una fibra monomodo solo tiene la componente de dispersión cromática, de la cual depende el tiempo de subida total de la fibra.

De acuerdo a las hojas de especificaciones dadas por el fabricante, la dispersión cromática en la longitud de onda de operación ($\lambda = 1310 \text{ [nm]}$) puede ser calculada como sigue:

$$D(\lambda) \approx \frac{S_0}{4} \left[\lambda - \frac{\lambda_0^4}{\lambda^3} \right] \text{ ps / (nm} \bullet \text{ km)}$$

para $1200 \leq \lambda \leq 1600$

λ es la longitud de onda de operación

$$1302 \leq \lambda_0 \leq 1322 \text{ nm}$$

λ_0 es la longitud de onda de dispersión cero

$$\leq 0.092 \text{ ps / (nm}^2 \bullet \text{ km)}$$

S_0 es la pendiente de dispersión cero

Los datos proporcionados por el fabricante son los siguientes:

$$\lambda_0 = 1313 \text{ nm}$$

$$S_0 = 0.086 \text{ ps / (nm}^2 \bullet \text{ km)}$$

Calculando la dispersión cromática de la fibra con los datos del fabricante y los datos del enlace:

$$D(\lambda) \approx \frac{0.086}{4} \left[1310 - \frac{1313^4}{1310^3} \right] \text{ ps / (nm} \bullet \text{ km)}$$

$$D(\lambda) = -0.3 \text{ ps / (nm} \bullet \text{ km)}$$

Finalmente, calculando el tiempo de subida de la fibra óptica tomando en cuenta los siguientes datos, dados anteriormente:

$$\Delta\lambda = 2 \text{ nm}$$

$$L = 50 \text{ Km}$$

$$T_{F.O} = D(\lambda) \times \Delta\lambda \times L \quad (\text{ps})$$

$$T_{F.O} = 0.3(\text{ps / nm} \bullet \text{ km}) \times 2(\text{nm}) \times 50(\text{km})$$

$$T_{F.O} = 30 \text{ [ps]}.$$

TIEMPO DE SUBIDA DEL DETECTOR ÓPTICO

Datos de fabricante:

$$\text{Ancho de Banda} = 1000 \text{ MHz}$$

$$T = \frac{0.35}{\text{BW}} = \frac{0.35}{1 \times 10^9} = 0.35 \text{ [ns]}.$$

TIEMPO DE SUBIDA TOTAL

Calculando el tiempo de subida total:

$$T_{\text{sec}} = \sqrt{T_{s.o}^2 + T_{f.o}^2 + T_{d.o}^2}$$

$$T_{\text{sec}} = \sqrt{[(0.35)^2 + (0.030)^2 + (0.35)^2]}^{-18}$$

$$T_{\text{total}} = 495 \text{ [}\mu\text{s]}.$$

Finalmente, la banda de paso del sistema es:

$$BW = \frac{0.35}{T} = \frac{0.35}{495 \times 10^{-6}} = 700 \text{ [MHz]} .$$

Una vez obtenida la banda de paso del sistema (BW), se procede a calcular el punto de intersección de tercer orden y posteriormente el cálculo de rango dinámico libre de espurios (SFDR).

La forma más común de describir los efectos de la distorsión por ínter modulación en el desempeño del sistema, es el punto de intersección de tercer orden (IP3) comentado en los apartados anteriores.

CÁLCULO DEL IP3

Para un sistema que tiene 2 etapas en cascada el IP3 total se calcula mediante:

$$\frac{1}{IP3_{total}^2} \approx \frac{1}{IP3_1^2} + \frac{\alpha_1^2}{IP3_2^2} ,$$

donde α_1 es el valor de la ganancia en veces.

El IP3, se puede calcular utilizando la siguiente expresión:

$$IP3 = P_{out} + \left| \frac{IP_{dBc}}{2} \right| ,$$

donde P_{out} es la potencia de la señal fundamental, IP es el nivel (en dBc) del producto de ínter modulación relativa a la fundamental.

CÁLCULO DEL IP₃₁ EN LA SALIDA DEL DIODO LÁSER

$$P_{OUT} = 1 \text{ mW}$$

$$P_{OUT} = 0 \text{ dBm}$$

$$IMP3 = -60 \text{ dBc}$$

$$IP_{dBc} = P_{OUT} - IMP3 = 0 - (-60) = 60 \text{ dBm}$$

$$IP3_1 = 0 + \left| \frac{60}{2} \right| = 30 \text{ [dBm]}$$

CÁLCULO DEL IP₃₂ EN LA SALIDA DEL DETECTOR

$$P_{OUT} = 1 \text{ mW}$$

$$P_{OUT} = 0 \text{ dBm}$$

$$IMP3 = -80 \text{ dBc}$$

$$IP_{dBc} = P_{OUT} - IMP3 = 0 - (-80) = 80 \text{ dBm}$$

$$IP3_2 = 0 + \left| \frac{80}{2} \right| = 40 \text{ [dBm]}$$

CALCULO DEL $IP3_{TOTAL}$

$$\frac{1}{IP3_{total}^2} \approx \frac{1}{IP3_1^2} + \frac{\alpha_1^2}{IP3_2^2} = \frac{1}{(30)^2} + \frac{4}{(40)^2} =$$

$$A_{IP3}^2 = 277$$

$$A_{IP3} = 17 \text{ [dBm]}$$

CALCULO DEL RANGO DINÁMICO LIBRE DE ESPURIOS (SFDR)

Para calcular el SFDR es necesario calcular anticipadamente el ruido en el receptor con los siguientes datos:

e es la carga del electrón = 1.6021×10^{-19} [C]

S es la sensibilidad del receptor = 0.85 [mA/mw]

I_D es la corriente de oscuridad = 200 [nA]

K es la constante de Boltzman = 1.38×10^{-23}

R_L es la resistencia de carga = 75 [Ω]

A son las Perdidas en el enlace = 17.5 [dB]

P_t es la potencia transmitida = 1 [mW] $P_t = 0$ [dBm]

P_r potencia recibida = -17.5 [dB] $P_r = 0.018$ [mW]

T temperatura = 293 [° K]

G ganancia = 6 [dB] $G = 2$

Tomando en cuenta la etapa de ganancia que posee el dispositivo utilizado, el cálculo de ruido en el receptor se obtiene con las siguientes expresiones:

$$\langle i_{\text{cuántico}}^2 \rangle = 2eP_r S = 4.7 \times 10^{-24}$$

$$\langle i_{\text{oscuridad}}^2 \rangle = 2eI_D = 0.064 \times 10^{-24}$$

$$\langle i_{\text{resistencia}}^2 \rangle = \frac{4kT}{G^2 R_L} = 53.9 \times 10^{-24}$$

$$\sqrt{\langle i_{\text{total}}^2 \rangle} = \sqrt{\langle i_{\text{cuántico}}^2 \rangle + \langle i_{\text{oscuridad}}^2 \rangle + \langle i_{\text{resistencia}}^2 \rangle}$$

$$\sqrt{\langle i_{\text{total}}^2 \rangle} \approx 8 \text{ pA/Hz}^{1/2}$$

De las gráficas de figura de ruido proporcionadas por el fabricante, para un ruido en el receptor de $8 \text{ pA/Hz}^{1/2}$, y una ganancia de 6 dB, la figura de ruido aproximada es de 6 dB. Para realizar el cálculo del SFDR se supone un sistema que transporta video modulado en frecuencia, en este caso la $\text{SNR}_{\text{mín}}$ requerida es de 53 dB (según la CCIT).

$$\text{SFDR} = \frac{2(\text{IP3} - P_{i,\text{mds}})}{3} - \text{SNR}_{\text{MÍN}}$$

Donde:

$P_{i,\text{mds}} = -174\text{dBm} + \text{NF} + 10\text{Log}B$ es la potencia total de ruido en la entrada

IP3 es el punto de intersección de tercer orden

$\text{SNR}_{\text{MÍN}}$ es la relación señal ruido mínima requerida (esta depende de la aplicación)

$B = 700 \text{ [MHz]}$ es el ancho de banda del sistema.

$$P_{i,\text{mds}} = -174\text{dBm} + 6\text{dB} + 10\log(7 \times 10^8) = -100\text{dB}.$$

Con los componentes utilizados el rango dinámico libre de espurios del sistema es:

$$\text{SFDR} = \frac{2(17 - (-100))}{3} - 53 = 25 \text{ [dB]}.$$

CONCLUSIONES

En cualquier diseño de sistema, este debe estar basado en algún esquema o protocolo, esto implica conocer previamente las características o parámetros esenciales del sistema de transmisión a diseñar. De esta forma, los fundamentos de diseño, así como la realización de un sistema de comunicación analógico por fibra óptica, que es el caso que nos ocupa, deben ser adaptados a los requerimientos que se desean en particular.

Entre los parámetros importantes que deben ser considerados para el diseño de un sistema de transmisión analógica por fibra óptica, se encuentra la cantidad de información a transmitir, ancho de banda, la calidad de la señal eléctrica recuperada a la llegada, relación señal-ruido, el rango dinámico y la no-linealidad ó distorsión.

Para diseñar el sistema de transmisión analógico por fibra óptica es indispensable conocer los datos fundamentales del sistema para lograr una elección óptima de los elementos que constituyen el sistema. De la misma forma, para determinar las características de los elementos del sistema, es necesario enlistar los parámetros importantes.

El ancho de banda ó banda de paso, es una de las características más importantes de los sistemas con fibras, por lo que es indispensable asegurar que todos los componentes tengan suficiente ancho de banda para transmitir la señal requerida de acuerdo a las exigencias del sistema. El cálculo de este parámetro nos permite asegurar que el sistema de transmisión es capaz de soportar la cantidad de información que se requiere ser transportada

Después de analizar la banda de paso del sistema, debemos preocuparnos por asegurar que la calidad de la transmisión sea la adecuada, para lograr esto se realiza un análisis energético que permite calcular la potencia óptica perdida en el enlace y conocer el umbral de detección, o sea, el flujo energético mínimo que debe llegar al receptor para que la señal de salida del amplificador cumpla con la relación señal a ruido (S/N) necesaria. Este último es el parámetro fundamental que determina la transmisión de un sistema analógico, además de la linealidad del propio sistema.

La no-linealidad en un sistema de transmisión analógico por fibra óptica, resulta ser un parámetro muy importante en su desempeño para la mayoría de las aplicaciones. Para cuantificar los efectos no lineales en un sistema de señales analógicas por fibra óptica, resulta necesario analizar y calcular para cada uno de los elementos que forman parte de dicho sistema, y así finalmente poder calcular los efectos no lineales totales a través del concepto de distorsión, sin embargo, existe otra forma de cuantizar los efectos no-lineales en un sistema analógico, la no-linealidad, que es una característica propia del sistema que muestra la relación entre dos parámetros sobre un rango específico de valores. Para hacer uso de este concepto resulta necesario conocer la característica de transferencia de cada elemento o la característica de transferencia total del sistema de transmisión.

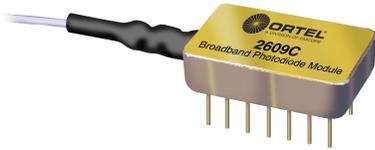
La desventaja de cuantizar los efectos no-lineales a través del concepto de no-linealidad, es que solo se considera un rango específico de valores de la característica de transferencia de los dispositivos. Además el cálculo total de no-linealidad resulta complicado en sistemas con elementos en cascadas, como en la mayoría de los casos, debido a que no siempre es

posible conocer cada una de las características de transferencia o la característica de transferencia total del sistema

El concepto de distorsión por intermodulación es utilizado para conocer los efectos no-lineales en el sistema. Este se encuentra ligado directamente a los productos de intermodulación y al punto de intersección de tercer orden, el cual afecta o modifica al rango dinámico libre de espurios, SFDR, y es en este parámetro donde se puede observar como afectan las no-linealidades presentes en el desempeño del sistema.

2609C Broadband Photodiode Module

The 2609C is a packaged impedance-matched photodiode module with internal gain designed for use in optical broadband receivers in fiberoptic networks. The patented impedance-match technology results in improved gain-bandwidth product compared to external circuits due to better control of parasitics between the photodiode and the impedance-matching circuit



Features

- 1GHz flat response ± 0.5 dB
- Frequency response up to 1000 MHz
- High Responsivity
 - >0.85 A/W at 1310 nm
 - >0.95 A/W at 1550 nm
- Internal current gain, 6 dB (typ.)
- 75 Ω impedance-matched

Applications

- Extended bandwidth broadband CATV receivers

PIN Information

Table 1. Pin Descriptions

Pin No.	Description
1	Ground
2	Ground
3	Ground
4	Ground
5	Ground
6	Ground
7	Open
8	Open
9	RF Out
10	Ground
11	Bias
12	Ground
13	Open
14	Ground

Absolute Maximum Ratings

Stresses in excess of the absolute maximum ratings can cause permanent damage to the device. These are absolute stress ratings only. Functional operation of the device is not implied at these or any other conditions in excess of those given in the operational sections of the data sheet. Exposure to absolute maximum ratings for extended periods can adversely affect device reliability.

Parameter	Symbol	Min	Max	Unit
Operating case temperature range	T _c	-40	85	°C
Storage temperature range	T _{stg}	-40	85	°C
Optical Input Power	PIN	--	2	mW
Bias Voltage	VPD	--	25	V
Forward Current	IF	--	10	mA

Characteristics

Note: These product specifications describe warranted performance. Typical values provide expected levels of performance but are not guaranteed.

Table 2. Electrical/Optical Characteristics

Parameter	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit
Optical Wavelength Range	λ	1280	--	1580	nm
Responsivity	--	--	>0.85 at 1310 nm >0.95 at 1550 nm	--	mA/mW mA/mW
Optical Return Loss ¹	RL	--	>45	--	dB
Bias Voltage	--	--	15 (nominal)	--	V
Dark Current	ID	--	200 at 20 °C	--	nA

1. Without connector

Table 3. RF Characteristics

Parameter	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit
Frequency Range	F	40	--	1000	MHz
Gain ¹	G	--	>5	--	dB
Frequency Response	--	--	< \pm 0.5	--	dB
Receiver Noise	--	See Figure 1.			
Distortion Products ²					
Second Order	CSO	--	<-70	--	dBc
Third Order	CTB	--	<-80	--	dBc

1. Current gain of internal transformer circuit

2. Two laser test. Each laser has 40% modulation index. Total received optical power is 0 dBm. Distortion products measured at 80 MHz, 450 MHz, 600 MHz, and 850 MHz

Characteristics Curves

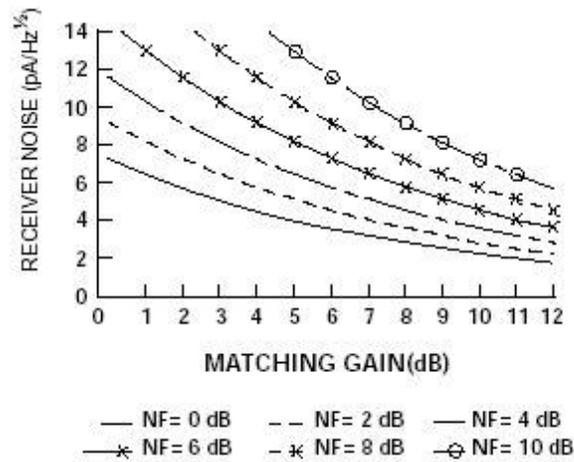


Figure 1. Receiver Noise

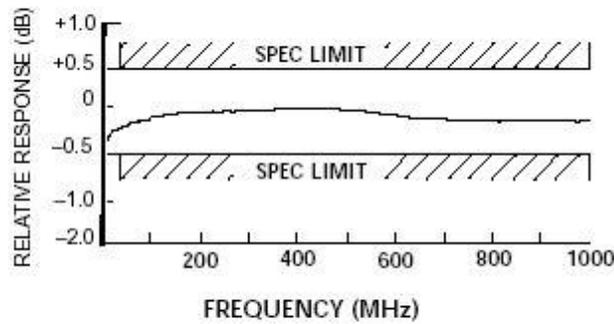
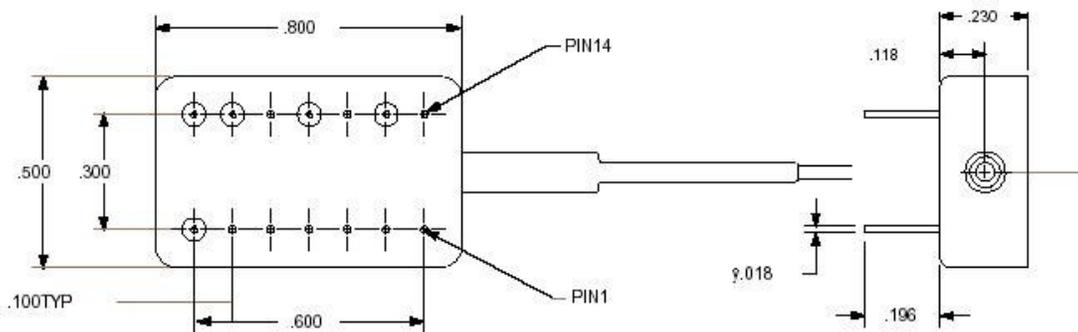


Figure 2. Typical Frequency Response Measured into 75 Ω Load, VSWR <1.5

Outline Diagram

Dimensions are in inches.



Ordering Information

Contact Ortel, a division of EMCORE, for ordering information on this or any other product at (626) 293-3400

Table 2. Ordering Information

Device Code	Description	Connector	Pigtail
2609C	Broadband Photodiode Module	None	Singlemode, 9 μm /125 μm

Information contained herein is deemed to be reliable and accurate as of issue date. EMCORE reserves the right to change the design or specifications of the product at any time without notice. Ortel, the Ortel logo, EMCORE, and the EMCORE logo are trademarks of EMCORE Corporation.



January 2005



Features

- Data rate up to 3.125 Gbps
- 1310/1550 nm InGaAs PIN photodiode
- Integrated TIA amplifier
- Photocurrent Monitor
- 0.155 to 3.125 Gbps multi-rate operation
- Hermetically sealed package (MIL-STD 883)
- Single 3.3 V supply
- Pb-free packaging

Applications

- SONET/SDH OC-48/STM-16
- SFF and SFP transceiver modules
- Proprietary 1310/1550 nm optical communication links

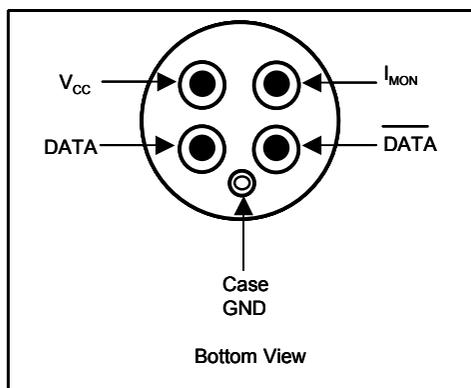


Figure 1 - Pin-out Diagram

Ordering Information

ZL60015TBD, TO-46 with lens

The ZL60015 is also available assembled in standard optical receptacles, or with a 1m 9µm fiber pigtail with or without end-connector

ZL60015TDDB, in ST receptacle
 ZL60015TEDB, in SC receptacle
 ZL60015TFDB, in FC receptacle
 ZL60015TGDB, in SMA receptacle
 ZL60015TJDB in LC-Sleeve

ZL60015PADB, pigtail with no connector
 ZL60015PDDB, pigtail with ST connector
 ZL60015PEDB, pigtail with SC connector
 ZL60015PFDB, pigtail with FC connector
 ZL60015PGDB, pigtail with SMA connector

In addition the ZL60015 can also be supplied in customer-specific fiber pigtails or receptacles, on request

-40°C to +85°C

Description

The ZL60015 is a compact optical receiver designed for 1310/1550 nm based SONET/SDH OC-48/STM-16 applications. It is ideally suited for use in multi-rate transceiver modules as well as general optical communication applications with data rates up to 3.125 Gbps.

The optical receiver is assembled in a single compact TO-46 package and contains an optimized InGaAs PIN photodiode in combination with a low-noise transimpedance amplifier (TIA). It includes an additional pin allowing the photocurrent from the detector to be directly monitored. The receiver operates using a single 3.3 V power supply. It is designed for use with a 9 µm single-mode fiber.

Reliability assurance is based on Telcordia GR-468-CORE and the part is compliant to the EU directive 2002/95/EC issued 27 January 2003 [RoHS].

Optical and Electrical Characteristics

Parameter	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit	Test condition
Sensitivity (BER 10^{-10})	S		-25	-23	dBm	ER = ∞ Note 1
Optical Saturation (BER 10^{-10})	P_{sat}	1			dBm	ER = 10 dB, Note 1
Photodiode Monitor Responsivity	R_{mon}		0.9		A/W	P_{in} = -10 dBm, See Figure 4
Output Voltage amplitude, differential (P_{in} = -23 dBm)	ΔV_{OL}	20	50		mV, pp	Note 1, ER= 10 dB See Figure 3
Output Voltage amplitude, differential (P_{in} = -3 dBm)	ΔV_{OH}	240		300	mV, pp	Note 1, ER = 10 dB See Figure 3
Bandwidth (3 dB _{el})	f_C		2		GHz	P_{in} = -10 dBm
Noise-Equivalent Power	NEP		-32	-30	dBm	Note 2
Output Resistance (single-ended)	R_{out}		50		Ω	
Power Supply Current	I_{DD}		25	38	mA	
Power Dissipation	P_D		85	140	mW	
Focal distance (from top TO-can)	L_{focal}		2.0		mm	

General Test Conditions: Case Temperature, 25°C / Supply Voltage, 3.3V / R_L = 100 Ω differential / Fiber: single-mode 9/125 μ m / Wavelength, λ = 1310 nm

Note 1: Measured using 2^{23} -1 PRBS pattern at 2.5 Gbps

Note 2: Measured with an STM-16 filter on electrical output, i.e., 1.875 GHz.

Recommended Operating Conditions

Parameter	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit
Supply Voltage	V_{CC}	3		3.6	V
Output Differential Load (Note 3)	R_L	80	100		Ω
Operating Temperature	T_{op}	-40		85	°C
Signalling Rate (Note 4)	f_D	0.155		3.125	Gbps

Note 3: Typical value corresponds to the load presented by a following post-amplifier

Note 4: Data pattern having maximum run-length and DC-balance shifts no greater than those found in a PRBS-31 pattern.

Absolute Maximum Ratings

Functional operation is not guaranteed under these conditions. Exceeding these ratings may cause permanent damage. (Note limits need not necessarily be applied together).

Parameter	Symbol	Min.	Max.	Unit
Supply Voltage	V_{CC}	0	5	V
Storage Temperature	T_{stg}	-55	125	°C
Soldering Temperature (Note 5)	T_{sld}		260	°C

Note 5: 2mm from case for 10 seconds.

Additional Information

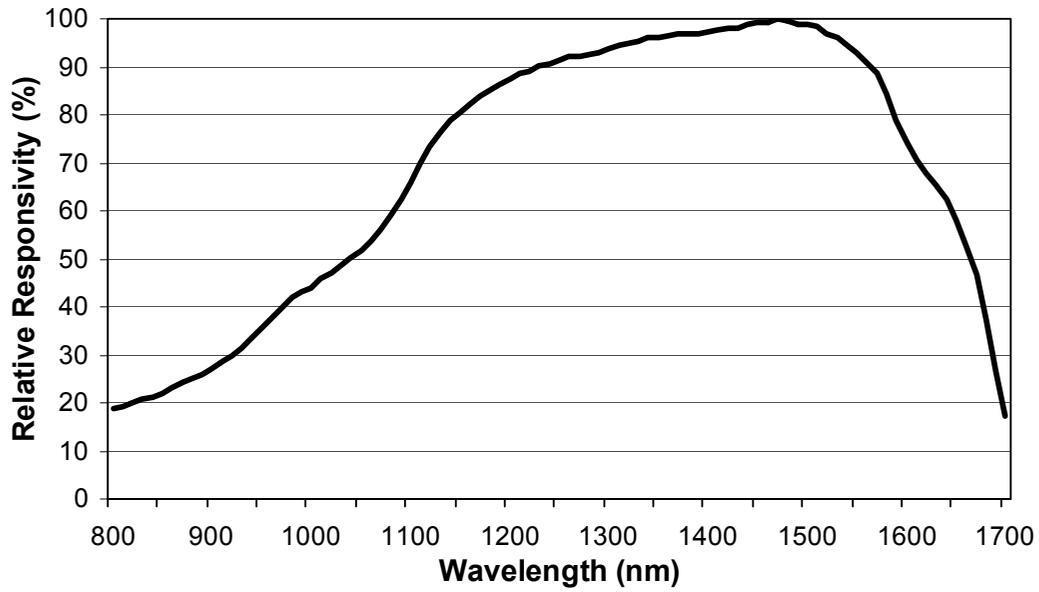


Figure 2 - Relative Detector Responsivity vs. Wavelength

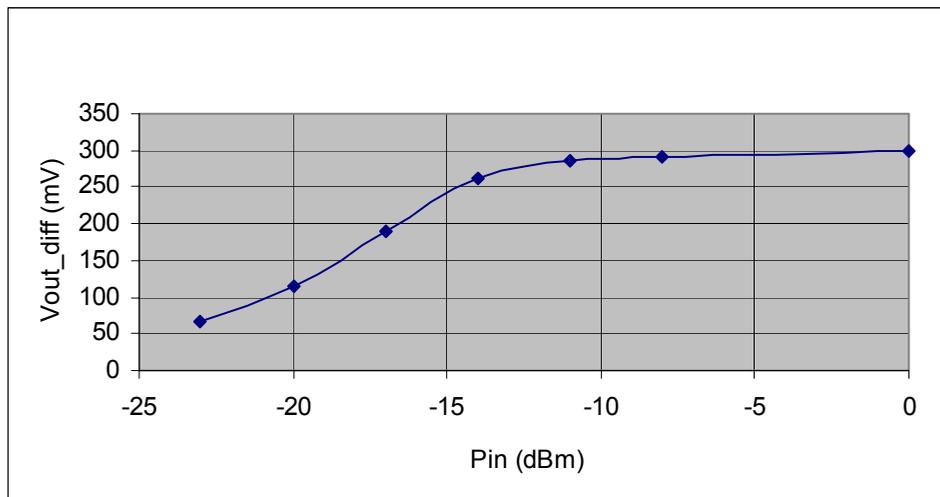


Figure 3 - Differential Output Voltage Amplitude vs. Optical Input Power

Application Guidelines

ESD Handling



The receiver is sensitive to electrostatic discharges. When handling the device, precaution for ESD sensitive devices should be taken. These precautions include use of ESD protected work area with wrist straps, controlled work benches, floors etc.

Photodiode Monitor

The Monitor pin is a current sink output signal directly proportional to the optical input power. To convert the current from the Monitor pin to a voltage a resistor to V_{CC} should be used. Note to maintain linearity the Monitor pin should, when in use, be maintained at a bias $> 1V$.

Host Board Layout Example

Included in the example of a Host Board Layout (Figure 4) are power supply decoupling capacitors. These are recommended for optimal performance of the receiver. A filter is also included to minimise power supply noise.

A suggested post-amplifier is shown, namely MAX3748. Alternative post-amplifiers may also be used by the customer.

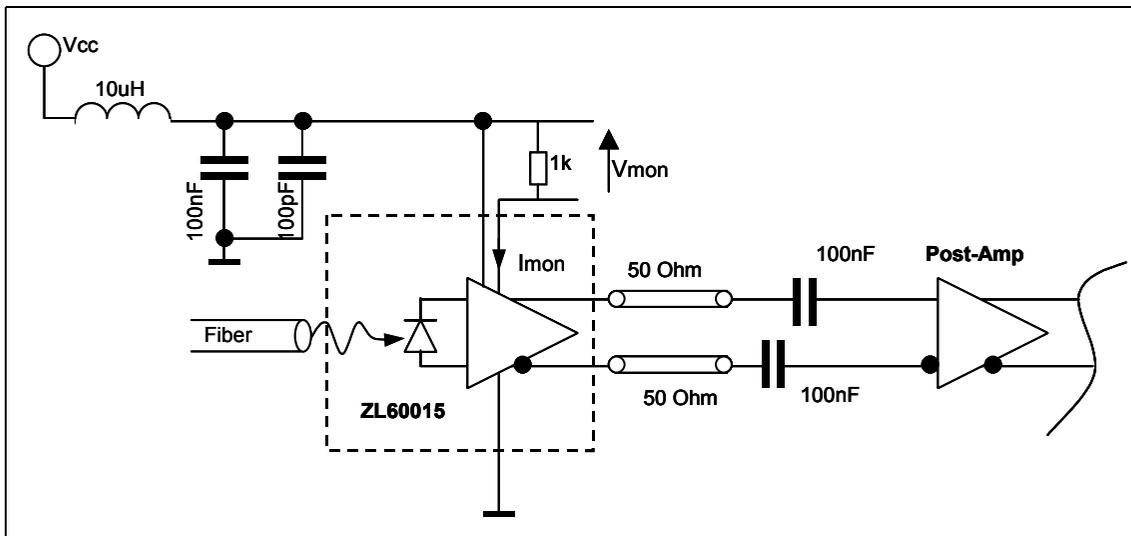
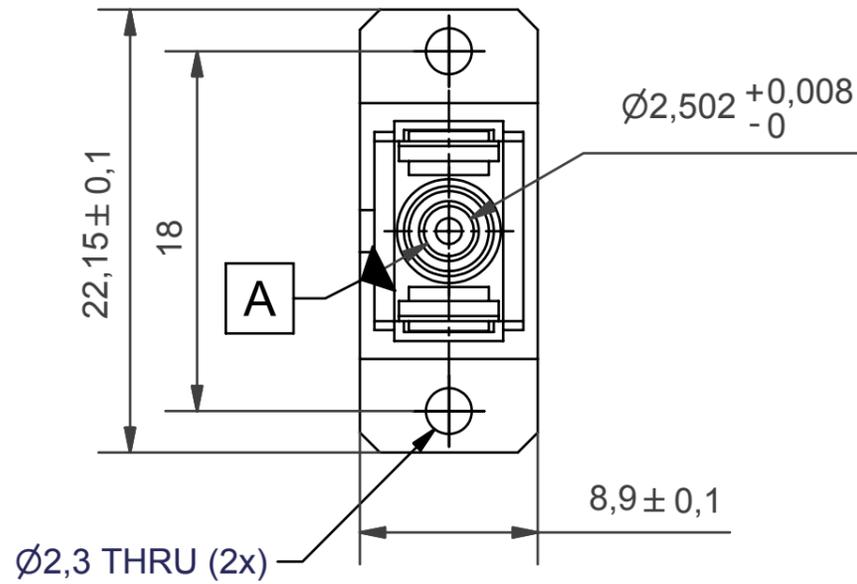
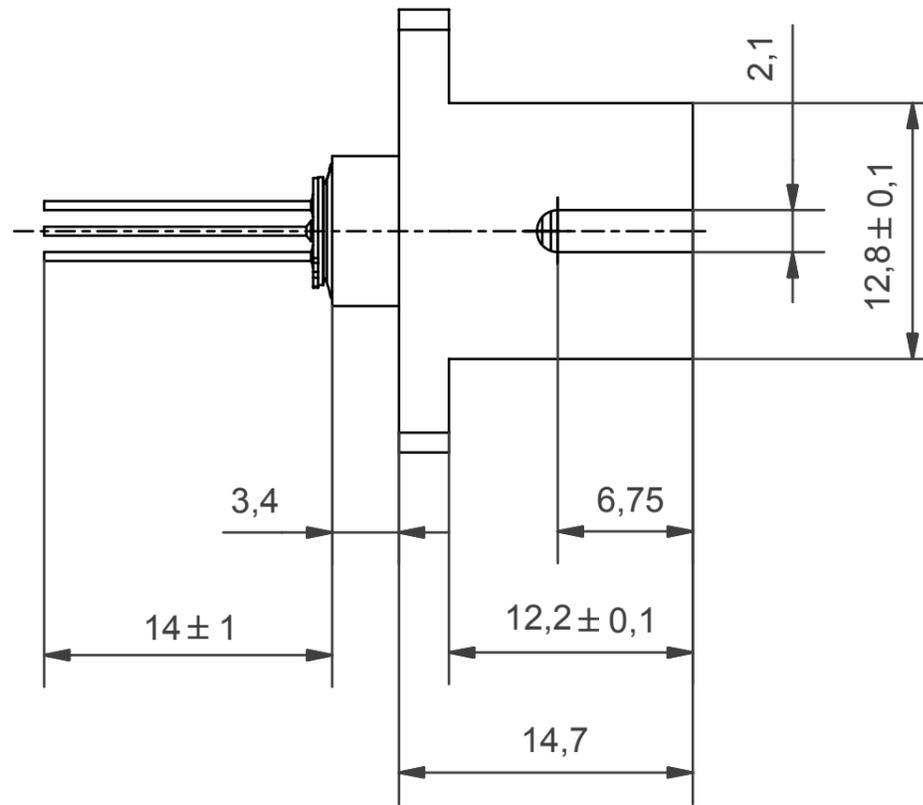


Figure 4 - Host Board Layout Example

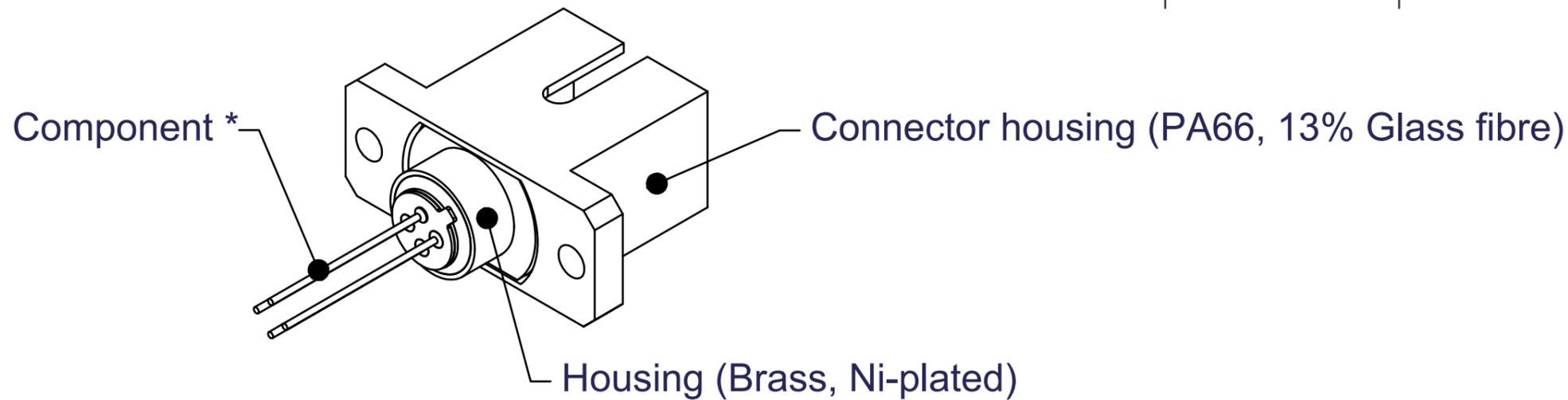
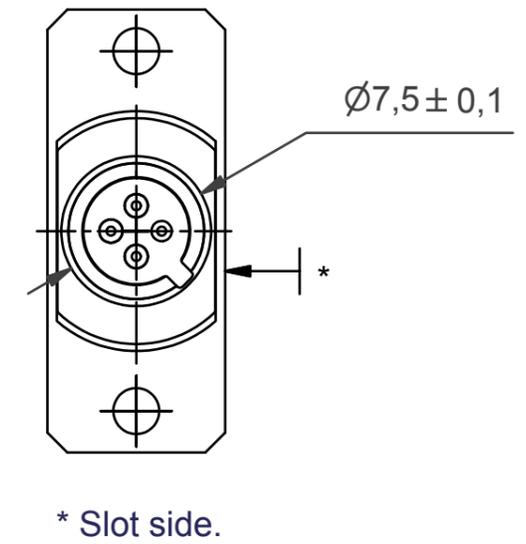
FRONT VIEW (2 : 1)



SIDE VIEW



BOTTOM VIEW



NOTES:-

1. All dimensions in mm.
2. General tol. ISO-2768-mK.

* For details of the component, see separate data sheet and/or package drawing.

Projection Method

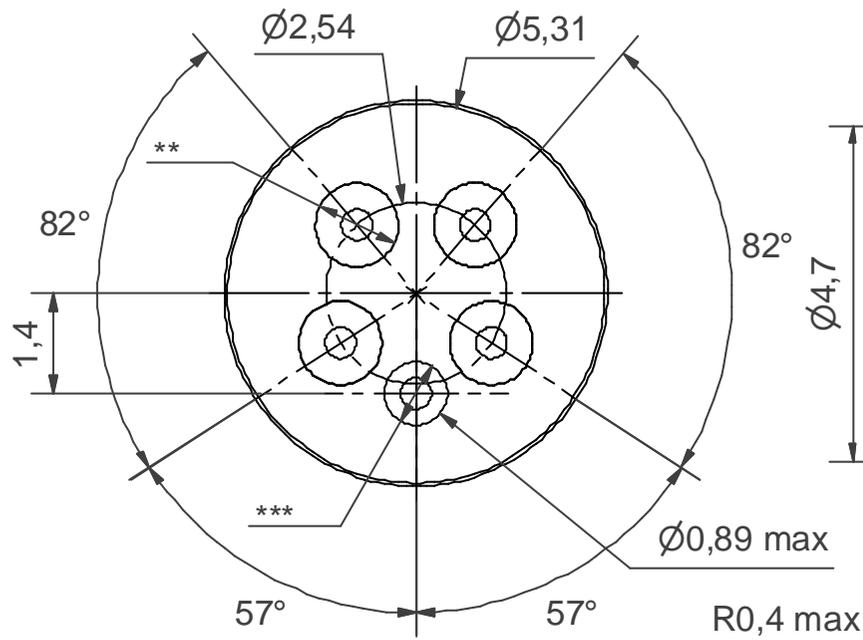
© Zarlink Semiconductor 2002. All rights reserved.

ISSUE	1			
ACN	102546rev 1			
DATE	9-DEC-03			
APPRD.	MD/MA			

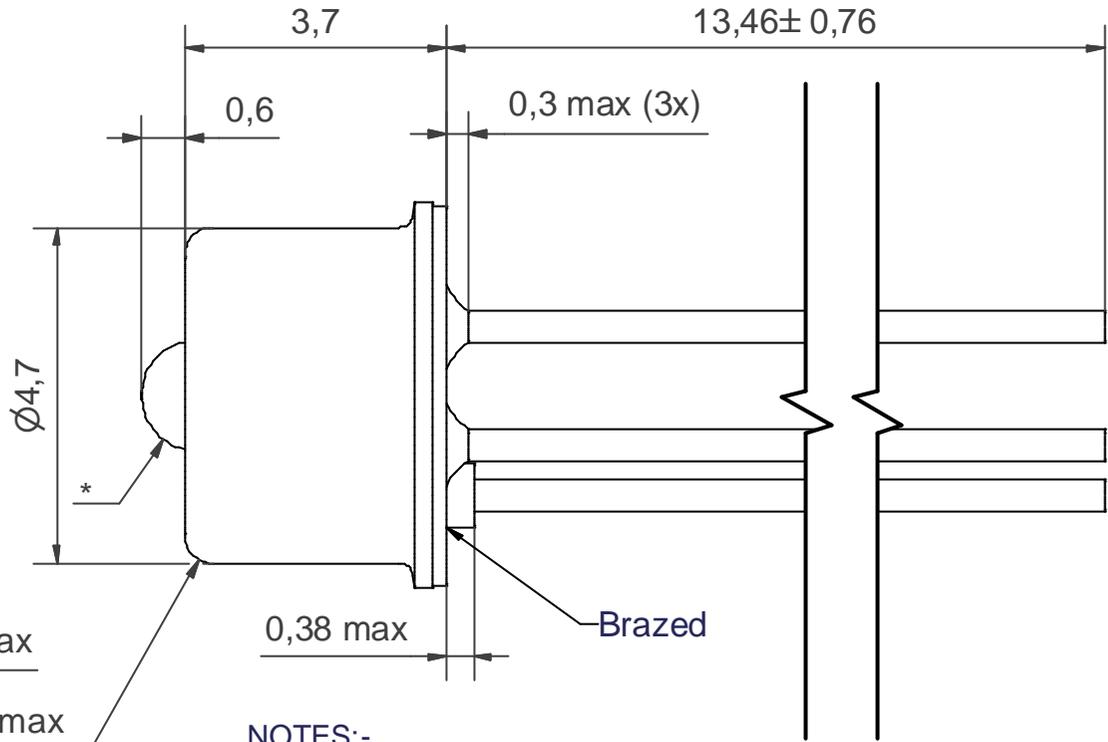


	Package code TE
Previous package codes	Drawing type TO-46 Package Outline in SC Connector housing
	Title 102546

BOTTOM VIEW (10 : 1)



SIDE VIEW



NOTES:-

1. All dimensions in mm.
2. General tol. ISO-2768-mK.
3. Coating: Case: Ni 1,5-2,5 μm .
Header: Ni 2-3 μm / Au min 0.8 μm .

* Lens $\varnothing 1.5 \pm 0.05$

** Glass sealing (4x): $\varnothing 1,17 + 0.05$

*** Lead (5x): $\varnothing 0,44 + 0.05/-0,025$

© Zarlink Semiconductor 2002. All rights reserved.

ISSUE	1			
ACN	JS004172R1A			
DATE	29-APR-03			
APPRD.	TD/BE			



	Package code	TB
Previous package codes	Drawing type	Package drawing, TO-46 with lens
	Title	JS004172



**For more information about all Zarlink products
visit our Web Site at
www.zarlink.com**

Information relating to products and services furnished herein by Zarlink Semiconductor Inc. or its subsidiaries (collectively "Zarlink") is believed to be reliable. However, Zarlink assumes no liability for errors that may appear in this publication, or for liability otherwise arising from the application or use of any such information, product or service or for any infringement of patents or other intellectual property rights owned by third parties which may result from such application or use. Neither the supply of such information or purchase of product or service conveys any license, either express or implied, under patents or other intellectual property rights owned by Zarlink or licensed from third parties by Zarlink, whatsoever. Purchasers of products are also hereby notified that the use of product in certain ways or in combination with Zarlink, or non-Zarlink furnished goods or services may infringe patents or other intellectual property rights owned by Zarlink.

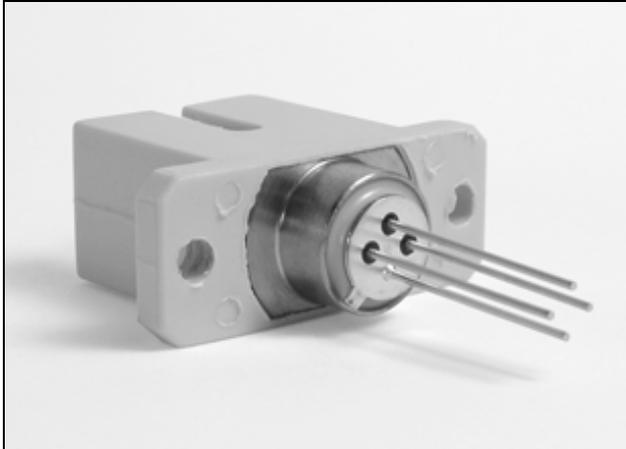
This publication is issued to provide information only and (unless agreed by Zarlink in writing) may not be used, applied or reproduced for any purpose nor form part of any order or contract nor to be regarded as a representation relating to the products or services concerned. The products, their specifications, services and other information appearing in this publication are subject to change by Zarlink without notice. No warranty or guarantee express or implied is made regarding the capability, performance or suitability of any product or service. Information concerning possible methods of use is provided as a guide only and does not constitute any guarantee that such methods of use will be satisfactory in a specific piece of equipment. It is the user's responsibility to fully determine the performance and suitability of any equipment using such information and to ensure that any publication or data used is up to date and has not been superseded. Manufacturing does not necessarily include testing of all functions or parameters. These products are not suitable for use in any medical products whose failure to perform may result in significant injury or death to the user. All products and materials are sold and services provided subject to Zarlink's conditions of sale which are available on request.

Purchase of Zarlink's I²C components conveys a licence under the Philips I²C Patent rights to use these components in and I²C System, provided that the system conforms to the I²C Standard Specification as defined by Philips.

Zarlink, ZL and the Zarlink Semiconductor logo are trademarks of Zarlink Semiconductor Inc.

Copyright Zarlink Semiconductor Inc. All Rights Reserved.

TECHNICAL DOCUMENTATION - NOT FOR RESALE



Ordering Information

ZL60401TBD TO-56 with lens
 ZL60401TDD ST type connector
 ZL60401TED SC type connector
 ZL60401TFD FC type connector

-40°C to +85°C

Description

The Fabry-Perot Laser Diode Receptacle type series is designed for use with SC, FC and ST type fiber connectors as source in telecom and datacom applications.

The ZL60401 is a 1310 nm MQW (Multiple Quantum Well) Fabry-Perot laser diode, integrated with a monitor diode.

The hermetically sealed package includes a ball lens for improved coupling efficiency.

Features

- Uncooled 1300 nm Fabry-Perot Laser Diode
- Wide operating temperature range -40°C to +85°C
- High reliability
- Built-in monitor diode
- 622 Mbps
- Ball lens or receptacle type of packaging

Applications

- Telecommunications applications, SONET OC-3, OC-12, SDH STM-1 and STM-4
- Optical communications systems

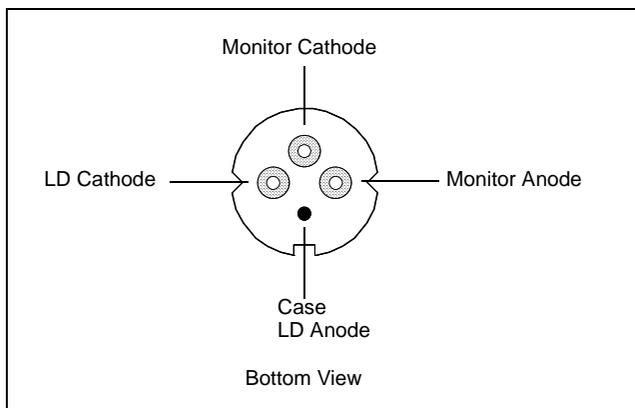


Figure 1 - PIN Diagram

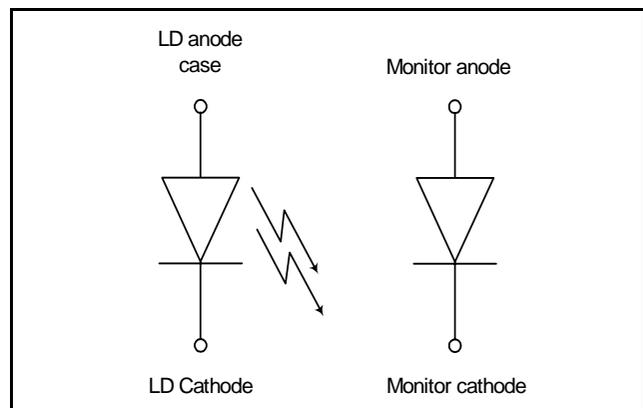


Figure 2 - Functional Schematic

Electrical and Optical Characteristics ($T_C = 25^\circ\text{C}$)

Parameter	Symbol	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
Threshold Current	I_{th}	CW		10	15	mA
Operating Voltage	V_{op}	CW, $I_f = I_{th} + 20\text{ mA}$		1.3	1.5	V
Optical Output Power	P_f	CW, $I_f = I_{th} + 20\text{ mA}$		0.6		mW
Wavelength	λ	CW, $I_{th} + 20\text{ mA}$	1290	1310	1330	nm
Spectral Width	$\Delta\lambda$	CW, $I_{th} + 20\text{ mA}$		1	3	nm
Rise and Fall Times	t_r, t_f	$I_f = I_{th} + 20\text{ mA}$, 20-80%			500	ps
Tracking Error	$\Delta P_f / P_f$	APC, $0 - +70^\circ\text{C}$ $-40^\circ\text{C} - +85^\circ\text{C}$	-1.5 -2.5		1.5 2.5	dB
Monitor Current	I_D	CW, $I_{th} + 20\text{ mA}$, $V_{RD} = 1\text{ V}$	100			μA
Monitor Dark Current	I_D	$V_{RD} = 5\text{ V}$			1	μA
Monitor Capacitance	C_D	$V_{RD} = 5\text{ V}$, $f = 1\text{ MHz}$		10	15	pF

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Rating	Unit
LD Reverse Voltage	V_{RL}	2	V
PD Reverse Voltage	V_{RD}	20	V
PD Forward Current	I_f	2.0	mA
Operating Temperature	T_{op}	-40 - +85	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature	T_{stg}	-40 - +85	$^\circ\text{C}$

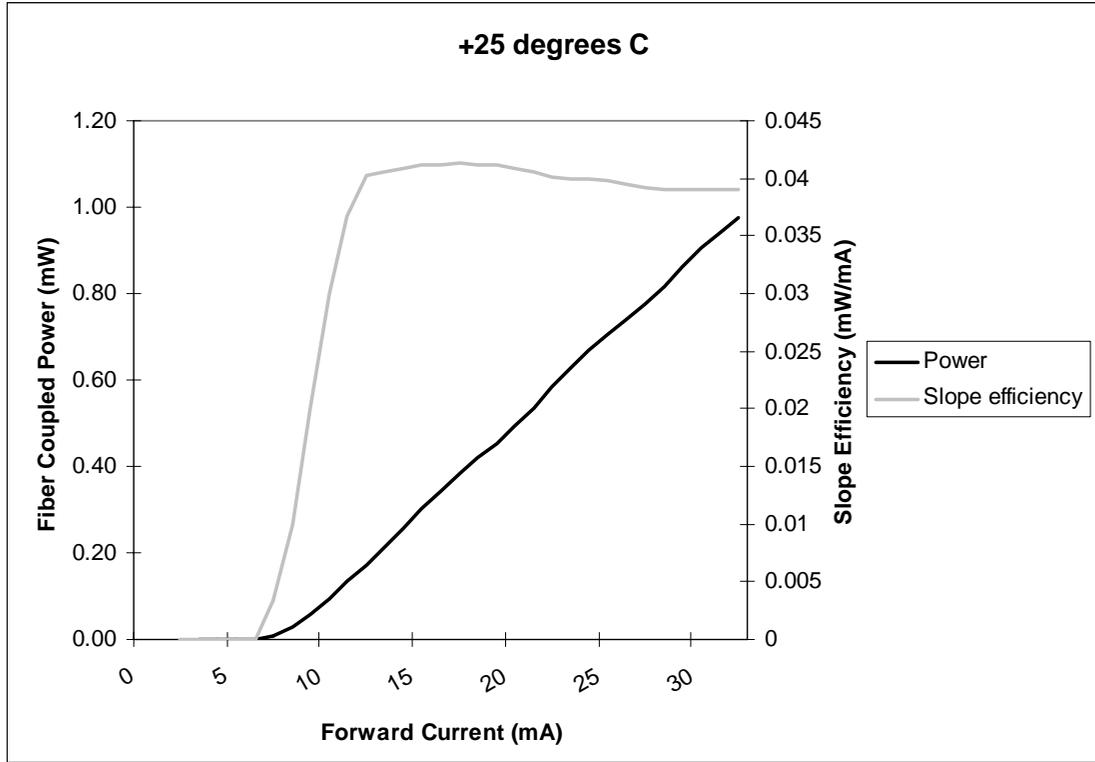


Figure 3 - Typical Fiber Coupled Power and Slope Efficiency at Room Temperature

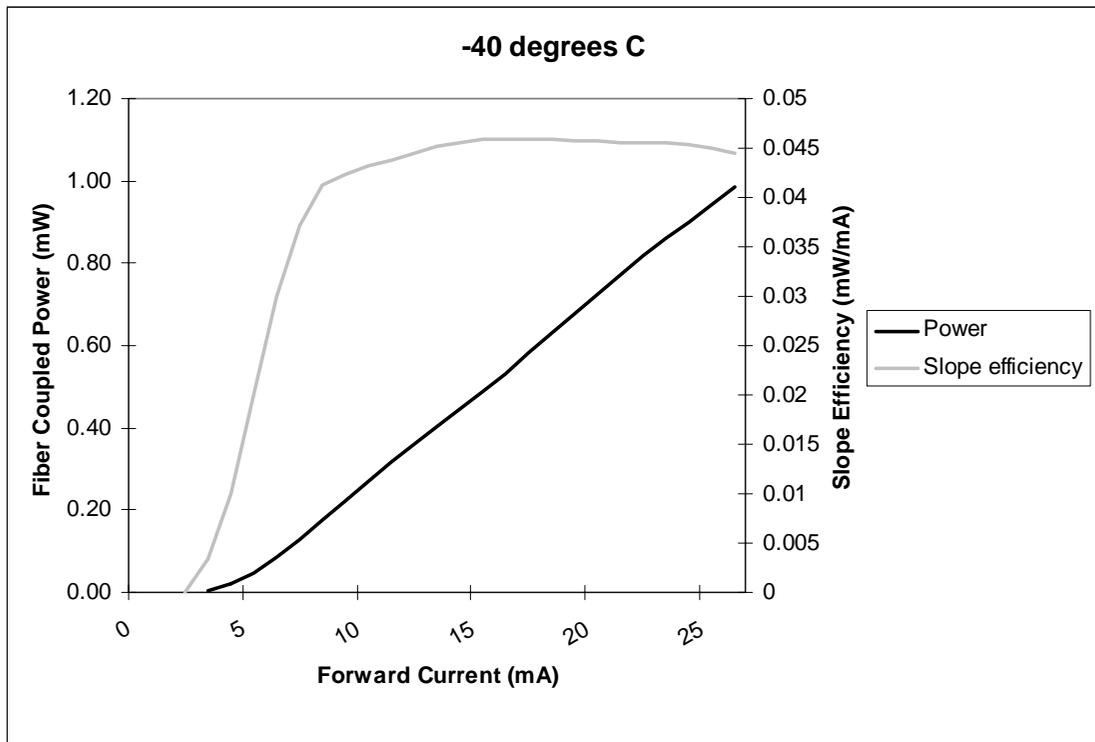


Figure 4 - Typical Fiber Coupled Power and Slope Efficiency at Low Temperature

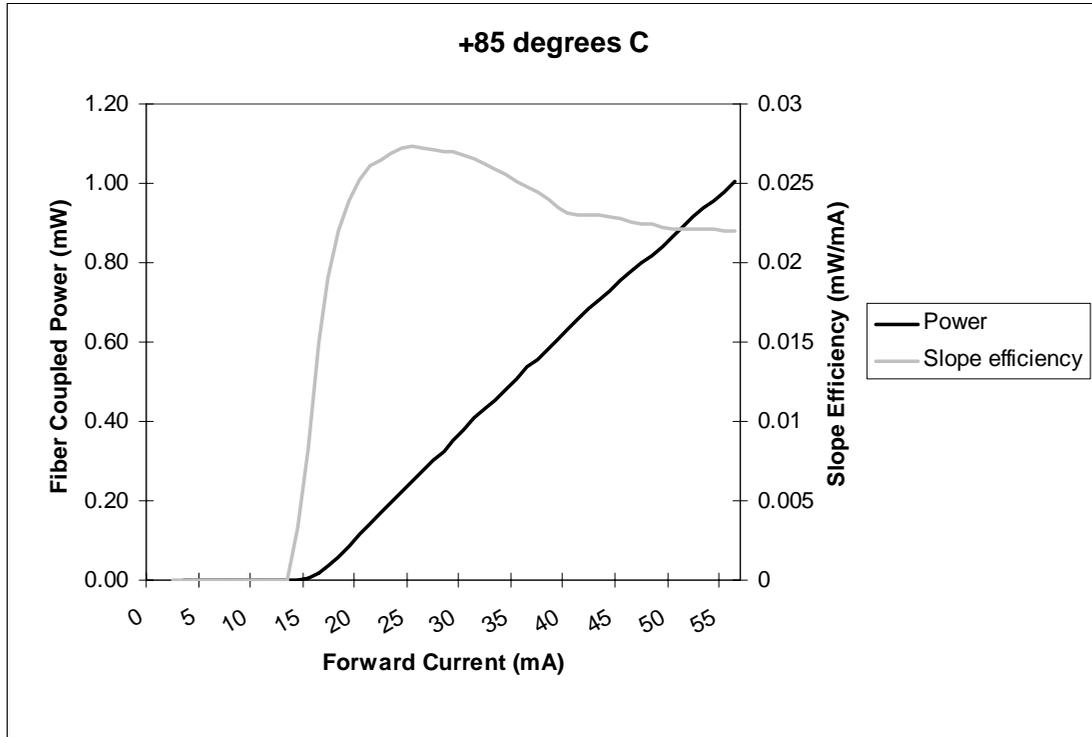
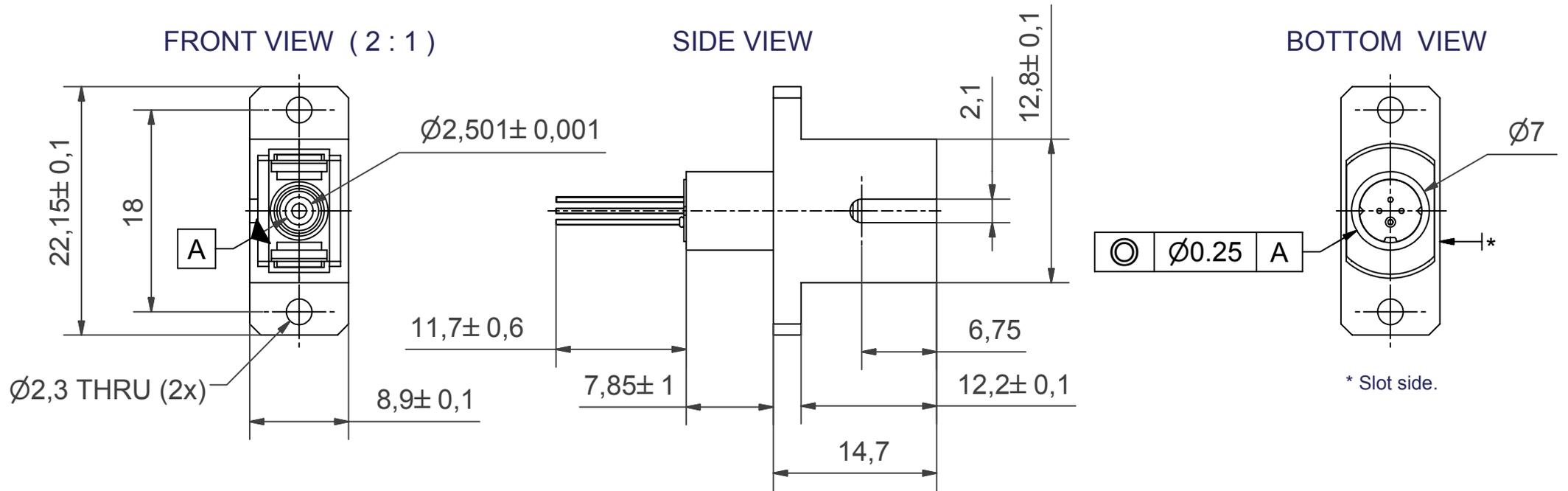
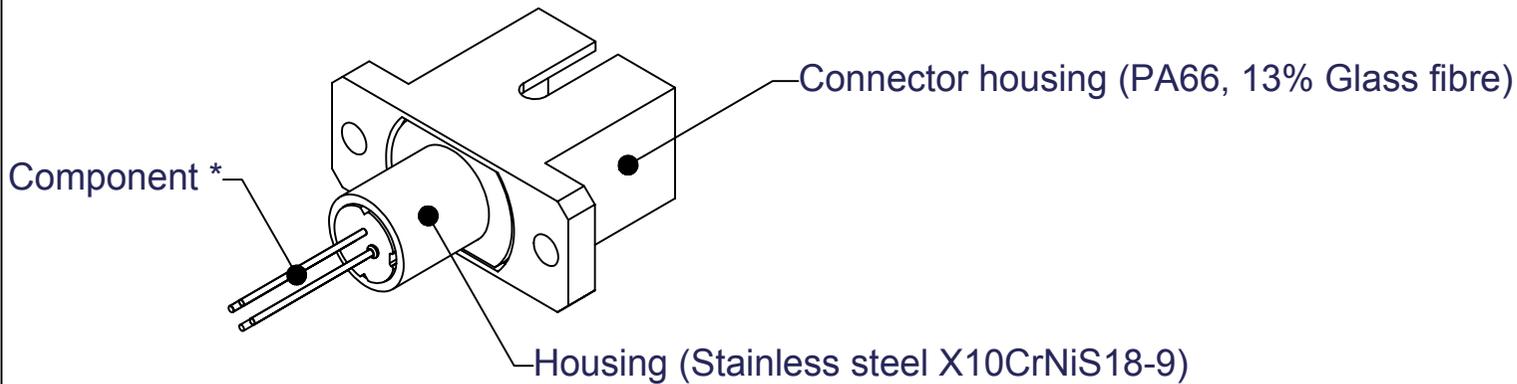


Figure 5 - Typical Fiber Coupled Power and Slope Efficiency at High Temperature



ISOMETRIC VIEW



NOTES:-

1. All dimensions in mm.
2. General tol. ISO-2768-mK.

* For details of the component, see separate data sheet and/or package drawing.

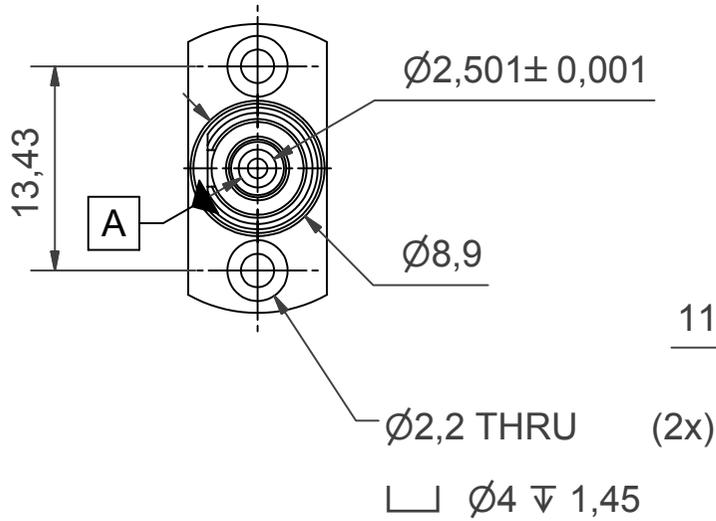
Projection

© Zarlink Semiconductor 2002. All rights reserved.				
ISSUE	1			
ACN	101512rev 1			
DATE	17-NOV-03			
APPRD.	PD\US			

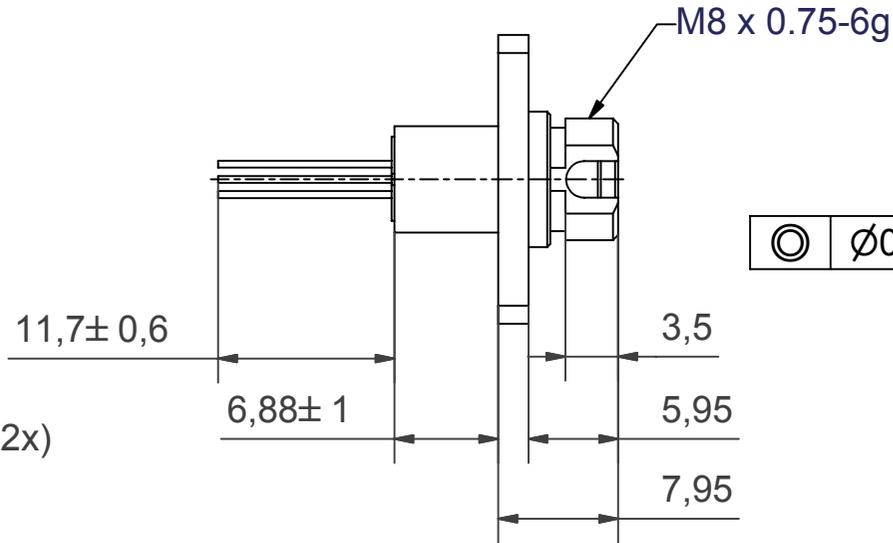


	Package code TE
Previous package codes	Drawing type TO-56 Package Outline in SC Connector housing
	Title 101512

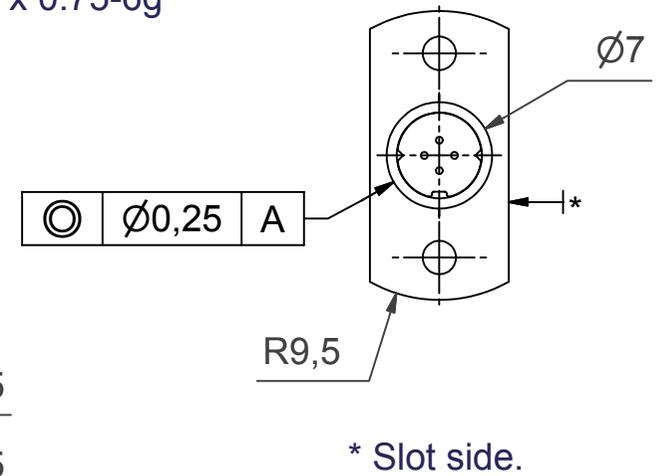
FRONT VIEW (2 : 1)



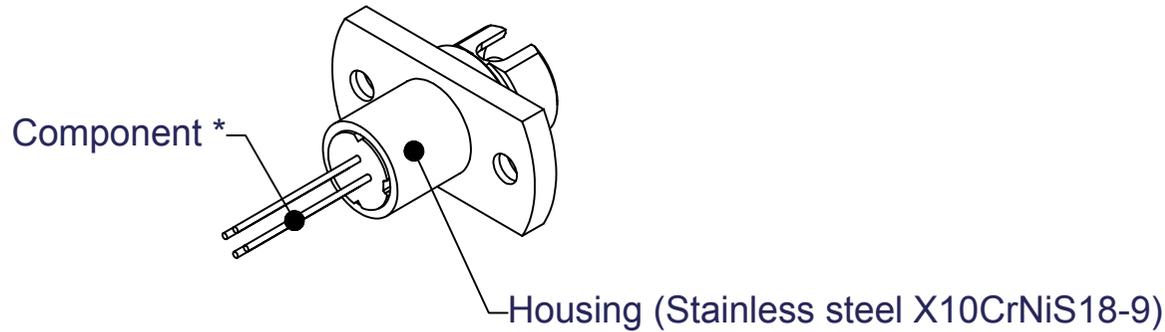
SIDE VIEW



BOTTOM VIEW



ISOMETRIC VIEW



NOTES:-

1. All dimensions in mm.
2. General tol. ISO-2768-mK.

* For details of the component, see separate data sheet and/or package drawing.

Projection

© Zarlink Semiconductor 2002. All rights reserved.

ISSUE	1			
ACN	101513 rev1			
DATE	17-NOV-03			
APPRD.	PD\US			



Previous package codes

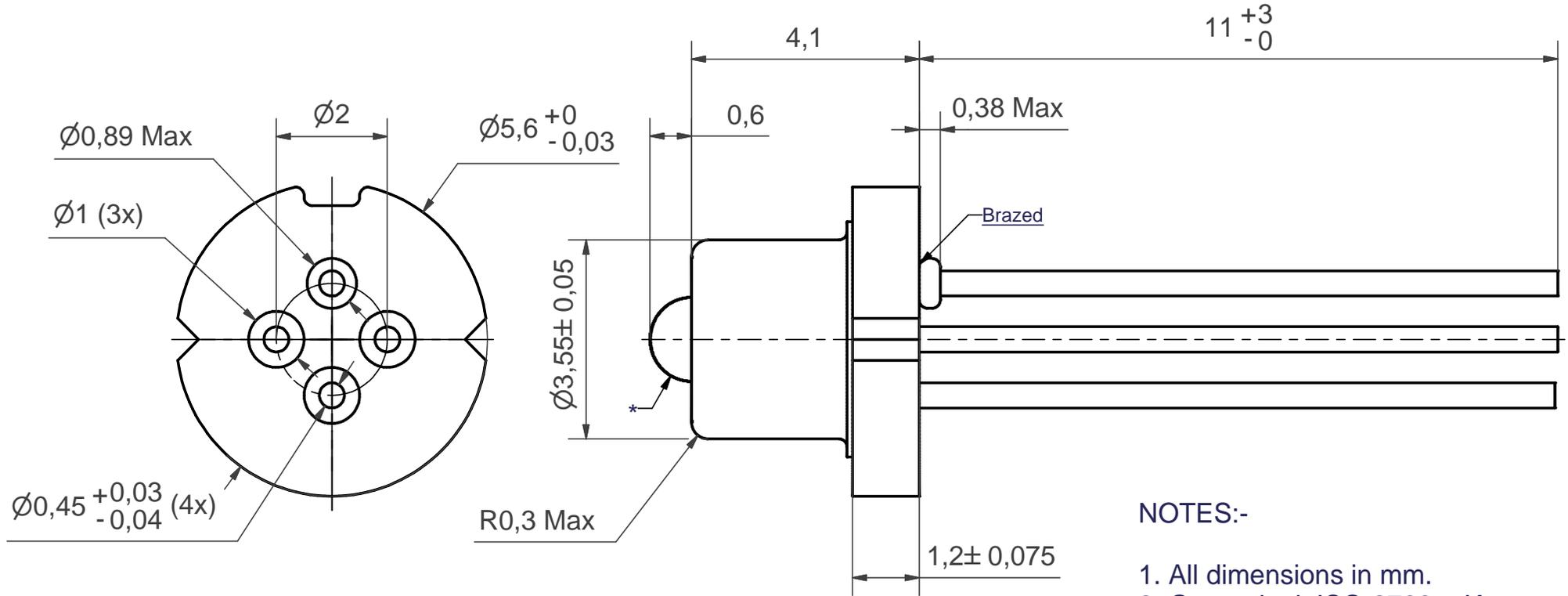
Package code **TF**

Drawing type
TO-56 Package Outline in FC
Connector housing

Title
101513

BOTTOM VIEW (10 : 1)

SIDE VIEW



NOTES:-

1. All dimensions in mm.
2. General tol. ISO-2768-mK.
3. Coating: Case: Ni 3-7 μm .
Header: Ni 2-4 μm / Au 0,5 μm .

* Lens $\varnothing 1,5 \pm 0,002$

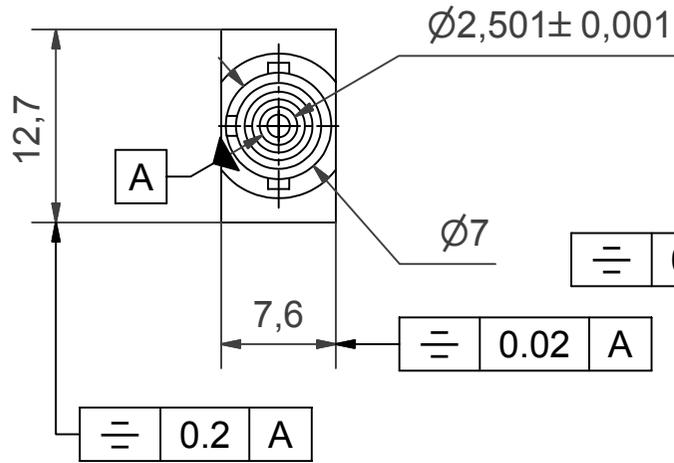
Projection Method

© Zarlink Semiconductor 2002. All rights reserved.				
ISSUE	1			
ACN	101615 rev1			
DATE	21-NOV-03			
APPRD.	MD/MA			

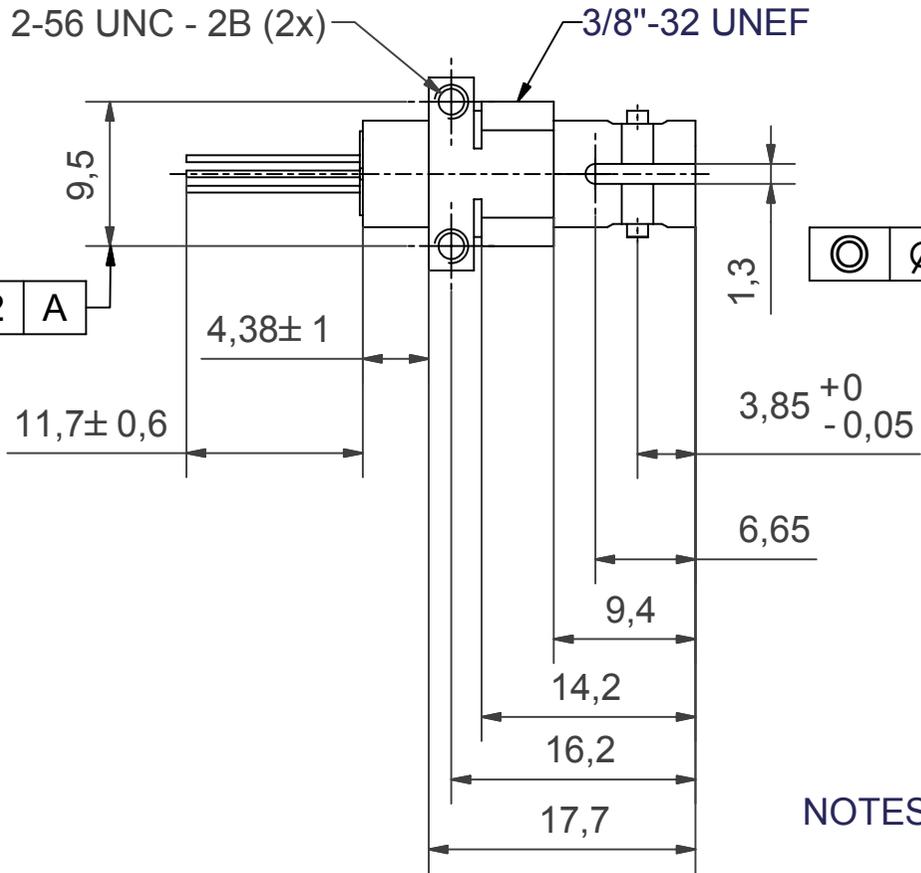


	Package code TB
Previous package codes	Drawing type Package Drawing, TO-56 with lens
	Title 101615

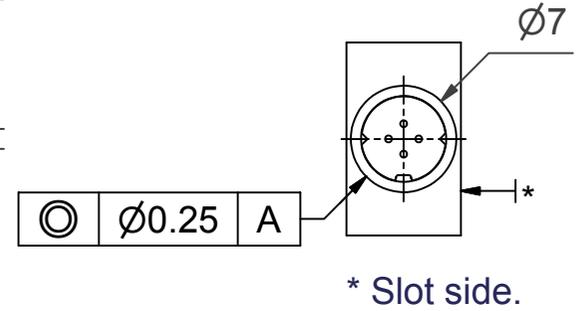
FRONT VIEW (2 : 1)



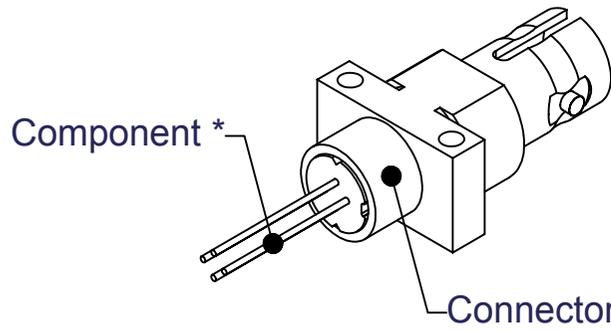
SIDE VIEW



BOTTOM VIEW



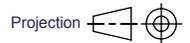
ISOMETRIC VIEW



NOTES:-

1. All dimensions in mm.
2. General tol. ±0.1 mm.

* For details of the component, see separate data sheet and/or package drawing.



© Zarlink Semiconductor 2002. All rights reserved.

ISSUE	1			
ACN	101514 rev1			
DATE	17-NOV-03			
APPRD.	PD\US			



Previous package codes

Package code **TD**

Drawing type
TO-56 Package Outline in ST
Connector housing

Title
101514



**For more information about all Zarlink products
visit our Web Site at
www.zarlink.com**

Information relating to products and services furnished herein by Zarlink Semiconductor Inc. or its subsidiaries (collectively "Zarlink") is believed to be reliable. However, Zarlink assumes no liability for errors that may appear in this publication, or for liability otherwise arising from the application or use of any such information, product or service or for any infringement of patents or other intellectual property rights owned by third parties which may result from such application or use. Neither the supply of such information or purchase of product or service conveys any license, either express or implied, under patents or other intellectual property rights owned by Zarlink or licensed from third parties by Zarlink, whatsoever. Purchasers of products are also hereby notified that the use of product in certain ways or in combination with Zarlink, or non-Zarlink furnished goods or services may infringe patents or other intellectual property rights owned by Zarlink.

This publication is issued to provide information only and (unless agreed by Zarlink in writing) may not be used, applied or reproduced for any purpose nor form part of any order or contract nor to be regarded as a representation relating to the products or services concerned. The products, their specifications, services and other information appearing in this publication are subject to change by Zarlink without notice. No warranty or guarantee express or implied is made regarding the capability, performance or suitability of any product or service. Information concerning possible methods of use is provided as a guide only and does not constitute any guarantee that such methods of use will be satisfactory in a specific piece of equipment. It is the user's responsibility to fully determine the performance and suitability of any equipment using such information and to ensure that any publication or data used is up to date and has not been superseded. Manufacturing does not necessarily include testing of all functions or parameters. These products are not suitable for use in any medical products whose failure to perform may result in significant injury or death to the user. All products and materials are sold and services provided subject to Zarlink's conditions of sale which are available on request.

Purchase of Zarlink's I²C components conveys a licence under the Philips I²C Patent rights to use these components in and I²C System, provided that the system conforms to the I²C Standard Specification as defined by Philips.

Zarlink, ZL and the Zarlink Semiconductor logo are trademarks of Zarlink Semiconductor Inc.

Copyright Zarlink Semiconductor Inc. All Rights Reserved.

TECHNICAL DOCUMENTATION - NOT FOR RESALE

BIBLIOGRAFÍA

- [1] B.P.Lathi. Introducción a la teoría y sistemas de comunicación. Pág. 13.
- [2] B. Wilson, Z. Ghassemlooy. Analogue optical fibre communications. Pág. 3.
- [3] www.com.uvigo.es/asignaturas/rcom/TEMA4.htm
- [4] B.P.Lathi. Sistemas de comunicación. Pp. 72-73, 81-86.
- [5] www.arnykpcavtech.com
- [6] H. Weik Martin. Fiber optics standard dictionary. Pp. 526-527.
- [7] Ziemer E. Rodger. Signals and systems: continuous and discrete. Pág. 56.
- [8] Bentley, Jhon P. Principles of measurement systems. Pp. 6-8.
- [9] <http://www.cit.ac.nz/smac/dcwwwdc/dc006.htm#analogue>
- [10] W. E. Stephens y T.R. Joseph. System characteristics of direct modulated and externally modulated RF fiber optic links. Pág. 7.
- [11] www.dte.us.es/tec_ind/electron/tc/practica2tc.pdf
- [12] <http://www.its.bldrdoc.gov/fs-1037/dir-013/1853.htm>
- [13] *Analog and Mixed-Signal Center-TAMU*. RADIO FREQUENCY – METRICS.
- [14] P. Andreani. Linearity and noise issues.
- [15] Intermodulation distortion (IMD) measurements. Application notes. Anritsu.

BIBLIOGRAFIA

- [1] LINARES Roberto Y JARDON Hildeberto. Sistemas de Comunicaciones por fibras ópticas. Pp. 1-5.
- [2] B., Wilson, Z Ghassemlooy, I., Darwazeh. Analogue optical fibre communications. Pp. 33-37.
- [3] www.cienciafisica.com
- [4] www.cienciafisica.com
- [5] B. Wilson, Z. Ghassemlooy, I. Darwazeh. Analogue optical fibre communications. Pág. 38.
- [6] BASCH Bert. Optical fiber transmisión. Pp. 487-488.
- [7] AGRAWAL P. Govind. Fiber optic communication systems. Pp. 335-336.
- [8] LINARES Roberto Y JARDON Hildeberto. Sistemas de Comunicaciones por fibras ópticas. Pp. 183-186.
- [9] B. Wilson, Z. Ghassemlooy, I. Darwazeh. Analogue optical fibre communications. Pp. 295-297.

BIBLIOGRAFÍA

[1] webdiee.cem.itesm.mx/diee

[2] AGRAWAL P. Govind. Fiber optic communication systems. Pp. 335-336.

[3] LINARES Roberto y JARDON Hildeberto. Sistemas de comunicaciones por fibras ópticas. Pp. 243.

[4] Kashima Norio. Optical transmisión for the subscriber loop. Pp. 73-79.

[5] B. Wilson, Z. Ghassemlooy, I. Darwazeh. Analogue optical fibre communications. Pp. 5-6.

[6] LINARES Roberto y JARDON Hildeberto. Sistemas de comunicaciones por fibras ópticas. Pp. 244-253.

[7] Fong T., Sabido IX D.J.M., and Kazovsky L.G. "Linewidth insensitive coherent AM analog optical links using semiconductor lasers". IEEE Photonics Technol. Lett., 1993, pp. 469-471.

[8] Kalman R.F. and Kazovsky L.G. "Demonstration of an analog heterodyne interferometric phase modulated link". IEEE Photonics Technol. Lett., 1994, 6, pp. 1271-1273.

[9] B. Wilson, Z. Ghassemlooy, I. Darwazeh. Analogue optical fibre communications. Pp. 44-46.

BIBLIOGRAFÍA:

- [1] Ackerman I. Edward. Riza, A. Nabeel. Analog fiber optic links. SPIE Milestone series. Pp. 3-10.
- [2] Kashima Norio. Opical transmisión for the subscriber loop. Pp. 73-79.
- [3] [4] B., Wilson, Z Ghassemlooy, I., Darwazeh. Analogue optical fibre communications. Pp. 33-36.
- [4] Ackerman I. Edward. Riza, A. Nabeel. Analog fiber optic links. SPIE Milestone series. Pp. 60-62.
- [5] Ackerman I. Edward. Riza, A. Nabeel. Analog fiber optic links. SPIE Milestone series. Pp. 68-70.
- [6] BASCH, Bert. Optical fiber transmisión. Pp. 303-306.
- [7] B. Wilson, Z. Ghassemlooy and I. Darwazeh. Analogue optical fibre communications. Pp. 9-10.
- [8] L.M. Johnson. «Relative performance of impedance matched lumped – element and traveling wave integrated optical phase modulators ». IEEE Photon Technol. Lett., vol. 1, pp. 104-109, 1989.
- [9] Z. L. Lian and J.N. Walpole. “A novel tecnique for GaInAsP/InP Buried Heteroestructure Laser Fabrications”. Appl. Phys. Lett., Vol.40,Pp 568-570, 1982.
- [10] W.E. Stephens and T. R. Joseph. “ System characteristics of direct modulated and externally modulated RF fiber optic links”. IEEE. March 1987. pp 380–387.
- [11] G.E. Betts, L.M. Johnson, and C.H. Cox III. “Optimization of externally modulated analog optical links”. SPIE. Vol. 1562, pp. 281-302 (1991).
- [12] G. Khoe, H. Kock, D. Kupperts, J.H.F.M. Poulissen, and H.M. DeVrieze. “Progress in monomode optical fiber interconnection devices”. J. Lightwave Technol., vol. LT-2, no.3, pp. 217-227, 1984.
- [13] Y. Yamamoto. “AM y FM quantum noise in semiconductor lasers. Part 1: Theoretical analysis”. IEEE J. Quantum Electron., vol. QE-19, no. 1, pp.34-46, 1984.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] B.T. Debney and J. Metcalfe. Coherent analog fiber optic links. SPIE Vol. 995, pp.99-105 (1988).
- [2] Alwyn J. Seeds. Optical transmission of microwaves. The review of Radio Science 1993-1996, pp. 335-343 (1996).
- [3] B. Wilson, Z. Ghassemlooy and I. Darwazeh. Analogue optical fibre communications. Pp. 40-41.
- [4] For a compilation of relevant experimental and theoretical work, see P.L. Knight and L. Allen, Concepts of quantum optics, New York; Pergamon Press, 1983.
- [5] E.E. Basch. Optical fiber transmission. Pp. 519.
- [6] W. E. Stephens and T. R. Joseph. "System characteristics of direct modulated and externally modulated RF fiber optic links". J. Lightwave Technol., vol. LT – 5, no. 3, pp. 380-387, 1987.
- [7] R.F. Kalman, J. C. Fan, and L.G. Kazovsky. Dynamic range of coherent analog fiber – optic links. J. Lightwave Technol., vol. 12(7), pp. 1263-1277, July 1994.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] AGUILAR Jardón Hildeberto y LINARES Miranda Roberto. Sistemas de telecomunicaciones por fibras ópticas. Pp. 153-174.
- [2] PIERRE Nerou Jean. Introducción a las Telecomunicaciones por fibra óptica. Pp. 297-312.
- [3] J. Wu, J.L.C. Wu and C.C. Kuo. Linearization of laser diode nonlinearity for broadband analogue fibre optic communication. International Journal of Optoelectronics, Vol. 3(6), pp. 523-533 (1998).
- [4] GREEN D. Lynne. Fiber optic communications. Pp 130-131.
- [5] WHITAKER Jerry C. Signal measurement analysis and testing. Pág. 8.
- [6] Nonlinear distortion.
- [7] PALAIS, Joseph C. Fiber optic communications. Pp. 158-169, 251.
- [8] HOSS Robert J. Fiber optics. Pp. 39-41.
- [9] AGERE systems. System analysis, component selection and testing considerations for 1310 nm analog fiber optic CATV applications.
- [10] Distortion reduction with negative feedback. Padnos School of engineering. Grand Valley State University.
- [11] Bentley Jhon P. Principles of measurement systems. Pp. 6-8.