

**EVALUACIÓN DEL DESEMPEÑO A NIVEL FÍSICO DE UN SISTEMA FTTH-GPON PARA SERVICIOS
QUAD PLAY AL INTEGRAR UN MÓDULO RoF**

ANEXOS



**ANDRÉS FELIPE ESCALLÓN PORTILLA.
VÍCTOR HUGO RUIZ GUACHETÁ.**

Trabajo de Grado para optar al título de:

MAGISTER EN TELECOMUNICACIONES

Director:

PhD. José Giovanni López Perafán.

Universidad del Cauca
Facultad de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones
Departamento de Telecomunicaciones
Grupo I+D Nuevas Tecnologías en Telecomunicaciones - GNTT
MAESTRIA EN TELECOMUNICACIONES
Popayán, Cauca
2018.

ANEXOS

<u>ANEXO A – ARQUITECTURA DE RADIO SOBRE FIBRA (RoF)</u>	3
<u>PARTE 1: ANÁLISIS DE LA TECNOLOGÍA RoF</u>	3
<u>PARTE 2: MÉTODOS DE GENERACION Y TRANSPORTE DE SEÑALES RoF</u>	5
<u>ANEXO B – DEGRADACIONES ÓPTICAS</u>	23
PARTE 1: DIAFONÍA ÓPTICA.....	23
PARTE 2: JITTER.....	29
PARTE 3: EFECTOS NO LINEALES DE LA FIBRA ÓPTICA	32
<u>ANEXO C – PARÁMETROS DE MONITOREO DE DESEMPEÑO ÓPTICO (OPM)</u>	36
PARTE 1. DIAGRAMA DEL OJO, PROBABILIDAD DE ERROR (FACTOR Q, ESNR, BER)	36
PARTE 2. MAGNITUD DEL VECTOR DE ERROR (EVM), RELACIÓN SEÑAL A RUIDO (SNR) Y TASA DE ERROR DE BIT (BER).....	41
<u>ANEXO D – HERRAMIENTA DE SIMULACIÓN (OptSim)</u>	43
PARTE 1. REQUERIMIENTOS HARDWARE Y SOFTWARE.....	43
PARTE 2. DESCRIPCIÓN DE OPTISIM	43

ANEXO A – ARQUITECTURA DE RADIO SOBRE FIBRA (RoF)

PARTE 1. T ANÁLISIS DE LA TECNOLOGÍA RoF [22]

Algunas de las ventajas y beneficios que ofrece la tecnología RoF comparado con la distribución de señales eléctricas se mencionan a continuación:

- **Bajas pérdidas de Atenuación:** Al distribuir señales eléctricas de alta frecuencia (microondas) en el espacio libre o por medio de una línea de transmisión resulta bastante costoso y a su vez una problemática, ya que en el espacio libre (aire) las pérdidas debidas a la absorción y reflexión aumentan con la frecuencia, mientras que en las líneas de transmisión, la impedancia sube con la frecuencia, conduciendo a pérdidas muy altas. Distribuir señales de radio de alta frecuencia eléctricamente sobre largas distancias se requiere equipo de regeneración de señal bastante costosa. Como para las ondas milimétricas, su distribución usando líneas de transmisión no es viable aun para cortas distancias. La solución a este problema es distribuir señales de banda base o señales de baja frecuencia (IF) de la estación controladora (CS) a la estación base (BS); estas señales son convertidas a la frecuencia de microondas requerida en cada estación base, amplificadas y después radiadas. Dado que se requieren osciladores locales de alto rendimiento para la conversión en cada estación base, este arreglo lleva a complejas estaciones base con reducidas funciones a desempeñar. No obstante, ya que la fibra óptica ofrece muy bajas pérdidas, la tecnología RoF puede ser usada para lograr ambas, distribución de baja pérdida de ondas milimétricas, y la simplificación de la BS al mismo tiempo.

Al considerar las fibras monomodo en las ventanas de 1550 nm y 1310 nm, en donde las pérdidas por atenuación son muy bajas en comparación al cable de cobre coaxial para frecuencias altas, por tanto al transmitir microondas en forma óptica, las distancias de transmisión incrementan considerablemente y la potencia de transmisión se reduce notablemente.

- **Gran ancho de banda:** Las fibras ópticas ofrecen un enorme ancho de banda. Existen tres ventanas de transmisión principales, las cuales ofrecen poca atenuación, estas son 850 nm, 1310 nm y 1550 nm. Para una fibra monomodo, el ancho de banda combinado de las tres ventanas excede los 50 Thz. No obstante, hoy día los sistemas comerciales utilizan una fracción de dicha capacidad (1.6 Thz). Pero los desarrollo para explotar más la capacidad óptica de la fibra continúan. Los factores principales que llevan hacia el desbloqueo de más y más ancho de banda de la fibra óptica incluyen la disponibilidad de baja dispersión de la fibra, los amplificadores de fibra dopada con erbio (EDFA) para la ventana de los 1550 y el uso de técnicas avanzadas de multicanalización, como la multicanalización por división de tiempo óptico (OTDM), en combinación con técnicas de densa multicanalización por división de longitud de onda (DWDM).
- El enorme ancho de banda ofrecido por las fibras ópticas tiene otros beneficios aparte de la capacidad para transmitir señales de microondas. El gran ancho de banda óptico activa el procesamiento de señales de alta velocidad de que tal vez es más difícil o imposible de hacer en sistemas electrónicos. es decir, algo de la demanda de las funciones de microondas tales como el filtrado, mezclado, conversión, puede ser implementado en el dominio óptico, por ejemplo el filtrado de ondas milimétricas puede ser logrado convirtiendo la señal eléctrica para ser filtrada en una señal óptica mediante el interferómetro de Mach Zehnder (MZI) o la fibra de rejilla de Bragg (FBG). Por lo tanto, el proceso en el dominio óptico hace posible el uso de componentes ópticos de bajo ancho de banda más baratos tales como diodos láser y moduladores, y sigue siendo capaz de manejar señales de gran ancho de banda. Sin embargo, la utilización del gran ancho de banda ofrecido por las fibras ópticas está severamente obstaculizado por la limitación en el ancho de banda de los sistemas electrónicos, los cuales constituyen las fuentes y los

receptores de la transmisión de datos. A este problema se le denomina “cuello de botella electrónico”. La solución para este cuello de botella electrónico descansa en la multiplexación efectiva. Técnicas como OTDM y DWDM son usadas en sistemas ópticos digitales. En sistemas ópticos analógicos incluyendo la tecnología RoF, la multiplexación de sub-portadora (SCM) es usada para incrementar la utilización del ancho de banda de la fibra óptica. En SCM, muchas sub-portadoras de microondas, las cuales son moduladas con datos digitales o analógicos, son combinadas para modular la señal óptica, que después es llevada a una sola fibra óptica. Esto hace a los sistemas RoF más rentables.

- **Inmunidad a la interferencia electromagnética:** Esta inmunidad es una propiedad muy atractiva en las comunicaciones ópticas, especialmente para la transmisión de microondas. Esto es debido a que las señales son transmitidas en forma de luz a través de la fibra. A causa de esta inmunidad, son preferidos los cables de fibra aun para conexiones cortas de ondas milimétricas. El cual hace que los sistemas RoF sean atractivos
- **Fácil Instalación y mantenimiento:** En los sistemas RoF, el equipo costoso y complejo se encuentra en la estación de control (CS), haciendo más simples las estaciones base (BS), por ejemplo, la mayoría de las técnicas de RoF eliminan la necesidad de un oscilador local y el equipo relacionado a la BS solo consta de un fotodetector, un amplificador y una antena. Los equipos de modulación y conmutación se encuentran en la CS. Este tipo de arreglos hacen que las BS sean más pequeñas y ligeras, de fácil instalación y de bajos costos; requisitos que son muy importantes para los sistemas de ondas milimétricas, debido al gran número de BS requeridas.
- **Reducción de consumo de energía:** Esta es una consecuencia de tener una BS simple con equipo reducido. La mayoría de los equipos complejos se mantienen en la CS. En algunas aplicaciones, las BSs operan en modo pasivo. La reducción del consumo de energía en la BS es significativa considerando que las BSs son a veces colocadas en lugares remotas que no son alimentadas por la red eléctrica.
- **Asignación dinámica de recursos:** Esto es una característica muy atractiva de los sistemas RoF, ya que la conmutación, la modulación y otras funciones de FR son desempeñadas por la estación base controladora, el cual hace posible la asignación de recursos dinámicamente.

PARTE 2. MÉTODOS DE GENERACION Y TRANSPORTE DE SEÑALES RoF [17]

Virtualmente todos los enlaces ópticos transmiten señales de microondas o de onda milimétrica aplicando modulación de intensidad de luz. Esencialmente existen tres diferentes métodos de transmisión de este tipo de señales sobre enlaces ópticos con modulación de intensidad: modulación de intensidad directa, modulación externa y de heterodino remoto. En modulación de intensidad directa un parámetro eléctrico de la fuente de luz es modulado por la señal de RF de información. En la práctica el parámetro suele ser la corriente del diodo láser. En el segundo método se aplica una fuente de luz sin modular y un modulador de luz externo. En el tercer método, las señales de RF son generadas de forma óptica vía heterodino remoto, lo cual es un método en el que más de una señal óptica es generada por la fuente luminosa; una de ellas es modulada por la señal de información y éstas son mezcladas por el fotodetector o por un mezclador externo para formar la señal RF de salida.

Modulación de RF por intensidad de luz y detección directa.

Esto se conoce como IM-DD. Para realizar la modulación de la fuente existen dos métodos, uno es dejar que la señal de información en RF module directamente la corriente de la fuente como se observa en la figura 1. La segunda opción es operar el láser de forma continua y entonces usar un modulador externo tal como el Mach-Zehnder para que este module la intensidad de luz. En ambos casos, la señal moduladora es la señal RF a ser distribuida. La señal de RF debe ser apropiadamente pre-modulada por los datos de transmisión, debido a que RoF requiere equipo electro-óptico muy capaz y complejo en la CS. Después de la transmisión a través de la fibra y detección directa en el fotodiodo, la corriente resultante es una réplica de la señal modulante RF aplicada ya sea directamente o por el modulador externo en la CS. Esta corriente se amplifica para alcanzar el requerimiento de voltaje que será usado para excitar la antena. El formato de modulación de los datos se conserva.

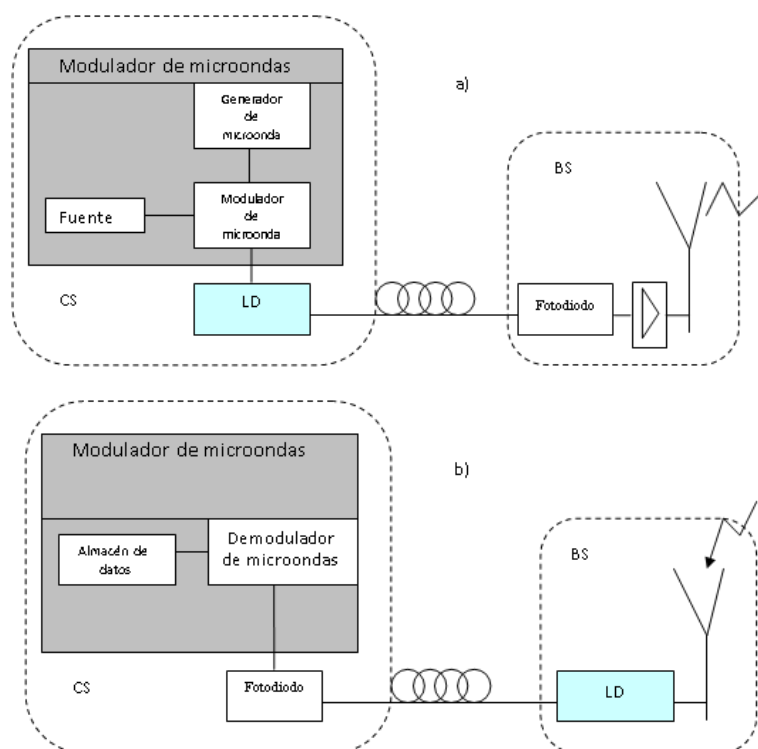


Figura 1. Configuración IM- DD a) CS a BS (bajada), b) BS a CS (subida)

Usualmente la mayoría de los sistemas de RoF, incluyendo los de IM-DD usan fibras monomodo para su distribución.

Modulación directa:

Ésta es la más simple de las tres soluciones, por lo que se usa siempre que se puede. Al ser combinada con detección directa usando un fotodetector, es usual referirse a esta como modulación de intensidad con detección directa (IM-DD).

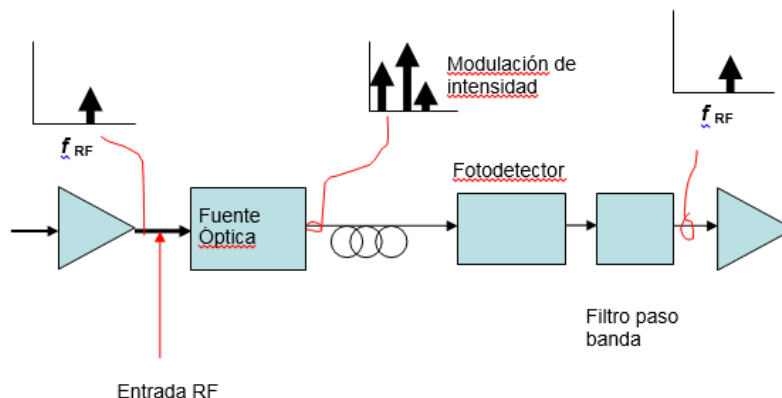


Figura 2. Modulación directa

Según la figura 2, el enlace de modulación directa consiste en un láser semiconductor que convierte directamente una modulación de señal pequeña (cercana al nivel de referencia puesto por la corriente directa) en una correspondiente modulación de intensidad de fotones emitidos (cercana al promedio de la intensidad en el nivel de referencia). Además que un único dispositivo servirá como fuente óptica y como modulador óptico-RF.

Existe un fenómeno que limita el uso de esta modulación y es el ancho de banda del láser, es decir su velocidad de conmutación. Los láseres simples pueden ser modulados a frecuencias de varios GHz, llegando a 5 o hasta 10. Sin embargo existen reportes de que hay algunos láseres de modulación directa que pueden operar hasta los 40 GHz o más, pero éstos son raros e incluso se podría decir que inaccesibles en el mercado. Por tanto, es preferible aplicar modulación externa para frecuencias muy altas, encima de los 10 GHz.

Modulación externa:

En un sistema de fibra el modulador óptico externo (EOM) sigue al diodo láser, que opera a un nivel fijo de potencia. Estos moduladores externos son más complejos y costosos que los moduladores internos, pero agregan la ventaja de poder trabajar a tasas más altas y con menor distorsión de la señal. Evita casos como el ocurrido en modulación directa, al ocasionar que la salida de la portadora de un láser tenga variaciones en frecuencia desde el principio hasta el final de un pulso digital. Lo cual incrementa el ancho del pulso, la dispersión y a su vez ésta limita la capacidad del sistema. Por tanto, cuando es necesario tener sistemas de capacidades más grandes o frecuencias más amplias, el mejor candidato será un modulador externo. El esquema se puede ver en la figura 3.

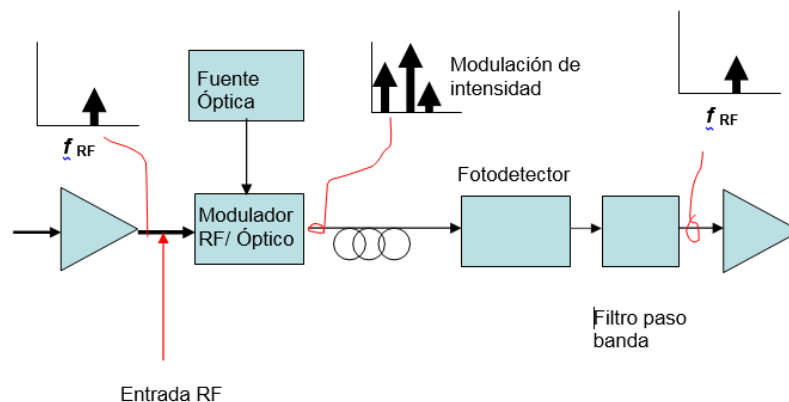


Figura 3. Modulación externa

Modulador de electroabsorción:

Es un dispositivo basado en el uso de uniones de semiconductor. Éste trabaja de la siguiente forma: al recibir un voltaje de referencia inverso tiene un decremento en la banda de energía (normalmente denotada W), lo que ocasiona el comportamiento físico de los fotones, que al tener energía menor que la de la banda del material, éstos serán transmitidos a través del semiconductor, y en cambio, si cuentan con energía mayor que la banda, serán absorbidos por el material [4], como se aprecia en la figura 4.

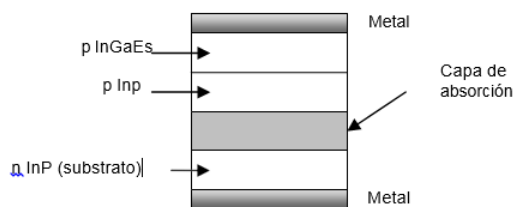


Figura 4. Modulador de electroabsorción

La banda de energía de la fuente láser, se ve en la figura 5, donde por un lado no se aplica ningún voltaje externo, por lo que la energía del diodo llega a ser menor que la del EAM, así que los fotones se transmiten. En cambio si se aplica el voltaje inverso, la banda de energía del EAM disminuye, así que los fotones son absorbidos.

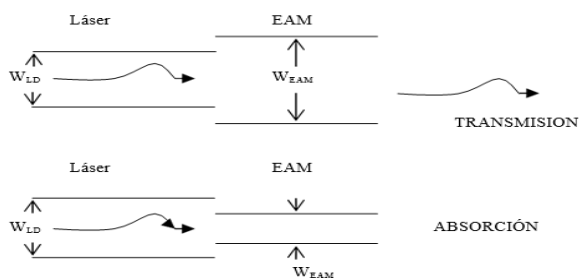


Figura 5. Bandas de energía de láser y EAM. En transmisión y absorción

Para necesidades del sistema posteriormente propuesto, gracias a las características citadas, este modulador llega a ser de las mejores opciones [19].

Interferómetro Mach- Zehnder:

Este dispositivo sirve de modulador externo y está constituido por guías de ondas de titanio difuso colocadas en un sustrato de niobato de litio. Trabaja recibiendo la señal de la fuente óptica y puede modularla aplicando un voltaje a los electrodos. Entonces cuando el haz de luz entra, se divide y va por dos caminos y después se recombina a la salida, si no recibe el voltaje, la recombinación ocurre en fase por lo que la interferencia será constructiva y ocurrirá una transmisión máxima. En cambio, al aplicar un voltaje considerable a los electrodos, existirá una fase de 180° entre los caminos y al combinarse a la salida los dos haces obtenidos se interferirán destructivamente y la señal de salida será mínima. Al jugar con el voltaje se pueden obtener las modulaciones requeridas, este tipo de dispositivos opera en el rango de GHz y puede requerir hasta 10 volts para lograr su trabajo.

Generación de la señal por heterodinación remota:

Heterodino remoto (también se llama detección coherente donde existe un haz de luz fijo, llamado oscilador local en analogía con el usado en radiofrecuencias (véase figura 6). Éste se mezcla con la onda modulada a la entrada del fotodetector lo que realmente hace es detectar los cambios en fase ocasionados por la suma de las señales y los transforma en cambios de intensidad óptica. Las variaciones son reproducidas en formas de onda de corriente, lo que hace posible la recepción y demodulación de portadoras ópticas moduladas en frecuencia. Además de esta detección analógica también es muy efectivo para señales digitales moduladas en intensidad [4].

Existen diversas formas de generar las dos portadoras ópticas para la técnica de heterodino coherente. Una sería el uso de un modulador de fase óptico para generar varias bandas laterales, y entonces seleccionar los componentes requeridos. Otro enfoque es el uso de dos fuentes ópticas separadas. Las dos están hechas para emitir luz a frecuencias separadas por la frecuencia de microonda requerida. Las dos técnicas mencionadas son entonces usadas para tener la frecuencia de referencia entre dos portadoras ópticas estables y relacionadas en fase.

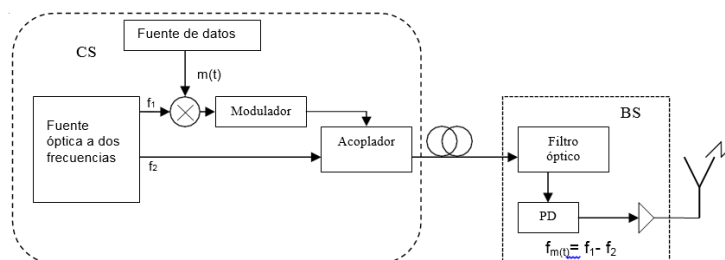


Figura 6. Heterodino remoto en un enlace RoF

Ventajas:

Usando la técnica de heterodino, frecuencias muy altas pueden ser generadas, limitadas solamente por el ancho de banda del fotodetector. Además se detectan altas potencias y tiene una alta relación de portadora a ruido (CNR). Esto es porque las potencias ópticas de las dos fuentes contribuyen a la potencia de la señal de microondas generada.

La técnica de heterodino remoto tiene una ventaja inherente respecto a la dispersión cromática. Si sólo una de las dos portadoras ópticas es modulada con datos, la sensibilidad del sistema a la dispersión cromática se reduce enormemente, lo cual no es posible en modulación de intensidad directa. Reducir los efectos de la dispersión cromática es muy importante en los formatos de modulación de señales sensibles al ruido de fase, donde la dispersión causa pérdidas en la potencia.

Otro atributo importante de la detección por heterodino remoto es que permite la modulación de datos a baja frecuencia en la CS dado que no se requieren componentes electro-ópticos de alta frecuencia. Además en contraste con IM-DD, el modulador en la CS puede ser manejado con datos en banda base o frecuencias bajas de RF. Moduladores de frecuencia baja generalmente tienen pequeños voltajes de media onda y además requieren bajos niveles de manejo, por esto son fáciles de linealizar.

Una ventaja mayor de la técnica de heterodino óptico es la capacidad de producir señales con el 100% de capacidad de modulación de intensidad. Otros beneficios incluyen procesamiento de señales fotónicas y capacidades de funcionamiento del sistema de radio tales como control de fase, filtrado y conversión de frecuencia.

Desventajas:

La mayor desventaja es la fuerte influencia del ruido de fase del láser y las variaciones de frecuencia óptica en la pureza y estabilidad de las portadoras de RF generadas. Dado que los láseres tienen anchos espectrales amplios, se deben tomar medidas extras para reducir el ancho del haz de las señales de RF generadas. Estas medidas hacen más complejo el sistema. Las técnicas usadas Para reducir la sensibilidad al ruido de fase incluyen bucles ópticos encerrados en fase (OPLL) e inyección de bloqueo óptico (OIL) [22].

Métodos de Modulación Externa:

En este apartado se analiza los métodos más utilizados para la generación de señales de microondas/milimétricas. Se describe el funcionamiento de cada uno de ellos, así como también se presentan sus ecuaciones que rigen tanto al método de generación de señales mediante modulación externa en intensidad como en modulación en fase.

Modulación de Intensidad:

Este enfoque está basado en la no linealidad inherente de la respuesta del modulador óptico para generar bandas laterales ópticas de orden superior. Tomando esta ventaja los requerimientos de ancho de banda para el modulador óptico son bajos lo que permite el uso de señales de modulación de menor frecuencia. Esto reduce notablemente los costos.

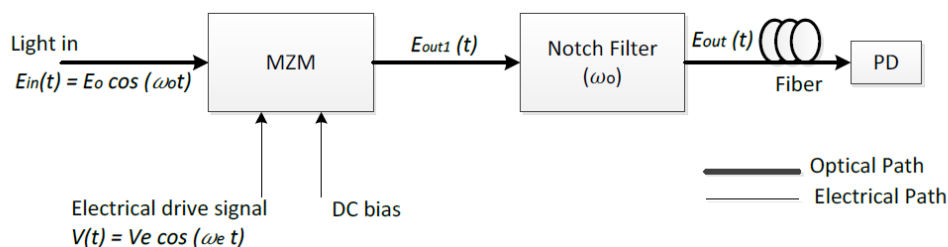


Figura 7. Diagrama del sistema de generación de la señal de microondas/milimétrica.

Tal como se muestra en la figura 7, al MZM se aplica una señal eléctrica de modulación así como también una tensión de polarización. El valor de la tensión polarización se elige de tal manera que permite suprimir las bandas laterales de orden impar; así, a la salida del filtro de hendidura (notch) se obtienen bandas laterales de segundo orden y cuando estas inciden en el fotodetector se genera una señal de batido de cuatro veces la frecuencia de la señal de modulación.

El campo a la salida del MZM se puede expresar como:

$$E_{out1} = E_0 \cos \left[\frac{\phi(V(t))}{2} \right] \cos(\omega_0 t) \quad (1)$$

Donde E_0 es la amplitud del campo eléctrico, ω_0 es la frecuencia angular de la portadora óptica de entrada, $V(t)$ tensión de la señal de la señal de modulación aplicada y $\phi(V(t))$ es la diferencia de fase causada por $V(t)$ entre los dos brazos del MZM. Si el MZM es modulado por una señal sinusoidal y polarizado con una señal DC constante, $\phi(V(t))$ se puede expresar como:

$$\phi(V(t)) = \phi_0 + \frac{\pi}{V_\pi} V_e \cos(\omega_e t) \quad (2)$$

Donde ϕ_0 es el desplazamiento de fase constante determinado por la tensión de polarización, V_π es la tensión de media onda de alta frecuencia, V_e es la amplitud de la señal de modulación y ω_e es la frecuencia angular de la señal de modulación. Sustituyendo (2) en (1) tenemos:

$$\begin{aligned} E_{out1} = E_0 \cos \left[\frac{\phi_0}{2} \right] J_0(\beta) \cos(\omega_0 t) \\ + E_0 \cos \left[\frac{\phi_0}{2} \right] \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\beta) [\cos(\omega_0 t - 2n\omega_e t + n\pi) + \cos(\omega_0 t - 2n\omega_e t - n\pi)] \right\} \\ - E_0 \sin \left[\frac{\phi_0}{2} \right] \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}(\beta) \left[\sin(\omega_0 t - (2n-1)\omega_e t + n\pi - \frac{\pi}{2}) \right. \right. \\ \left. \left. - \sin(\omega_0 t + (2n-1)\omega_e t - n\pi \pm \frac{\pi}{2}) \right] \right\} \quad (3) \end{aligned}$$

Donde J_n es la función de Bessel de primer tipo de orden n y $\beta = \left(\frac{V_e}{V_\pi} \right) \left(\frac{\pi}{2} \right)$ es el índice de modulación.

Cuando al MZM se le aplica una señal de modulación con una potencia adecuada, se obtiene un gran valor de β . En este caso, de (3) se puede observar que la potencia de la señal de entrada se distribuye entre las bandas laterales ópticas de primer, segundo y tercer orden de manera que los valores de sus amplitudes viene gobernadas por la variación de las funciones de Bessel de primera especie y orden 1, 2 y 3 parametrizadas por β y ϕ_0 . Al alimentar todas estas bandas laterales ópticas al foto detector se generaran armónicos de la señal de modulación eléctrica. Desde el punto de vista de la obtención armónicos eléctricos de alto orden maximizando su eficiencia de conversión, los parámetros β y ϕ_0 pueden ser optimizados, por ejemplo, se sintoniza para suprimir bandas laterales ópticas de orden impar, haciendo que la potencia de todas sus bandas de orden impar sea transferida a las de orden par.

Por otra parte, si la señal de modulación se aplica al MZM con un nivel de potencia más bajo, se generará bandas laterales hasta las de segundo orden siendo la amplitud de las de primer orden lo bastante

despreciable para ser ignoradas, pero la portadora óptica representada por J_0 en (3) será parte del espectro. De esta manera, la señal óptica puede ser aproximada como:

$$E_{out1} \cong E_0 J_0(\beta) \cos(\omega_0 t) - E_0 J_2(\beta) \cos(\omega_0 t - 2\omega_e t) - E_0 J_2(\beta) \cos(\omega_0 t + t) \quad (4)$$

Al alimentar esta señal al fotodetector, se genera una fuerte señal eléctrica doblada en frecuencia y una débil señal eléctrica cuadruplicada en frecuencia. Sin embargo cuando esta señal óptica compuesta de dos bandas laterales de segundo orden y una portadora óptica es transmitida sobre un tramo largo de fibra óptica, la señal eléctrica doblada en frecuencia sufrirá una penalización en potencia introducida por la dispersión cromática, lo que limita sus aplicaciones. Adicionalmente la presencia de la señal eléctrica duplicada en frecuencia causara interferencia a la señal eléctrica cuadruplicada en frecuencia en una aplicación de un sistema de banda ancha. Para eliminar la señal eléctrica doblada en frecuencia, se hace uso de un filtro de corte configurado para eliminar la portadora óptica. En este caso el campo eléctrico a la salida del filtro es:

$$E_{out1} \cong E_0 J_2(\beta) [\cos(\omega_0 t - 2\omega_e t) + \cos(\omega_0 t + 2\omega_e t)] \quad (5)$$

Por lo tanto solo habrá dos bandas laterales ópticas separadas cuatro veces la frecuencia de la señal de modulación presente. Aplicando esta señal óptica al fotodetector, se generará una señal eléctrica de cuatro veces la frecuencia de la señal de modulación. La tensión de la señal eléctrica generada, puede escribirse como:

$$V_{out}(t) = C J_2^2(\beta) \cos(4\omega_e t) \quad (6)$$

donde C es una constante relacionada con la responsividad del filtro. La ecuación (6) muestra que la amplitud de la señal eléctrica generada puede ser maximizada mediante la optimización del valor de $J_2(\beta)$.

Supresión de armónicos eléctricos:

Asumiendo que las bandas laterales ópticas de orden impar generadas por la modulación del MZM pueden ser suprimidas mediante la elección de una tensión de polarización apropiada y que la atenuación del filtro de hendidura sintonizado en la frecuencia de la portadora es de α dB, de (3), la señal óptica en la salida del filtro puede ser descrita como:

$$E_{out}(t) = E_0 k J_0(\beta) \cos(\omega_0 t) + E_0 \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\beta) [\cos(\omega_0 t - 2\omega_e t + n\pi) + \cos(\omega_0 t + 2\omega_e t - n\pi)] \right\} \quad (7)$$

Donde k es el factor de atenuación del campo eléctrico óptico que está relacionado por $\alpha = -20 \log_{10} k$. Usualmente, para un MZM el índice de modulación máximo es 2. Cuando $0 \leq \beta \leq 2$, la función de Bessel J_{2n} para $n \geq 1$ se incrementa monótonamente con respecto a β y se decreta monótonamente con respecto a la función de Bessel de orden n . Ello permite ignorar las bandas laterales ópticas con un coeficiente de Bessel mayor que $J_4(\beta)$, por lo tanto (7) puede simplificarse como:

$$E_{out}(t) = E_0 k J_0(\beta) \cos(\omega_0 t) - E_0 J_2(\beta) \cos(\omega_0 t - 2\omega_e t) - E_0 J_2(\beta) \cos(\omega_0 t + 2\omega_e t) + E_0 J_4(\beta) \cos(\omega_0 t - 4\omega_e t) - E_0 J_4(\beta) \cos(\omega_0 t + 4\omega_e t) \quad (8)$$

La ecuación (8) muestra que la señal óptica consta de una portadora óptica atenuada y cuatro bandas laterales ópticas, tal como se muestra en figura 8

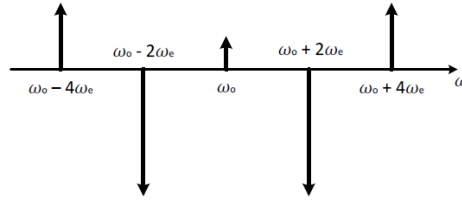


Figura. 8. Espectro en la salida del filtro de corte.

La dirección de las componentes muestra su fase inicial con respecto a la fase de la portadora óptica antes de la transmisión. Cuando la portadora óptica es transmitida a través de una fibra monomodo, la dispersión cromática de la fibra causará un desplazamiento de fase extra para cada banda lateral óptica comparada con la portadora óptica. Así, al desarrollar la constante de propagación $\beta(\omega)$ de la fibra para cada banda lateral óptica mediante la serie de Taylor alrededor de la frecuencia angular de la portadora óptica, tenemos:

$$\beta(\omega_0 \pm 2n\omega_e) = \beta(\omega_0) + \beta'(\omega_0)(\pm 2n\omega_e) + \frac{1}{2} \beta''(\omega_0)(\pm 2n\omega_e)^2 + \dots \quad (9)$$

donde $\beta'(\omega_0)$ y $\beta''(\omega_0)$ son la primera y segunda derivada de la constante de propagación $\beta(\omega)$ respectivamente. El efecto de dispersión de orden superior al primero se ignora para la banda de 1550 nm en fibras monomodo y $\beta''(\omega_0)$ puede ser expresado a través del parámetro de la dispersión cromática.

$$\beta''(\omega_0) = -\frac{c}{2\pi f_0^2} D \quad (10)$$

donde c es la velocidad de la luz y f_0 es la frecuencia de la portadora óptica. El campo eléctrico que representa a la señal óptica en el final de la transmisión sobre una fibra monomodo de longitud L puede ser obtenido mediante la adición de un retardo de fase en la transmisión $\beta(\omega_0 \pm 2n\omega_e)L$ para la correspondiente banda lateral óptica mostrada en (8). Al aplicar esta señal óptica al fotodetector serán generados armónicos eléctricos. La tensión de salida de la señal eléctrica de alta frecuencia a la salida del fotodetector es:

$$\begin{aligned} V_{out} \propto & -2E_0^2 \left\{ kJ_0(\beta)J_2(\beta) \cos \left[4\pi cDL \left(\frac{f_e}{f_0} \right)^2 \right] \right. \\ & + J_2(\beta)J_4(\beta) \cos \left[12\pi cDL \left(\frac{f_e}{f_0} \right)^2 \right] \left. \right\} \cos[2\omega_e t - 2\omega_e \beta'(\omega_0)L] \\ & + E_0^2 \left\{ J_2^2(\beta) + 2kJ_0(\beta)J_4(\beta) \cos \left[16\pi cDL \left(\frac{f_e}{f_0} \right)^2 \right] \right\} \cos[4\omega_e t - 4\omega_e \beta'(\omega_0)L] \\ & - 2E_0^2 \left\{ J_2(\beta)J_4(\beta) \cos \left[12\pi cDL \left(\frac{f_e}{f_0} \right)^2 \right] \right\} \cos[6\omega_e t - 6\omega_e \beta'(\omega_0)L] \end{aligned} \quad (11)$$

donde f_e es la frecuencia de la señal eléctrica de modulación. El espectro de la señal eléctrica generada por (11) se muestra en la Fig. 2.3

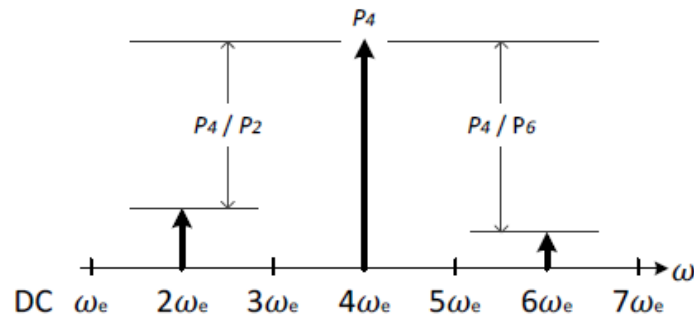


Figura 9. Espectro a la salida del fotodetector.

De (11), la potencia de RF del armónico eléctrico de cuarto orden puede expresarse como [10]:

$$P_4 = \frac{E_0^4}{2} \left\{ J_2^2(\beta) + 2kJ_0(\beta)J_4(\beta)\cos \left[16\pi cDL \left(\frac{f_e}{f_0} \right)^2 \right] \right\}^2 R_{out} \quad (12)$$

Y las potencias de los armónicos de segundo y sexto orden P_2 y P_4 como:

$$P_2 = 2E_0^4 \left\{ kJ_0(\beta)J_2(\beta)\cos \left[4\pi cDL \left(\frac{f_e}{f_0} \right)^2 \right] + J_2(\beta)J_4(\beta)\cos \left[12\pi cDL \left(\frac{f_e}{f_0} \right)^2 \right] \right\}^2 R_{out} \quad (13)$$

$$P_4 = 2E_0^4 \left\{ J_2(\beta)J_4(\beta)\cos \left[12\pi cDL \left(\frac{f_e}{f_0} \right)^2 \right] \right\}^2 R_{out} \quad (14)$$

Donde R_{out} es la resistencia de salida.

Modulación de Fase:

Otro método comúnmente utilizado para generar señales de microondas/milimétricas continuamente sintonizables en un gran ancho de banda es usando con modulación de fase y un filtro de hendidura fijado a una frecuencia. Al igual que en método anterior, se basa en las no linealidades inherentes de la respuesta de modulación en fase, y como resultado se puede generar de manera óptica señales eléctricas de alta frecuencia con señales de modulación de baja frecuencia, doblando o cuadruplicando la frecuencia sin un ajuste de la tensión de polarización.

Para explicar su funcionamiento, se basa en la siguiente figura 10.

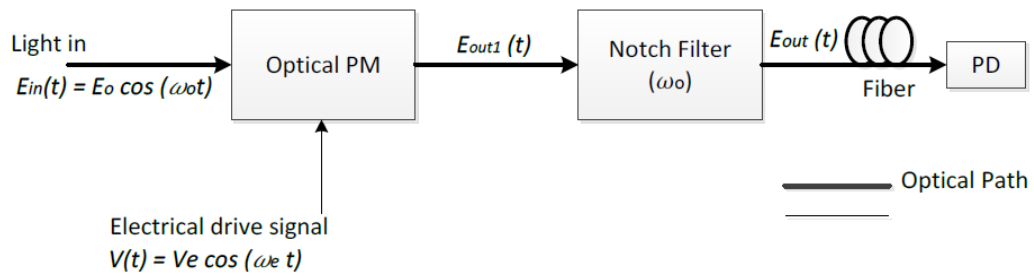


Figura 10. Diagrama del sistema de generación de la señal de microondas/milimétrica.

La forma de onda a la salida del modulador de fase $E_{out1}(t)$ modulado por una señal sinusoidal eléctrica pura viene dada por:

$$E_{out1}(t) = E_0 \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \cos\left[(\omega_0 + n\omega_e)t + n\frac{\pi}{2}\right] \quad (15)$$

Donde E_0 es la amplitud de la portadora óptica, ω_0 es la frecuencia angular de la portadora óptica, ω_e es la frecuencia angular de la señal de modulación, $J_n(\beta)$ son las funciones de Bessel de primera especie y orden n , $\beta = \left(\frac{V_e}{V_\pi}\right)\pi$ está relacionado con el índice de modulación, V_π es la tensión de media onda y V_e es la amplitud de la señal de modulación eléctrica.

La ecuación (15) muestra que la potencia de la portadora óptica de entrada se distribuye sobre las bandas laterales de primero, segundo, tercer orden y superior. La distribución de amplitud de las banda laterales es gobernada por la variación de la función de Bessel parametrizada por β .

Al pasar esta señal por medio de un filtro que eliminara la señal portadora óptica, el campo eléctrico a la salida del filtro puede ser expresado por:

$$E_{out}(t) = E_0 \left\{ \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \cos\left[(\omega_0 + n\omega_e)t + n\frac{\pi}{2}\right] - J_0(\beta) \cos(\omega_0 t) \right\} \quad (16)$$

Si se obtiene el espectro a la salida del filtro de hendidura, se puede ver que consiste de una serie de impulsos, cada uno con su amplitud y fase tal como se muestra en la figura. 11. Aquí, el desplazamiento de fase adicional de $\frac{\pi}{2}$ entre cada impulso no se muestra.

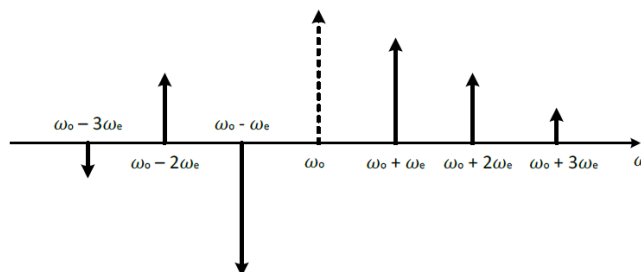


Figura 11. Espectro a la salida del filtro de corte.

Donde la línea punteada representa la supresión de portadora. Cuando estas bandas laterales ópticas son alimentadas a un fotodetector, se generan señales eléctricas de alta frecuencia cuya tensión se puede expresar como:

$$V_{out}(t) = C \left\{ \frac{1}{2} - \frac{1}{2} [J_0(\beta)]^2 - 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\beta) J_0(\beta) \cos \left[2n \left(\omega_e t + \frac{\pi}{2} \right) \right] \right\} \quad (17)$$

donde se ha hecho uso de la propiedad de las funciones de Bessel $J_{-n}(\beta) = (-1)^n J_n(\beta)$ tomado en consideración el limitado ancho de banda del circuito receptor. Analizando cada término de (17), los dos primeros términos $\frac{C}{2}$ y $\frac{C}{2} [J_0(\beta)]^2$ son la componente DC mientras que el tercer de la ecuación (17), representa un infinito número de armónicos eléctricos de orden par de la señal de modulación con la magnitud pico de cada armónico disminuyendo según la distribución de las funciones de Bessel.

Al ajustar la amplitud de la señal de modulación V_e , el índice de modulación β es configurado para que las bandas laterales ópticas hasta las de cuarto orden dominen la potencia óptica, como resultado, los armónicos de cuarto y segundo orden serán generados y armónicos superiores serán rechazados. El espectro de la señal eléctrica generada se muestra en el figura 12:

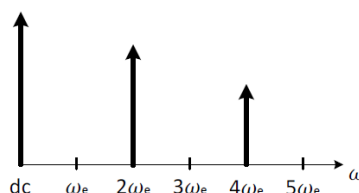


Figura 12. Espectro de la señal generada

Para maximizar la potencia de los armónicos de segundo y cuarto orden se puede ajustar β de (17), con esto se conseguirá maximizar los valores de $J_2(\beta)J_0(\beta)$ y $J_4(\beta)J_0(\beta)$.

Análisis de los efectos de transmisión:

- ✚ Una ventaja de la generación de señales eléctricas de alta frecuencia es la facilidad con la que pueden ser distribuidas usando fibra óptica, sin pérdidas significativas en grandes distancias que usando cables o guías de onda eléctrica. Sin embargo sobre muchas decenas de kilómetros de fibra estándar monomodo, la atenuación de la fibra, la dispersión cromática y variaciones de las perturbaciones de polarización pueden afectar la calidad de la señal generada. Con el fin de contrarrestar estos efectos se plantean las siguientes soluciones:
- ✚ Atenuación de la fibra: La atenuación de la fibra puede ser fácilmente compensada con el uso de amplificadores EDFA.
- ✚ Perturbaciones en la polarización: Las variaciones de las perturbaciones de polarización no afectan a las señales generadas por heterodinación óptica demasiado como en sistemas de comunicaciones ópticos coherentes, donde el estado de polarización de la portadora óptica es necesario para seguir el estado de la polarización de la señal de entrada. En este método la portadora óptica y las bandas laterales usadas para crear la portadora eléctrica son enviadas juntas. Como resultado es más

probable que los estados de polarización de todas las componentes de la señal óptica cambiaran de manera similar mientras se propaga por la fibra.

- ✚ **Dispersión cromática:** Aunque la dispersión cromática de la fibra estándar SMF es considerable $D = 17ps/Km * nm$, tiene que ser tomada en cuenta cuando se analiza la calidad de una señal eléctrica generada después de que las bandas laterales ópticas han viajado a lo largo de una porción de fibra. Un aspecto clave es que los armónicos eléctricos de orden impar aún tienen que ser cancelados. Para mantener la cancelación, las bandas laterales ópticas en el lugar remoto deben conservar la misma amplitud y relación de fase que existió antes de la transmisión por la fibra. Sin embargo, efectos acumulativos de dispersión cromática de la fibra alteraran estas relaciones, los que resulta eventualmente en una pobre cancelación de los armónicos de primer y tercer orden, y en algunos casos una penalización de potencia para los armónicos de segundo y cuarto orden.

Dentro del estado del arte y [8] se hace un análisis matemático de cada una de las soluciones que se mencionaron anteriormente.

Figuras de Merito:

Las figuras de mérito (FOM) para un enlace de comunicaciones tales como ganancia de enlace (G_{RF}) de radiofrecuencia (RF), la figura de ruido (NF) y el rango dinámico libre de espurios (SDRF) permiten evaluar el rendimiento del sistema [13]. A continuación se presentan los conceptos básicos de dichas figuras de mérito.

Ganancia de Radiofrecuencia:

Una figura de mérito que evalúa el rendimiento de los sistemas es la ganancia RF extremo-extremo lineal (o pérdidas) que se define como la razón de la potencia RF entregada a la carga en la salida del fotodetector $P_{RF,out}$, a la potencia de entrada RF disponible $P_{RF,in}$, entregada al dispositivo modulador [14]. En [13], se considera replantear la ganancia de radiofrecuencia ya que en la entrada se tiene la señal de modulación cuya frecuencia es ω_e y a la salida se obtiene una señal a frecuencia $4\omega_e$. Para ello se plantea de idea de tener una red óptica de dos accesos tal como se muestra en la figura 13..

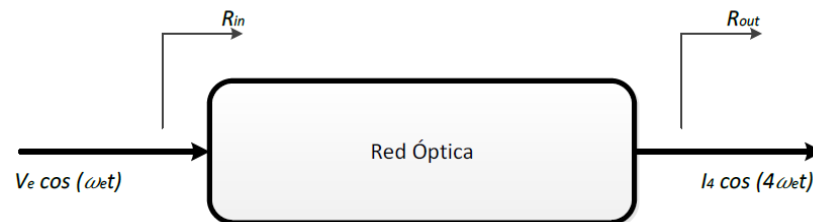


Figura 13. Ganancia de radiofrecuencia.

Así se tiene que:

$$G_{RF} = \frac{P_{RF,out}(4\Omega)}{P_{RF,in}(\Omega)} \quad (29)$$

Donde:

$$\begin{aligned}
 P_{RF,out}(4\omega_e) &= \frac{4}{T} \int_0^{T/4} I_4^2 \cos^2(4\omega_e t) dt R_{out} \\
 P_{RF,in}(\omega_e) &= \frac{1}{T} \int_0^T V_e^2 \cos^2(\omega_e t) dt \frac{1}{R_{in}} \\
 G_{RF} &= \frac{\frac{4}{T} \int_0^{T/4} I_4^2 \cos^2(4\omega_e t) dt R_{out}}{\frac{1}{T} \int_0^T V_e^2 \cos^2(\omega_e t) dt \frac{1}{R_{in}}} \quad (30)
 \end{aligned}$$

En (30), V_e es la amplitud de la tensión de la señal aplicada al modulador externo, I_4 es la intensidad de corriente de armónico deseado, R_{out} es la resistencia de salida y R_{in} es la resistencia de entrada.

Figura de Ruido:

Al igual que en la ganancia de radiofrecuencia, la evaluación de la degradación experimentada por la señal de microondas/milimétrica a $4\omega_e$ debido a la existencia de fuentes de ruido será descrita mediante la evaluación del parámetro de figura de ruido (N/F) [14], dada por:

$$NF = \frac{\frac{S_{in}}{N_{in}}(\omega_e)}{\frac{S_{out}}{N_{out}}(4\omega_e)} \quad (31)$$

Donde $\frac{S_{in}}{N_{in}}$ es la relación señal a ruido en la entrada y $\frac{S_{out}}{N_{out}}$ es la relación señal a ruido en la salida.

Para el sistema planteado en [8], para la generación y transporte de señales de microondas/milimétricas se acotará el análisis dado en [13] donde plantea la suposición de que el EDFA opera en alta compresión. La alta compresión del EDFA permite alcanzar rendimientos cerca del límite fundamental del ruido shot pudiendo mejorar el rendimiento cerca del límite de este ruido, aun con una gran figura de ruido, así como también aumenta simultáneamente el rango dinámico libre de espurios, la compensación dinámica del rango, ganancia RF y disminuir la figura de ruido respecto a un enlace no amplificado [13]. Siguiendo este concepto para determinar NF, se asume una señal de entrada limitada térmicamente tal que:

$$\begin{aligned}
 NF &= \frac{S_{in} S_{out}}{N_{in} N_{out}} \\
 NF &= \frac{N_{out}}{G_{RF} k_B T} \quad (32)
 \end{aligned}$$

Siendo, G_{RF} la ganancia de radiofrecuencia, N_{out} la densidad espectral total del ruido a la salida dependiente de la frecuencia, $N_{in} = k_B T$ con k_B que es la constante de Boltzmann's y T la temperatura en grados kelvin. Tomando en cuenta la definición de RIN_{out} [13]:

$$RIN_{out} = \frac{N_{out}}{I_4^2 R_{out}}$$

Donde I_4^2 representa la fotocorriente DC del armónico de orden cuatro y R_{out} la resistencia de salida [14]. Reemplazando (33) en (32) obtenemos la expresión de la dada por::

$$NF = \frac{RIN_{out}(I_4^2 R_{out})}{G_{RF} k_B T}$$

en donde G_{RF} es la ganancia del enlace definida anteriormente y RIN_{out} se define como las contribuciones de los ruidos térmicos de entrada y salida, el ruido shot y los ruidos producidos por los batidos entre el ruido ASE-ASE y señal ASE producido por la amplificación quedando:

$$RIN_{out} = RIN_{i,th} + RIN_{o,th} + RIN_{shot} + RIN_{laser} + RIN_{sig-sp} + RIN_{sp-sp}$$

Una descripción más detallada de la ecuación anterior se expone en [8] y [13], en donde se indica cómo se calcula cada termino y en función de que parámetros del enlace óptico.

Otro parámetro de vital importancia en la evaluación del rendimiento de enlaces ópticos analógicos es el margen dinámico y su evaluación se realiza mediante la figura de mérito común, el margen dinámico libre de espurios (*SFDR*), ampliamente usado para caracterizar la linealidad y las características del ruido de dispositivos de microondas, conversores analógicos-digitales y dispositivos ópticos tales como diodos laser y moduladores externos. El *SDRF* se define como la relación entre el ruido de portadora cuando el suelo de ruido en el ancho de banda de la señal es igual a la potencia de un producto de intermodulación dado [14].

Generación de la señal usando el transceptor óptico:

La estructura más simple de una BS se puede implementar con la colocación de un transreceptor óptico como el de electroabsorción (EAT), el cual funciona con el mismo principio antes mencionado para el modulador de electroabsorción, y desempeña la función de un conversor óptico-eléctrico (O/E) para la bajada de señal y de un conversor electro-óptico (E/O) para la subida de la señal, y hace ambos al mismo tiempo. Así, dos longitudes de onda son transmitidas sobre una fibra óptica de CS a BS. Una para la transmisión de bajada, la cual es modulada por la señal de datos, mientras que la longitud de onda para la subida no es modulada. Esta última llega a modularse por la señal de datos de subida en la BS y regresa a la CS. Entonces la función que puede desempeñar un EAT es doble, por un lado como fotodiodo para la trayectoria de datos y por otro como modulador provee la trayectoria de retorno de los datos, y sin la necesidad de un láser en la BS. Una desventaja es que sufre del problema de dispersión cromática. Hay que notar que siempre serán necesarias dos longitudes de onda para los enlaces de subida y bajada, y así es posible la operación full-dúplex [17].

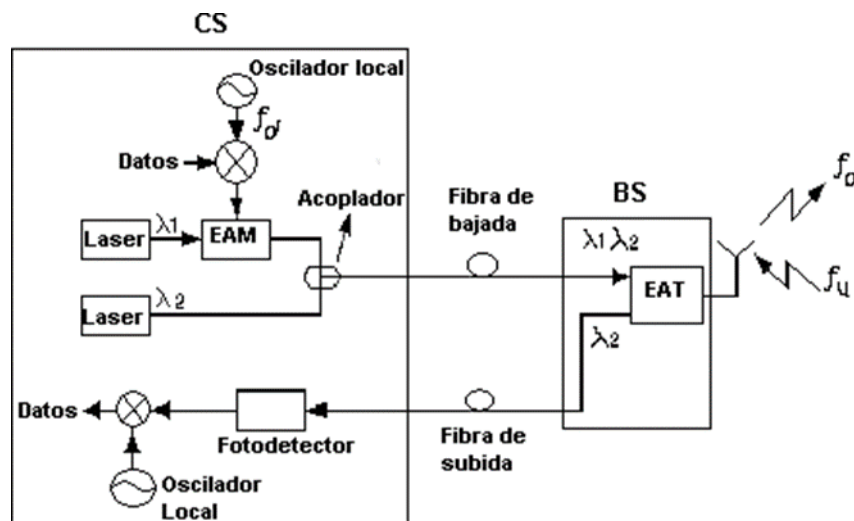


Figura 14. Transceptor de electroabsorción.

Usado conversiones de frecuencia:

En esta técnica se transporta una señal en la banda de frecuencia intermedia (IF) en vez de la banda RF. El transporte de la señal óptica en esta banda está casi libre de dispersión cromática. Sin embargo, la conversión eléctrica entre bandas requiere de mezcladores de frecuencia y un oscilador de ondas milimétricas, resultando en costo adicional a la BS. Otra ventaja de esta técnica es el hecho de que ocupa un pequeño ancho de banda, lo cual es especialmente benéfico cuando el sistema es combinado con DWDM.

- **Configuraciones del enlace RoF:** La configuración del enlace es la forma de armar la parte correspondiente a la transmisión y recepción de la señal saliente y en este caso dependerá de la clase de bandas de frecuencia utilizadas, esto para tener una mayor eficiencia. Se basa en el tipo de banda de frecuencia que será transmitida sobre la fibra óptica (en banda base, frecuencia intermedia o radio frecuencia). Primero veamos un esquema básico para la banda RF donde se asume que la BS tiene su propia fuente de luz para propósitos explicativos, ya que -como veremos- podría configurarse sin la necesidad de esta fuente para la transmisión de subida. También observamos que la BS no tiene equipo de modulación o demodulación, ni para éste ni para ninguna de las configuraciones, esto lo concentra la CS.

Para la transmisión de bajada de CS hacia las BS, la señal de información proveniente de cualquier lugar, la red pública, Internet u otra CS es introducida al módem de la CS. La señal que proviene de cualquiera de las tres bandas se usa para modular la señal óptica del láser. En el caso de RF si la señal es de frecuencia baja dentro de la banda es posible modular con ésta directamente el láser. En cambio sí es una señal de frecuencia alta dentro de la banda, es necesario utilizar moduladores ópticos externos (EOM), como lo son los de electroabsorción. La señal óptica modulada es transmitida hacia las BS por la fibra óptica. Ya en el punto de la CS la señal, de la banda que sea, es recuperada detectando la señal óptica modulada con un simple fotodetector. Esta señal que se recuperó necesita ser reconvertida a la banda RF (si es que llegó en banda base o frecuencia intermedia), y se transmitirá a los móviles con la antena de la BS.

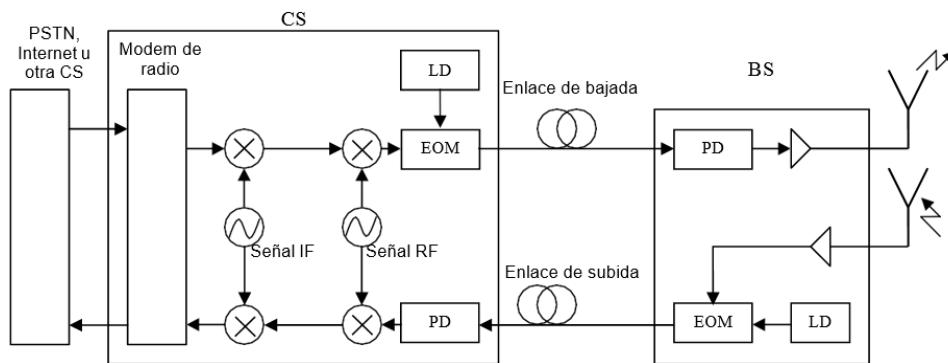


Figura 15. Configuración con EOM, modulando una señal en RF

En la figura 15 se puede observar que la señal modulada es generada en la CS en RF y es directamente transmitida a las BS por el EOM. A esta configuración se le puede llamar puramente de radiofrecuencia sobre fibra óptica sin ninguna otra acotación. Luego, en cada BS se recupera la señal modulada al usar un fotodetector que obtenga la señal original de la señal óptica modulada, y así como la recupera la transmite directamente a los móviles vía la antena. Esta distribución de la señal tiene la gran ventaja de tener un diseño sumamente simple de BS. Sin embargo un punto en contra será que es susceptible a la dispersión cromática de la fibra lo que limita un tanto la distancia de transmisión.

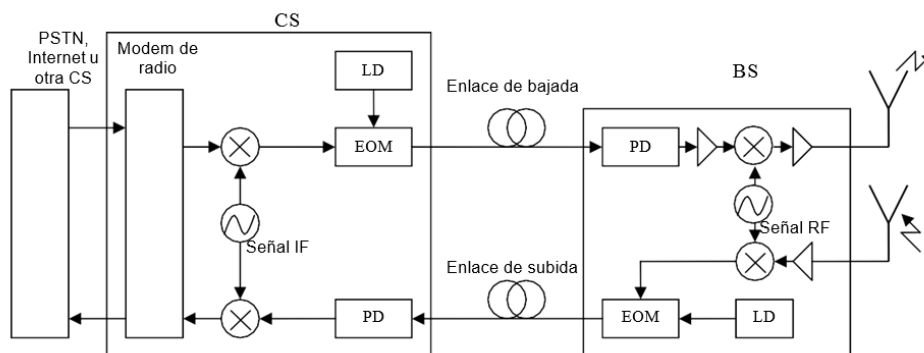


Figura 16. Configuración con EOM, modulando una señal en IF.

Por otro lado en la configuración mostrada en la figura 16, la señal modulada es generada en la CS frecuencia intermedia (IF) y transmitida a las BS por el EOM, así que esta configuración se llama de frecuencia intermedia sobre fibra óptica. Entonces aquí en cada BS la señal modulada se recupera de igual forma con el fotodetector y se debe convertir a RF, para poder enviar la señal a los móviles vía la antena. Lo que cambia en este esquema es que la dispersión cromática aparecida en la configuración anterior se ve disminuida, pero necesita de ciertos elementos físicos electrónicos en las estaciones base tal como un oscilador local para lograr la reconversión de IF a RF.

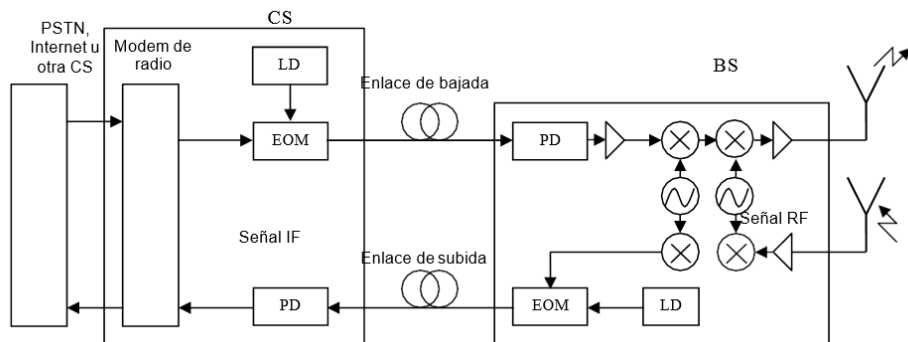


Figura 17. Configuración con EOM, modulando una señal en banda base

La configuración mostrada en la figura 17, que claro es muy similar a las dos anteriores, tiene de nuevo un cambio respecto a la señal modulada que arroja la CS. Esto es que es transmitida por el EOM en una frecuencia en banda base. Entonces en el lado de las BS la señal modulada se recupera con el fotodetector y debe ser convertida a RF ya sea pasando por IF o directamente, y ya podrá ser transmitida a los móviles. En esta transmisión en banda base los efectos de la dispersión cromática ni siquiera se notan, pero la configuración en la BS es la más compleja pues al no existir una subportadora de frecuencia, no hay otra alternativa que recurrir a multicanalización por división de tiempo y por división de código.

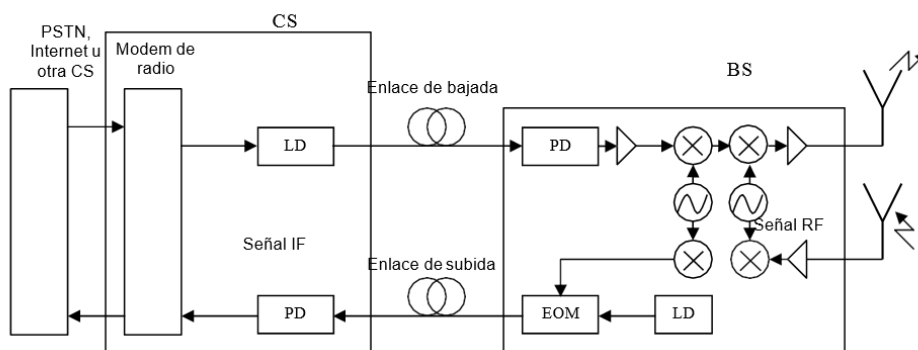


Figura 18 Configuración con modulación directa en banda base.

Para este último caso de análisis de la figura 18, la señal modulada es generada por la CS en banda base o IF y es transmitida a las BSs realizando una modulación directa del láser. Después, en cada BS la señal modulada se recupera detectando la señal óptica modulada con el fotodetector, y es reconvertida a la banda RF, y así transmitida a los móviles. Esto es práctico para frecuencias relativamente bajas, digamos menores a 10 GHz [17].

Cuando se reduce la banda de frecuencia usada para generar la señal modulada, el ancho de banda requerido para ésta modulación óptica se reduce en gran manera. Esto puede llegar a ser importante cuando la tecnología llaga a ser combinada con multicanalización por división de longitud de onda densa (DWDM). Pero el hacer esto incrementa la cantidad de equipo en las BS por la necesidad de conversión a RF. Por otro lado al usar la transmisión con subportadora de RF, la configuración en las BSs se simplifica sólo cuando se utiliza un modulador óptico externo para ondas milimétricas como convertor eléctrico-óptico y del otro lado un fotodetector de alta frecuencia como convertor óptico-eléctrico.

Aún sin revisar está el caso de la transmisión inversa, que será ya más fácil comprender. Ocurre que la señal de subida de un móvil hasta la CS desempeña el proceso en forma revertida. Digamos para la configuración en RF, la señal llega del móvil a su correspondiente BS y esta señal sin proceso alguno es amplificada y transmitida a la CS modulando una señal óptica de un láser usando el EOM. Para los demás casos se agrega el proceso de conversión a la banda de frecuencia en la que se encuentra su enlace y el envío con el EOM o para la última configuración modulando directamente el láser.

Comparación entre técnicas de generación y transporte:

La tabla 1 muestra las ventajas y desventajas de las técnicas de generación y transporte.

Tabla 1. Ventajas y desventajas de técnicas de generación y transporte

TÉCNICA	VENTAJAS	DESVENTAJAS
Heterodino Óptico	Capacidad de modulación completa	Fuente de luz complicada
	Libre de efectos de dispersión	
	No necesita	
Modulación Externa	Configuración simple	Alta pérdida por inserción
	Usa láser DFB	Respuesta no lineal
		En altas frecuencias necesita un EAM
Conversión de frecuencias hacia arriba y hacia abajo	Modulación directa en IF	Usa oscilador de ondas milimétricas
	Libre de efectos de dispersión	En altas frecuencias necesita un EAM
Transceptor Óptico	Sirve como modulador y foto detector	En altas frecuencias necesita un EAM
		Para distribución usa WDM

ANEXO B – DEGRADACIONES ÓPTICAS

PARTE 1: DIAFONÍA ÓPTICA

Es una perturbación causada por el campo eléctrico o magnético en una comunicación de una señal que afecta a otra señal en un circuito adyacente, produciendo una señal resultante la cual es la suma de la señal transmitida y otra señal externa atenuada que aparece de fondo. Por ejemplo, en una conversación telefónica, este fenómeno se experimenta como una segunda conversación que se escucha de fondo y está mezclada con la señal original.

Sin embargo, dentro del contexto óptico la diafonía se presenta de forma diferente debido a que las señales son transmitidas por medio de luz, por tanto, en sistemas WDM dicho fenómeno se manifiesta como la perturbación que puede ocasionar interferencia entre una longitud de onda frente a otra, dependiendo de la separación que exista entre ellas (interferencia de los canales).

En el suplemento 39 a las Recs UIT-T de la serie G “Consideraciones sobre Diseño e Ingeniería de Sistemas Ópticos” [61] se usan unas expresiones particulares con el fin de puntualizar los efectos de la diafonía óptica, de acuerdo con la tabla B.1.1.

Tabla B.1.1. Expresiones utilizadas. [Fuente: Suplemento 39 a las Recs. UIT-T de la serie G].

Parámetro [unidad]	Símbolo utilizado	Se define en la Rec. UIT-T	Definición
Parámetros del Sistema			
Penalización de Diafonía entre Canales [dB]	<i>PC</i>	–	Penalización asignada en el balance del sistema, correspondiente a la diafonía entre canales.
Penalización de Diafonía Interferométrica [dB]	<i>PI</i>	–	Penalización asignada en el balance del sistema, correspondiente a la diafonía interferométrica.
Diferencia de potencia del Canal [dB]	<i>d</i>	G.959.1	Máxima diferencia de potencia admisible entre los canales que llegan a un dispositivo.
Tasa de Extinción (lineal en este contexto)	<i>r</i>	G.691	Relación de la potencia en el centro de un uno a la potencia en el centro de un cero.
Penalización de cierre del Ojo [dB]	<i>E</i>		Penalización de sensibilidad del receptor debida a todos los efectos del cierre del ojo. Esto incluye la penalización de cierre del ojo del transmisor y de la dispersión cromática.
Parámetros de los Componentes			
Atenuación de Inserción [dB]	<i>IL</i>	G.671	Reducción de potencia entre el puerto de entrada y el de salida, a la longitud de onda del canal deseado.
Aislamiento Unidireccional [dB]	<i>I</i>	G.671	Diferencia entre la atenuación del dispositivo a la longitud de onda del canal perturbador y la atenuación a la longitud de onda del canal deseado.

Aislamiento de Canal Adyacente [dB]	IA	G.671	Aislamiento del dispositivo a la longitud de onda de un canal por encima y a la de uno por debajo del canal deseado.
Aislamiento de Canal no Adyacente [dB]	INA	G.671 (en estudio)	Aislamiento del dispositivo a las longitudes de onda de todos los canales perturbadores excepto de los canales adyacentes.

A continuación se mencionan los dos tipos de diafonía óptica: *Diafonía entre Canales*, y *Diafonía Interferométrica o Diafonía Intracanal*.

1.1. Diafonía entre Canales [61]

Se llama diafonía entre canales (C_C) a la perturbación que ejercen los canales adyacentes sobre el canal deseado, en otras palabras, según [61], “es la relación de la potencia total en los canales perturbadores a la del canal deseado”, aclarando que las longitudes de onda de los canales deseado y adyacentes son diferentes.

Como se muestra en la figura A.1.1, la diafonía entre canales se produce especialmente debido a la demultiplexación anómala de una señal de transmisión multicanal en sus canales individuales, previamente a la transferencia hacia un conjunto de receptores monocanal.

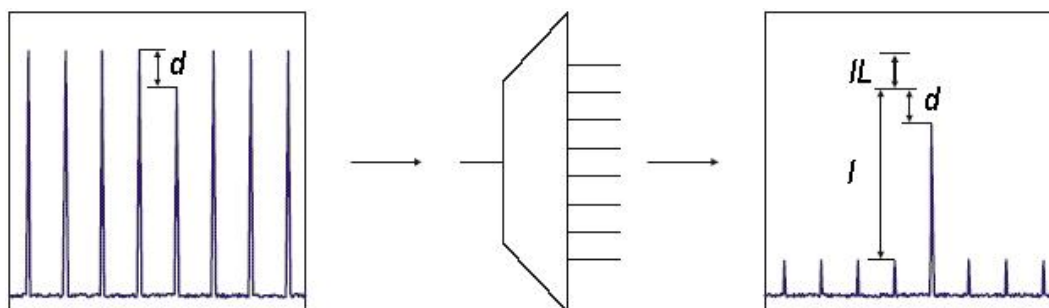


Figura B. 1.1. Ejemplo de un Demultiplexor sencillo.

[Fuente: Suplemento 39 a las Recs. UIT-T de la serie G].

El proceso más nocivo para un canal es cuando su potencia de transmisión se encuentra en el valor mínimo y el resto de los canales contiguos se encuentran en su máximo, como se observa en la figura A.1.1, existiendo un máximo permisible en esta diferencia que se representa por d (dB). Cabe notar que cuando los canales no deseados salen de los puertos de salida individual, se ven atenuados con respecto al canal deseado en una cantidad igual al aislamiento unidireccional (I); por esta razón, si la potencia con la que entran fuera la misma, el resultado a la salida sería óptimo teniendo un valor nulo para los canales no deseados.

El nivel máximo de diafonía óptica tolerable en un sistema óptico tratado, está regido por la penalización de diafonía entre canales (P_C), parámetro asignado en el balance del sistema. A partir de esta y de otros parámetros, se deben obtener las medidas de aislamiento del demultiplexor necesarias.

La diafonía entre canales se puede calcular por medio de la siguiente ecuación, donde K corresponde al número de canales:

$$C_c (dB) = d - I + 10 \log_{10}(k - 1) \quad (B.1.1)$$

En la realidad los demultiplexores brindan un mayor valor de aislamiento para los canales más cercanos (I_A) y menor para los canales no adyacentes (I_{NA}), como se indica en la figura B.1.2.

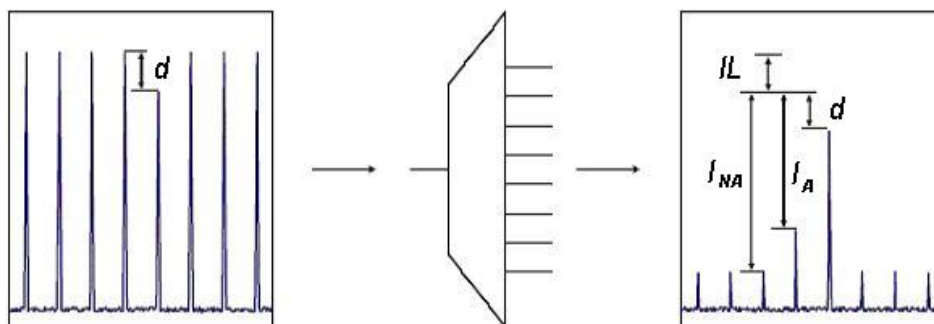


Figura B.1.2. Ejemplo más realista de un Demultiplexor.

[Fuente: Suplemento 39 a las Recs. UIT-T de la serie G].

Por consiguiente, la fórmula de la diafonía entre canales queda:

$$C_C (dB) = d + 10 \log_{10} \left(2 \times 10^{\frac{-I_A}{10}} + (k - 3) 10^{\frac{-I_{NA}}{10}} \right) \quad (B.1.2)$$

Es de notar que si en algún caso los valores de I_A y de I_{NA} son diferentes, existe la posibilidad de que la penalización de diafonía entre distintos canales (P_C) tengan igual valor C_C total.

Por otra parte, las curvas de penalización óptica inducida en función de la diafonía entre canales de un sistema real para varias hipótesis se muestran en la figura B.1.3. Cabe notar que dichas curvas se encuentran por debajo de la curva superior. Además, es importante resaltar que la P_C (penalidad de diafonía) también depende de las velocidades binarias relativas de las señales deseada e interferente y de los códigos de línea, ya sea No Retorno a Cero (NRZ, *Non Return to Zero*) o Retorno a cero (RZ, *Return to Zero*) y r hace referencia a la tasa de extinción lineal.

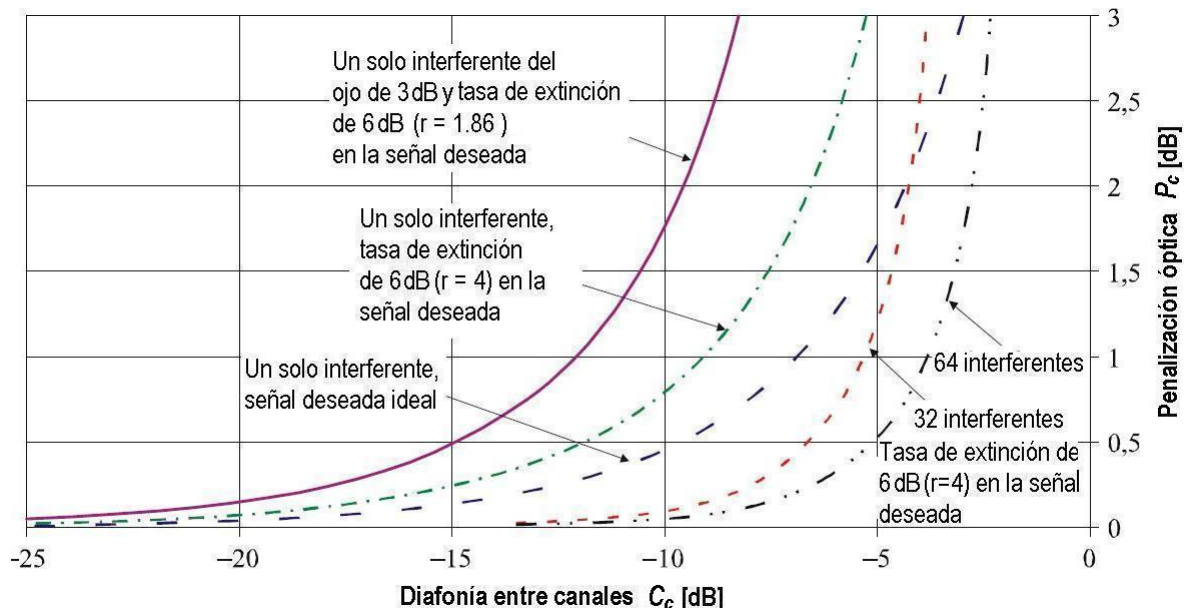


Figura B.1.3. Curvas de penalización óptica en función de la Diafonía entre Canales.

[Fuente: Suplemento 39 a las Recs. UIT-T de la serie G].

1.2. Diafonía Interferométrica o Intracanal [61]

En [61], se define diafonía interferométrica o intracanal (C_i) como: "La relación de la potencia perturbadora (sin incluir la ASE) a la potencia deseada en un solo canal (longitud de onda)".

La diafonía interferométrica se produce cuando el canal deseado y el canal perturbador están en las mismas longitudes de onda nominales, a diferencia de la diafonía entre canales (donde las longitudes de onda de los canales son diferentes). Este efecto se puede presentar en cuatro casos:

- Se presenta cuando se introduce una nueva longitud de onda a un OADM y aun no se ha eliminado en su totalidad la otra longitud de onda.
- Se da en caso de que un transmisor perturbe la longitud de onda a la cual trabaja otro canal debido a una utilización inadecuada de la potencia; esto se denomina diafonía del lado transmisor según la Rec. G.692.
- Cuando llegue luz a un receptor proveniente de más de una fibra, por falta de aislamiento de conmutación.
- Por interferencia multitrayecto, cuando la luz llega al receptor por diferentes caminos.

A manera de ejemplo, para el caso de un solo interferente, es posible modelar la diafonía interferométrica como si tuviera una función de densidad de probabilidad limitada.

Así, la penalización de esta diafonía para el umbral de decisión de potencia medio es:

$$P_I = 10 \log_{10} \left(\frac{\frac{r-1}{r+1}}{\frac{r-1}{r+1} + 10^{\frac{C_I}{10}} - 4 \sqrt{\frac{r}{r+1}} 10^{\frac{C_I}{10}}} \right) \text{dB} \quad (\text{B.1.3})$$

y la penalización de esta diafonía para el umbral de decisión optimizado es:

$$P_I = -10 \log_{10} \left(1 - 2 \left(\frac{(1 + \sqrt{r}) \sqrt{10^{\frac{C_I}{10}} (r+1)}}{r-1} \right) \right) \text{dB} \quad (\text{B.1.4})$$

Para (B.1.3) y (B.1.4), se tiene en cuenta el efecto de la tasa de extinción imperfecta.

La penalización de diafonía interferométrica para una señal deseada con una tasa de extinción de 6 dB, se indica en la figura B.1.4.

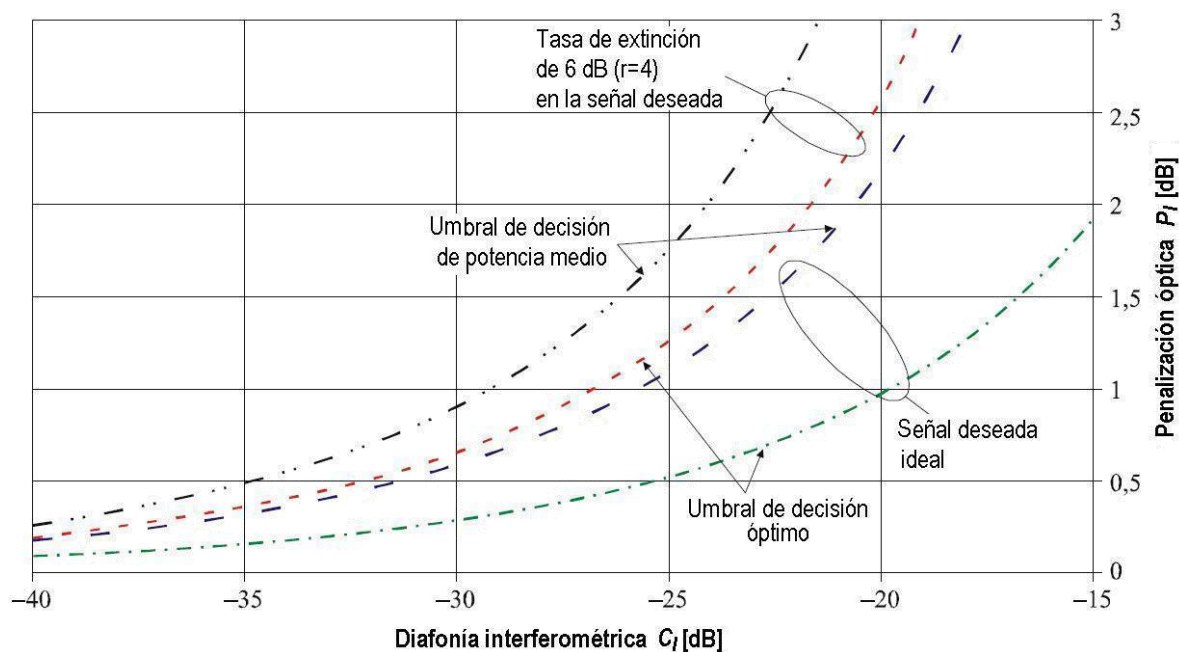


Figura B.1.4. Curvas de penalización óptica en función de la Diafonía Interferométrica con un solo interferente (modelo limitado). [Fuente: Suplemento 39 a las Recs. UIT-T de la serie G].

Es importante decir que para el caso de varios interferentes, la función de densidad de probabilidad se vuelve aproximadamente gaussiana y se puede calcular la penalización de diafonía óptica de un receptor PIN. Para mayor información referirse a [61].

Cuando se tiene un único canal interferente existen dos casos límites, representados por la siguiente ecuación:

$$P_I = -10 \log_{10} \left(1 - 10^{\frac{C_c}{10}} \left(\frac{r+1}{r-1} \right) \right) dB \quad (B.1.5)$$

donde: r representa la tasa de extinción lineal.

Es de notar que en la anterior ecuación no se ha tenido en cuenta la posibilidad de que por problemas en el trayecto o en el transmisor se obtenga una menor apertura en el diagrama de ojo, para esto se debe incluir en el cálculo de r' tanto el cierre del ojo como la tasa de extinción,

$$r' = \left(\frac{(r+1) + 10^{\frac{-E}{10}} (r-1)}{(r+1) - 10^{\frac{-E}{10}} (r-1)} \right) \quad (B.1.6)$$

La penalización de cierre del ojo esta representada por E en dB.

Cuando se tiene un número mayor de canales interferentes con la misma amplitud, la diafonía tiene un comportamiento similar al ruido, por tanto se puede usar una aproximación gaussiana y para obtener una penalización efectiva se debe llevar a cabo una convolución con respecto la distribución del ruido ASE del receptor, como se observa en los métodos de [63] y [64] y usando una distribución binomial la ecuación queda:

$$P_C = -5 \log_{10} \left(1 - \frac{10^{\frac{2C_c}{10}}}{k-1} Q^2 \left(\frac{r+1}{r-1} \right)^2 \right) \quad (B.1.7)$$

Donde:

$$Q = \sqrt{2} \operatorname{erfc}^{-1} (2 \times BER) , \text{ para una BER de } 10^{-12}, Q \approx 7,03.$$

La manera de aislar los canales de forma óptima seria:

Obtener un valor P_C y d , los cuales dependen de las características de cada sistema, y obtener el valor para C_c a partir de P_C .

Cuando hay una gran diferencia entre I_A e I_{NA} y el modelo gaussiano, además I_A es igual I_{NA} y el valor de k es alto, el modelo necesario se encuentra entre las dos señales interferentes.

Y estos valores se remplazan en la siguiente ecuación:

$$CC = d - I + 10 \log_{10} (k - 1) \quad (B.1.8)$$

Para mayor información referirse a [61].

PARTE 2: JITTER

El jitter puede considerarse como una degradación óptica por que OPM lo define como un daño de transmisión óptica, el cual afecta la calidad de la señal óptica, aunque en las recomendaciones de la UIT-T no aparezca clasificado como una degradación óptica en sí.

Es el efecto por el cual el retardo entre paquetes no es constante, describe la inestabilidad en el eje del tiempo. Se trata de una latencia variable producida por la congestión de tráfico en el núcleo de red, por distinto tiempo de tránsito de paquetes debido a que la red es no orientada a la conexión, etc. Se puede reducir priorizando el tráfico de voz al de datos. En vídeo el jitter aparece como una vibración de la imagen y ruptura de la misma. Se utilizan equipos especiales (corrector de base de tiempos), principalmente digitales, para corregir el jitter¹.

A medida que los sistemas de comunicación avanzan, incrementan su tasa de transmisión; en estos días se encuentran transmisiones del orden de los Gbps; por esta razón el jitter se convierte en la fuente mas importante de los errores en la transmisión, por consiguiente es importante reconocer y cuantificar los componentes del jitter, de esta forma se favorece la depuración de los sistemas de alta velocidad tales como, SONET, SDH y Gigabit Ethernet [62].

El efecto de jitter se refiere a la variación de fase en una señal óptica, si este es menor a 10 Hz el efecto se conoce como *wander*. Además, el *jitter* y el *wander* pueden causarse por un sobre flujo o un sub-flujo que conduce a tener unos *deslizamientos de bit*. Es importante tener en cuenta que las señales con *jitter* no se pueden muestrear de manera adecuada².

El límite teórico para un correcto muestreo en una alta frecuencia de jitter es la mitad del ancho de bit.

En comunicaciones digitales el jitter es el desplazamiento entre la posición esperada de la transición de la señal y la posición real de la transición, es la variación de los flancos significativos en un tren de bits de datos, en relación a sus posiciones ideales. Como se muestra en la Figura A.2.1, el "jitter" (e_i) es la diferencia entre el tiempo (t_i) esperado para la ocurrencia de un evento y el tiempo (t_i) en que dicho evento realmente ocurre [62].

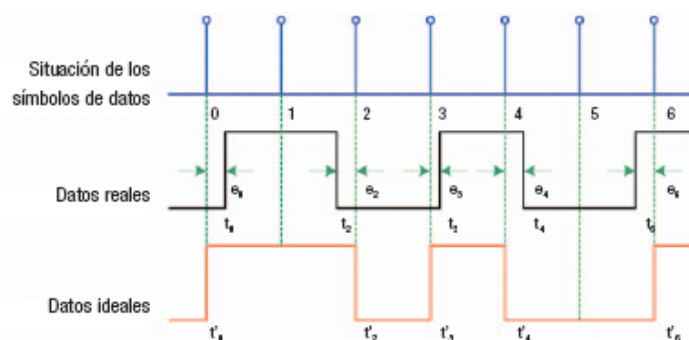


Figura B.2.1. Definición de Jitter. [Fuente: <http://www.afc-ingenieros.com/NotasTecn/Osciloscopios/AnalisisJitter.pdf>].

¹ Tomado de: http://www.adiptel.com/soluciones/calidad_servicio.php

² Tomado de: <http://www.iec.uia.mx/proy/titulacion/prov04/Capitulo%20I.htm>

Por otra parte, las comunicaciones de datos tipo serie son más afectadas por el jitter ya que en estas transmisiones el reloj de los datos no se transmite usualmente con estos, por consiguiente el exceso de jitter en la señal de datos del transmisor provocará errores de recuperación de los datos en el extremo receptor [62].

Por esta razón los sistemas de comunicaciones deben manejar un margen de tolerancia del jitter, con el fin de que los transmisores y receptores puedan trabajar correctamente [62].

2.1. Tipos de Jitter [62]

El “jitter” se divide en dos clases generales: “jitter” determinístico y “jitter” aleatorio. Estas dos categorías de “jitter” se acumulan de formas diferentes en los procesos de comunicaciones de datos serie. El jitter aleatorio se considera un componente ilimitado, adoptando normalmente una distribución Gaussiana y, por tanto, ciertas reglas estadísticas.

2.1.1. Jitter Determinístico (Dj) [62]

Se considera limitado y posee una distribución no Gaussiana y está compuesto por: Interferencia Intersímbolo (ISI), Distorsión del Ciclo de Trabajo y Jitter Periódico.

2.1.1.1. Interferencia InterSímbolo (ISI) [62]

Causada típicamente por la dispersión de las señales o por filtrado; ocurre cuando la señal llega al umbral del receptor en instantes diferentes al partir de diferentes lugares en secuencias de bits (símbolos).

2.1.1.2 Distorsión del Ciclo de Trabajo [62]

Es la diferencia en la anchura media de los pulsos positivos contrastada con la de los pulsos negativos en un tren de bits similar al reloj. Puede ser ocasionada por retardos de activación y saturación o por errores de desplazamiento de amplitud.

2.1.1.3. Jitter Periódico [62]

Es el jitter periódico y se repite cíclicamente con una periodicidad que no está correlacionada con los datos. Una causa típica de este es utilizar una fuente de alimentación conmutada. El jitter periódico puede estar modulado por una o más ondas sinusoidales y sus armónicos.

2.1.2. Jitter Aleatorio (Rj) [62]

Según [62] *“Muestra una distribución Gaussiana que es teóricamente ilimitada en amplitud. La distribución Gaussiana está caracterizada por su valor cuadrático medio o desviación estándar. Es fácilmente demostrable que, en promedio, cualquier variable aleatoria Gaussiana sobrepasará en un margen de 14 veces su desviación estándar solamente alrededor de una vez cada 10^{-12} . Si al sobrepasar este margen se genera un error de bits en un sistema de comunicaciones de datos, éste corresponderá a BER de 10^{-12} . Rj está producida principalmente por el ruido térmico en los componentes eléctricos”*.

El jitter total está compuesto por el jitter periódico y el jitter aleatorio. Para una BER de 10^{-12} , su valor pico a pico se calcula de la siguiente forma:

$$T_j = D_j + R_j \times 14 \quad (\text{B.2.1})$$

Donde: D_j = Jitter periódico.
 R_j = Jitter aleatorio.
 T_j = Jitter total.

Para concluir, de acuerdo como aumentan las velocidades de reloj y se disminuyen los márgenes temporales, la caracterización de la temporización gana importancia. Con los sistemas actuales de comunicación es necesaria la caracterización del jitter y averiguar las causas que lo provocan, con el objetivo de predecir el desempeño del sistema a medida que transcurre el tiempo, de esta manera se proporciona una mayor robustez a los medios de comunicación de alta velocidad.

PARTE 3: EFECTOS NO LINEALES DE LA FIBRA ÓPTICA [18]

En el canal de transmisión de los sistemas de radio sobre fibra, aparecen efectos no lineales que influyen directamente en la capacidad de transmisión de las señales, dichos efectos se producen en los materiales dieléctricos cuando son expuestos a campos electromagnéticos de gran intensidad. Estos efectos en la actualidad son cada vez más importantes ya que con la aparición de los amplificadores ópticos, se generan potencias luminosas muy fuertes que ingresan a los núcleos de las fibras, haciendo aún más notorios dichos efectos no lineales.

- **Dispersión estimulada Brillouin (SBS)**

Esta dispersión es producida debido a la interacción que existe entre las ondas ópticas y acústicas en una fibra. En este tipo de dispersión, una onda óptica de gran potencia que va hacia una dirección (hacia adelante), genera una ganancia en banda estrecha para la propagación de la luz en la dirección opuesta a su dirección (hacia atrás). Esto provoca que una cantidad de la señal que se propaga hacia adelante sea redireccionada hacia el sentido contrario (hacia atrás), lo cual resulta en pérdidas de intensidad de la potencia en el receptor.

Si el umbral de la dispersión SBS se define como la potencia de entrada en la cual la potencia dispersiva se incrementa tanto como lo hace la potencia de entrada, el umbral SBS resulta proporcional a:

$$P_B^{Th} \sim \frac{1}{G_B} \left(1 + \frac{\Delta V_s}{\Delta V_B} \right)$$

Dónde: G_B es el coeficiente de ganancia Brillouin, ΔV_s es el ancho de línea de la fuente y ΔV_B es el ancho de línea Brillouin.

De esta ecuación se puede observar que la potencia umbral se incrementará proporcionalmente al ancho de línea de la fuente. Para fibras ópticas trabajando en la banda de frecuencias ópticas milimétricas 1550nm, el ancho de línea Brillouin es de 20MHz, lo cual implica que si se modulan señales ópticas a tasas de transmisión más elevadas, se experimentará menos efectos de la SBS.

Una característica de la dispersión estimulada Brillouin en comparación con los demás efectos no lineales que se verán a continuación, es que el umbral de SBS no disminuye en un sistema amplificado extenso, esto debido a que los amplificadores ópticos prácticos tienen uno o más aisladores ópticos, los cuales evitan la acumulación de la luz dispersada hacia atrás generada por el SBS, lo cual ayuda a que el umbral SBS se mantenga constante a lo largo de todo el sistema.

Aun cuando la dispersión estimulada de Brillouin puede ser un factor que afecte a las transmisiones ópticas en los enlaces de Radio sobre fibra, las limitaciones en las comunicaciones usualmente son producidas por otros factores no lineales que se ven a continuación.

- **Dispersión estimulada Raman (SRS):**

Este tipo de dispersión se produce debido a la interacción de los fotones de la luz incidente con las vibraciones moleculares de la fibra óptica, esta dispersión, a diferencia de la SBS, dispersa las ondas de luz en ambas direcciones (hacia adelante y hacia atrás). Sin embargo la luz que se dispersa hacia atrás, puede

ser atenuada e incluso eliminada con el uso de aisladores ópticos, razón por la cual la luz que se dispersa en sentido de la transmisión (hacia adelante) es la que se debe tomar en cuenta en esta dispersión.

El coeficiente de ganancia de Raman es casi tres magnitudes menor de lo que es el coeficiente de ganancia de Brillouin, y la potencia umbral de Raman ronda el 1W para sistemas de canal simple, en estos sistemas la potencia umbral más alta hace que la SRS sea un efecto despreciable, sin embargo, la ganancia en ancho de banda de SRS es de cerca de 12THz, lo que comparado con el SBS es de cerca de seis ordenes de magnitud más que la ganancia del SBS. Esta mayor ganancia en ancho de banda permite acoplar canales diferentes en los sistemas WDM (multiplexación por división de longitud de onda, Wavelength Division Multiplexing), lo que causaría un menor desempeño debido al cross talk ocasionado por la degradación de la tasa de señal a ruido (Signal to Noise Ratio, SNR) en un sistema amplificado debido a la SRS.

Todo esto indica que la dispersión estimulada de Raman, vendrá a imponer un límite fundamental en la capacidad de transmisión de las futuras redes ópticas de comunicación, sin embargo, el umbral SRS es lo suficientemente elevado en comparación con otros efectos no lineales que limitan las transmisiones ópticas.

- **El efecto óptico kerr**

Este efecto se produce debido a que el índice de refracción de las fibras de sílice resulta ser dependiente de la intensidad óptica como se observa en la ecuación 2.2:

$$n = n_0 + n_2 I(t)$$

Donde $n_0 \approx 1.5$, $n_2 \approx 2.6 * 10^{-20} m^2/W$ e $I(t)$ es la intensidad óptica.

Cabe recalcar que aunque el índice de refracción es una función que depende muy débilmente de la intensidad óptica, ya no se le puede considerar despreciable actualmente, esto debido a la elevada potencia de los amplificadores ópticos y las grandes distancias de transmisión que presentan los sistemas de comunicación ópticos actuales. La modulación de fase debido al índice refractivo dependiente de la intensidad, induce otros efectos no lineales, los cuales se verán a continuación:

- **Modulación de la misma fase (SPM):** Como se dijo anteriormente, debido al índice refractivo dependiente de la intensidad se crean varios efectos no lineales, uno de ellos es la SPM (Self-Phase Modulation, SPM), la cual provoca un cambio de fase no lineal en una señal determinada mientras que se propaga a través de una fibra óptica, este desplazamiento de fase no lineal está dado por:

$$\phi_{NL} = \frac{2\pi}{\lambda} (n_2) I(t) Z$$

Donde λ es la longitud de onda de la onda óptica, y Z es la distancia de propagación.

Se denomina modulación de misma fase, puesto que el desplazamiento de fase no lineal es dependiente de su propia forma de pulso. Si la amplitud del espectro es significativa, puede causar interferencias entre canales adyacentes en un sistema de multiplexación por división longitud de onda densa (Dense Wavelength Division Multiplexing, DWDM). Incluso en un sistema de canal simple, el espectro ampliado podría causar una ampliación temporal de los pulsos ópticos significante en presencia de la dispersión cromática.

- **Modulación de fase cruzada (CPM):** El efecto Kerr provoca un segundo desplazamiento de fase no lineal, el cual es conocido como modulación de fase cruzada (Cross-Phase Modulation, CPM). CPM es un efecto de fase no lineal que se produce debido a los pulsos ópticos en otros canales (canales adyacentes). Por lo tanto, CPM se produce solamente en los sistemas de múltiples canales. En un sistema multicanal, el desplazamiento de fase no lineal de la señal en el centro de la longitud de onda es descrito por:

$$\phi_{NL} = \frac{2\pi}{\lambda} (n_2) Z [I_i(t) + 2 \sum_{i \neq j} I_j(t)]$$

Como se observa en la ecuación, el primer término claramente corresponde a la SPM, mientras que el segundo es el que describe la modulación de fase cruzada CPM.

El efecto CPM es únicamente afecta a las transmisiones de señales cuando los pulsos en los otros canales están sincronizados con la señal se necesita transmitir. Cuando los pulsos en cada canal viajan a diferentes velocidades de grupo debido a la dispersión, los pulsos se deslizan sobre los otros mientras se propagan, de manera que no afectan a la señal. La distancia de transmisión relativa para que dos pulsos de canales diferentes colisionen entre ellos se llama distancia walk-off (L_w) y viene dada por la expresión:

$$L_w \approx \frac{T_0}{|D\Delta\lambda|}$$

Donde T_0 es el ancho del pulso, D es el coeficiente de dispersión y $\Delta\lambda = |\lambda_1 - \lambda_2|$

Cuando el coeficiente de dispersión es elevado, la distancia walk-off es relativamente corta, y la interacción entre los pulsos de canales adyacentes no será significativa, lo que conlleva a un efecto reducido de modulación de fase cruzada. Sin embargo, la ampliación del espectro debido a la CPM induce a más distorsión temporal de la forma del pulso cuando se tiene una gran dispersión, lo que hace más complicado al efecto de dispersión en la CPM.

- **Mezcla de cuatro ondas (FWM):** Un tercer efecto no lineal producido debido al índice refractivo dependiente de la intensidad es el conocido como mezcla de cuatro ondas (Four Wave Mixing, FWM), un efecto también conocido como mezcla de cuatro fotones. Este efecto se ve descrito por una interacción paramétrica entre ondas ópticas de manera muy parecida a la distorsión de intermodulación que se produce en los sistemas eléctricos.

El efecto FWM igualmente es producido únicamente en sistemas multicanal, en los cuales, los choques entre dos o más canales causa la generación de una o más frecuencias a expensas de la pérdida de potencia de los canales originales. Para explicar claramente el funcionamiento de esta no linealidad se supone que se tiene tres ondas ópticas a frecuencias f_i , f_j y f_k que ingresan al núcleo de una fibra óptica, esto, generará nuevos componentes de frecuencia definidos como $f_{FWM} = f_i + f_j - f_k$. El número de bandas laterales debido a la FWM se incrementa geométricamente de acuerdo a la expresión:

$$M = \frac{1}{2} (N_{ch}^3 - N_{ch}^2)$$

Donde M es el número de las bandas laterales creadas, y N_{ch} es el número de canales.

De esta expresión se puede verificar que si se tienen 8 canales, esto generaría 224 bandas laterales adicionales, que podrían afectar directamente en los canales con señal óptica útil, es por eso que se hace necesaria una supresión de la mezcla de cuatro señales FWM, para evitar interferencias importantes entre los canales de señal y los componentes de frecuencia FWM. El ejemplo más simple para ilustrar este ejemplo es cuando se tienen únicamente dos señales continuas a las frecuencias f_1 y f_2 que ingresan a una fibra, en la gráfica B.3.1 se puede observar las bandas laterales adicionales que se generan.

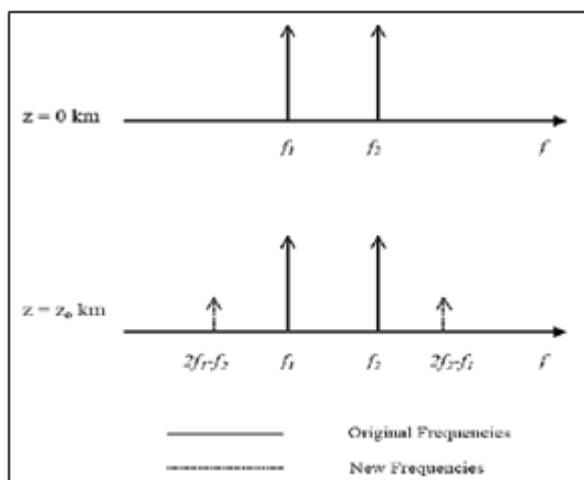


Figura B.3.1. Generación de bandas laterales debido FWM en un sistema de dos canales.

Estos efectos no lineales citados anteriormente, en un sistema real, especialmente en sistemas donde los canales se encuentran muy apegados entre ellos, la ampliación o ensanchamiento del espectro debido a los efectos no lineales resulta usualmente casi despreciable. Las degradaciones en el desempeño del sistema son en general evaluables mediante la solución de la ecuación no lineal de Schrödinger (NLSE) [8].

ANEXO C – PARÁMETROS DE MONITOREO DE DESEMPEÑO ÓPTICO (OPM)

A continuación, se explican los fundamentos teóricos del diagrama del ojo, debido a que es de gran utilidad dentro del desarrollo de este trabajo de grado, para luego estudiar el monitoreo de la BER, como fundamentos teóricos que soportan los resultados del capítulo 4.

PARTE 1. DIAGRAMA DEL OJO, PROBABILIDAD DE ERROR (FACTOR Q, ESNR, BER)

Diagrama del Ojo

La BER y la SNR son parámetros de medición que proporcionan información acerca de la calidad del enlace y del desempeño de la transmisión, involucrándose el funcionamiento de los equipos de recepción, transmisión, cable y demás. Pero en determinados casos y para diversos inconvenientes, muchos de estos parámetros de medición no son apropiados para encontrar el origen del problema, por esto se hace necesario e indispensable el uso del diagrama de ojo ya que permite el análisis de las formas de onda de los pulsos que se propagan en el canal de transmisión y del cual se pueden deducir parámetros de medición como la BER y el factor Q [55].

El diagrama de ojo, muestra en un rango de tiempo la superposición de las distintas combinaciones posibles de unos y ceros. Dichas señales transmitidas por el enlace, permiten obtener las características de los pulsos que se propagan por la fibra óptica.

Por ejemplo, en una secuencia de 3 bits tenemos una cantidad total de 8 combinaciones posibles, que se pueden observar en la figura C.1 [56].

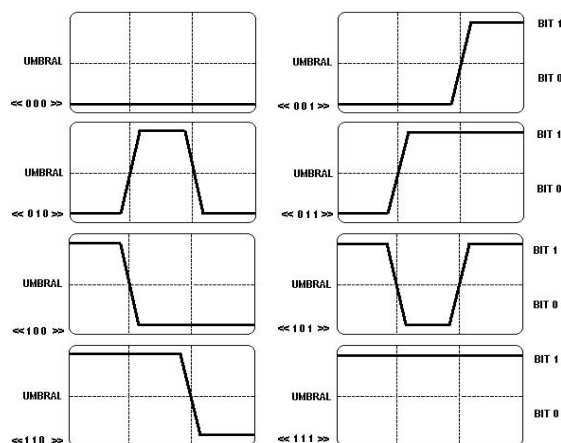


Figura C. 1. Combinaciones posibles en una secuencia de tres bits [51].

El diagrama de ojo permite observar los parámetros que determinan la calidad de la señal. Así, la apertura del ojo en cuanto al eje Y (eje de amplitudes) muestra el nivel de amplitud de la señal (atenuación), la distorsión producida por la ISI (dispersión cromática que causa reducción de la amplitud de la forma de onda ensanchándola para conservar la energía) y el margen del ruido; por tanto, entre menor sea esta apertura, se compromete más el desempeño del sistema. Por su parte, en el eje X (eje de tiempos) se observa la incidencia del sincronismo y del jitter [50].

En el diagrama del ojo se pueden identificar claramente dos tipos de cruces (eye crossing): cruce de tiempo y cruce de amplitud, tal como se observa en la figura C.2. El cruce de tiempo indica el tiempo en el cual se produce la apertura del ojo y su posterior cierre, y el cruce amplitud consiste en qué nivel de voltaje se produce la apertura y cierre del ojo definiéndose de este modo el periodo de bit [55]. Además, es pertinente agregar que cuando las pendientes de los pulsos sean distintas entre sí cruzándose en el diagrama del ojo (intersección entre cruces de amplitud y tiempo), es porque se ha producido ISI como un reflejo de los daños producidos por la dispersión cromática.

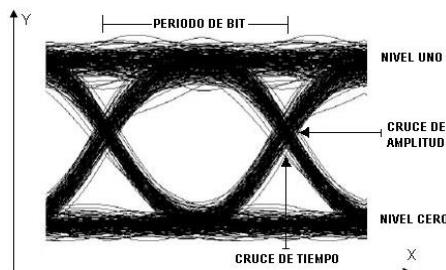


Figura C.2. Diagrama del Ojo [55].

Hay dos formas importantes de analizar el diagrama del ojo. Una de ellas está referida al comportamiento de los niveles (nivel cero, nivel uno), cruce de tiempo y cruce de amplitud, que se deben a las formas de onda como: el tiempo de subida, tiempo de bajada, sobrepaso superior, sobrepaso inferior, etc., como se observa en la figura 4.3; y la otra consiste en la observación y comparación de las máscaras predefinidas teóricamente con las obtenidas en el momento de la medición, según se muestra en la figura C.3 [55].

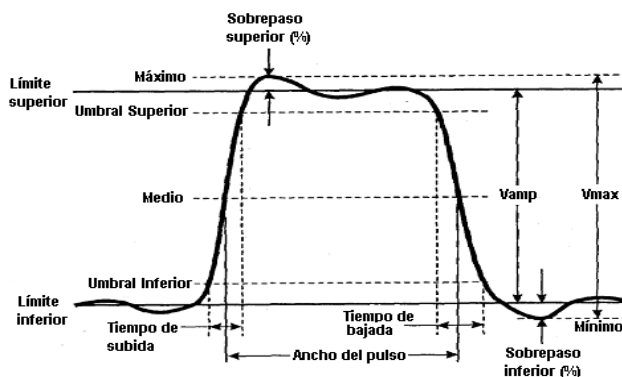


Figura C.3. Patrones del Diagrama del Ojo.

[Fuente: <http://www.elo.utfsm.cl/~elo341/material/DiagOjos.pdf>]

Máscaras de un diagrama de ojo [55]:

Son regiones específicas en las cuales no se debe introducir la señal como se ve en la figura C.4, ya que si la señal entra en estas zonas se deduce claramente que se han introducido errores o se han presentado problemas en la transmisión. Estas regiones son de especial utilidad con el fin de observar el desempeño de la señal y de esa manera realizar un óptimo diseño del enlace de transmisión.

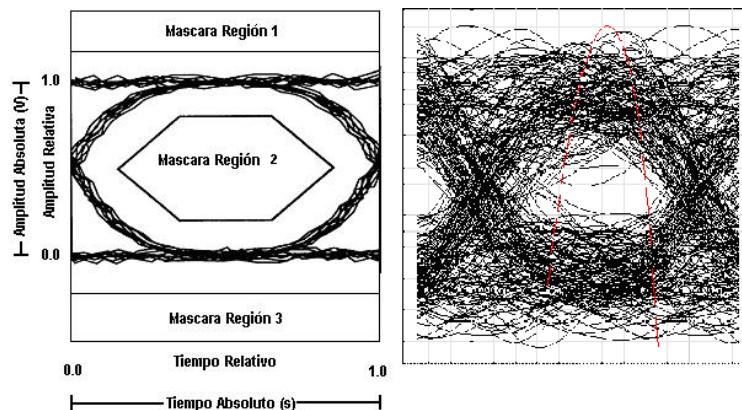


Figura C.4. Concepto de Máscara en el Diagrama de Ojo [55]. La línea roja corresponde a la variación del factor Q en función del período de bit.

Por lo tanto, el diagrama del ojo es un instrumento de gran uso en las telecomunicaciones, ya que puede brindar información importante sobre el desempeño de un sistema, que de otra manera sería muy complicado o hasta improbable obtener. A continuación, se mencionan dos tipos de monitoreo OPM (BER y dispersión cromática), en concordancia con los “parámetros” escogidos en el capítulo 2 del presente trabajo de grado.

Monitoreo de la BER (Factor Q) [16]

La BER es el parámetro más usado en la gestión de fallas. De hecho, este es el parámetro que se usa en las redes de dominio eléctrico. La BER es sensible a los mismos deterioros o daños que afectan la QoS, debido a que tiene la misma métrica de QoS en cada terminal de red. En localización de fallas, se espera identificar la ubicación de la causa de la degradación de la BER. Con el fin de implementar el monitoreo de la BER en las redes ópticas actuales, es necesario terminar la línea óptica con un transponder (dominio eléctrico: O-E-O) en cada canal y por lo tanto eliminar todas las ventajas de la interconexión de las redes ópticas. Una solución alternativa es usar sondeo (polling). En lugar de usar un banco de transponders, en este caso se usa solamente un transponder en la parte de recepción y un filtro óptico sintonizable sondea secuencialmente cada canal WDM y aún múltiples fibras en un repetidor. La baja sensibilidad del monitoreo de la BER hace necesario el uso del monitoreo del factor Q.

El factor Q se obtiene ajustando el voltaje de umbral de decisión del receptor de monitoreo lejos del nivel óptimo de manera que se registren los errores. El factor Q para una señal de transmisión digital se refiere en esencia a la SNR en el circuito de decisión de los receptores. Si se mide usando un receptor, entonces el factor Q se refiere a la ESNR; si se mide como muestreo óptico es referido a la OSNR dentro de banda. Este factor se define como la diferencia entre el valor promedio (niveles medios de tensión) de las marcas (unos) y los espacios (ceros) dividido por la suma de las desviaciones estándar de las distribuciones de ruido alrededor de las marcas y los espacios, como se muestra en la figura C.5 y en la ecuación (C.1).

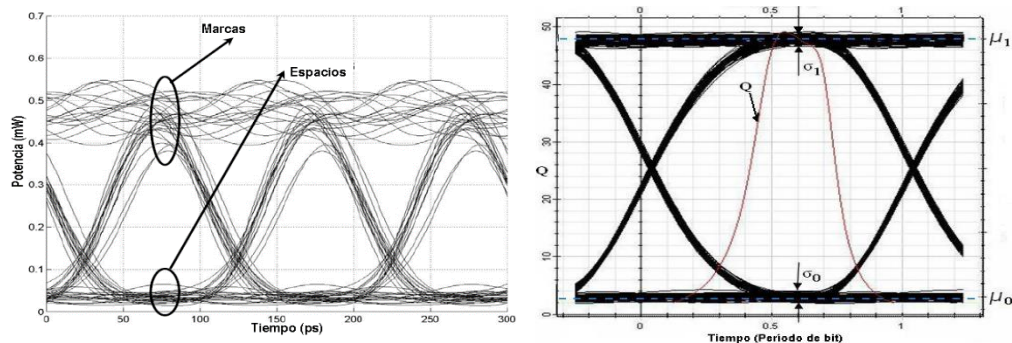


Figura C.5 . Diagrama de Ojo: Marcas, Espacios y su Relación con el Factor Q [52].

En la grafica 4.5 se muestra cómo obtener el factor Q a partir de un diagrama del ojo, donde Q viene dada por [57]:

$$Q = \frac{\mu_1 - \mu_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad (C.1)$$

El monitoreo del factor Q es altamente efectivo para la gestión de fallas, debido a la gran correlación entre la BER y el factor Q. El factor Q es sensible a los mismos daños o deterioros que impactan el terminal receptor con la sensibilidad apropiada.

4.1.2.1 Probabilidad de Error

Debido a la presencia de los diferentes tipos de ruido en un sistema de comunicaciones ópticas, existe la posibilidad de que se produzca un error en la parte de recepción.

Una de las formas para medir este error es por medio de la BER, la cual es el cociente entre el número de errores en recepción y el número de bits de información transmitidos, como se puede apreciar en (C.2) y C.3):

$$BER = \frac{N_e}{N_t} = \frac{N_e}{bt} \quad (C.2)$$

$$b = \frac{1}{T_b} \quad (C.3)$$

donde: N_e es el número de errores en recepción, N_t es el número de bits de información transmitidos, b es la velocidad de bit [bps] y T_b es el período de bit [s].

Según la ITU-T para los sistemas de comunicaciones en general, el valor usual de la BER se encuentra alrededor de 10^{-9} (límite teórico, por lo general para servicios de datos). Es importante resaltar que el límite real está por encima del límite teórico [58], por lo general para los servicios de video el valor usual de la BER se encuentra alrededor de 10^{-6} y para servicios de RoF (como telefonía móvil), el valor máximo aceptable de la BER de 10^{-3} .

Teóricamente, la probabilidad de error existente es el área sombreada (figura C.6) y se expresa como se indica en (C.4):

$$PE = P(0|1) p(1) + P(1|0) p(0) \quad (C.4)$$

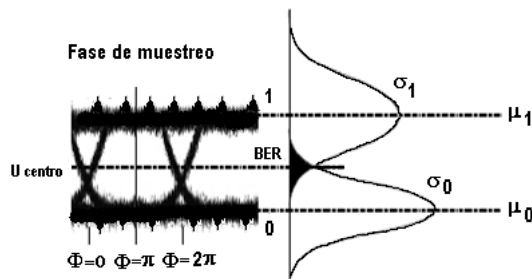


Figura C.6. Relación entre la función de densidad de probabilidad y la BER [59].

Lo cual significa: (la probabilidad de reconocer "0" cuando se envió "1" por la probabilidad de enviar "1") más (la probabilidad de reconocer "1" cuando se envió "0" por la probabilidad de enviar "0"). Se debe tener en cuenta que normalmente se asume que existe la misma probabilidad de enviar un "0" o enviar un "1", según (C.5):

$$p(0) = p(1) = \frac{1}{2} \quad (C.5)$$

Por lo tanto, de (C.4) y (C.5) se tiene que:

$$PE = \frac{1}{2}(P(0|1) + P(0|1)) \quad (C.6)$$

Con el fin de determinar el valor de la BER en términos de la ESNR y del Factor Q, se procede a utilizar la teoría de la probabilidad. Es preciso decir, que el factor Q puede considerarse únicamente como indicador cualitativo de la BER real. Las relaciones matemáticas con la BER (en el caso de funcionamiento no FEC), cuando el umbral se fija en el valor óptimo son [50], [58]:

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{\sqrt{ESNR}}{2\sqrt{2}} \right) \quad (C.7)$$

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{Q}{\sqrt{2}} \right) \quad (C.8)$$

donde: $\operatorname{erfc}(x)$ corresponde a la función error complementaria que se define de la siguiente manera y que se encuentra tabulada:

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{+\infty} e^{-t^2} dt \quad (C.9)$$

Por lo tanto, de (C.7) y (C.8) se tiene que:

$$Q = \frac{1}{2} \sqrt{ESNR} \quad (C.10)$$

En concordancia con las recomendaciones ITU-T de la serie G, el valor mínimo para la ESNR es de 21.5836 dB (aprox 22 dB: 7 dB más 5 dB de margen de seguridad) y para el factor Q, el valor mínimo es de 6 unidades lineales o 15.53 dB (equivalente a una BER de 10^{-9}).

PARTE 2. MAGNITUD DEL VECTOR DE ERROR (EVM), RELACIÓN SEÑAL A RUIDO (SNR) Y TASA DE ERROR DE BIT (BER)

Como se describe en [27], la magnitud del vector de error (EVM, *Error Vector Magnitude*) es una medida para evaluar la calidad de una señal modulada. Como se muestra en la figura C.1, EVM es un escalar que expresa la diferencia entre el valor del voltaje complejo esperado de un símbolo demodulado (I-Q de referencia) y el valor del símbolo recibido (I-Q medido). En el contexto de este trabajo de grado, el valor I-Q de referencia es el medido en el diagrama de constelación Back-To-Back, mientras y el valor I-Q medido es el que se obtiene del diagrama de constelación en recepción.

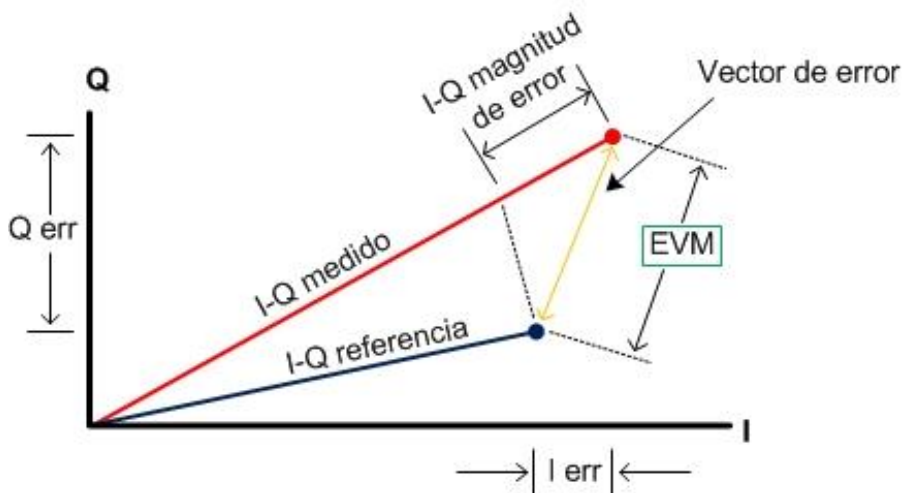


Figura C.7. Representación gráfica de EVM [27].

Para el cálculo del valor de EVM, se procede a encontrar los valores de $I\ err$ y $Q\ err$, mediante las ecuaciones C.11 y C.12:

$$I\ err = I\ referencia - I\ medido \quad (C.11)$$

$$Q\ err = Q\ referencia - Q\ medido \quad (C.12)$$

Luego, el valor de EVM se encuentra mediante la ecuación C.13:

$$EVM = \sqrt{I\ err^2 + Q\ err^2} \quad (C.13)$$

Por regla, EVM es usualmente normalizada a la raíz cuadrada de la potencia media del símbolo y por convención, es expresado como un porcentaje del nivel de la señal pico en el diagrama de constelación.

Como se sabe, el BER es el parámetro de desempeño más significativo de cualquier sistema de comunicación digital y depende de la relación señal a ruido (SNR, *Signal to Noise Ratio*) de la señal recibida que a su vez está determinada por la potencia de la señal transmitida, la atenuación y dispersión del enlace, y el ruido en recepción. Por lo que, el BER en función de la SNR para un sistema M-QAM se describe en la ecuación C.14:

$$BER = \frac{2 \cdot \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) \cdot \operatorname{erfc} \left(\sqrt{3 \cdot \frac{SNR[lineal]}}{2 \cdot (M - 1)} \right)}{\log_2 M} \quad (C.14)$$

Donde el valor de la SNR puede aproximarse en función de EVM, como se muestra en la ecuación C.15:

$$SNR[dB] = -20 \cdot \log \left(\frac{EVM}{100} \right) = 10 \cdot \log(SNR[lineal]) \quad (C.15)$$

$$\text{Donde: } SNR[lineal] = 10^{\frac{SNR[dB]}{10}}$$

Evaluando la ecuación C.16 para la modulación 16-QAM, la expresión del BER es:

$$BER = \frac{3}{8} \cdot \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{SNR[lineal]}{10}} \right) \quad (C.16)$$

Utilizando el anterior procedimiento y usando el software de OptSim, Matlab y Excel, se llevó a cabo el cálculo de la BER para el módulo RoF en el presente trabajo de grado.

Monitoreo de la Dispersión Cromática [16]:

La dispersión cromática es un efecto bien conocido, consecuencia de la naturaleza (dependiente de la frecuencia) del índice de refracción en una fibra óptica. Es uno de los principales deterioros o daños que limitan el desempeño de los sistemas ópticos. Para sistemas robustos de altas velocidades de transmisión de datos (por encima de los 10Gbps), es esencial que la dispersión cromática se compense dentro de rangos estrechos. Además, cabe precisar que se han demostrado varias técnicas en tiempo real para el monitoreo de la dispersión cromática, con el fin de habilitar la compensación dinámica de dispersión, y que pueda aplicarse más generalmente como técnicas OPM.

ANEXO D – HERRAMIENTA DE SIMULACIÓN (OptSim)

Uno de los pasos fundamentales para el desarrollo del presente trabajo de grado (evaluación del desempeño a nivel físico de un sistema FTTH-GPON para servicios *Quad Play* al integrar un módulo RoF) es la elección de una herramienta software de simulación que permita realizar un determinado escenario de red, con el fin de llevar a feliz término el cumplimiento de los objetivos propuestos.

PARTE 1. REQUERIMIENTOS HARDWARE Y SOFTWARE

Los requerimientos mínimos para la instalación de OptiSim son³:

- PC con procesador Intel core i7(o equivalente o superior).
- Sistema operativo Microsoft Windows 10 de 64 bits (o equivalente o superior).
- 500 GB de espacio libre en disco duro.
- 8 GB de RAM o superior.

PARTE 2. DESCRIPCIÓN DE OPTSIM

La herramienta de simulación permite comprender el funcionamiento de la red FTTH-GPON, al permitir el monitoreo de la señal y analizar el comportamiento de las degradaciones que afectan la calidad de dicha señal óptica (dispersión, y atenuación), por medio de los parámetros de monitoreo (BER, SNR), además de obtener los resultados que sirven para determinar el impacto de dichas degradaciones en el desempeño de la red. Es decir, es utilizada para evaluar el desempeño de la red FTTH-GPON *Quad Play*.

Para obtener información acerca del funcionamiento y manejo de la herramienta OptSim dirigirse a la documentación que provee la herramienta y que se puede encontrar en el CD del presente trabajo de grado:

- Optsim-appnotes.pdf
- Optsim-blockref.pdf
- Optsim-guide.pdf
- Optsim-sampleref.pdf

³ Tomado de OptSim