

Modelo Simulink para redes de comunicaciones ópticas multiservicio

Autor: Fulvio Grassi Marangione

Director1: Beatriz Ortega Tamarit

Director2: José Mora Almerich

Resumen — En este trabajo se ha realizado el análisis, modelado y validación de una herramienta de simulación para sistemas de comunicaciones ópticas basada en el entorno Simulink y destinada a la evaluación de parámetros de calidad y degradaciones para sistemas WDM radio sobre fibra. El modelo incorpora la simulación de diversos formatos de modulación analógica y digital de la señal óptica, así como su propagación por distintos tipos de fibra óptica y su recepción con las distintas contribuciones de ruido que existen en un sistema real. El cálculo de la respuesta del sistema se realiza en el dominio de la frecuencia confiriendo al modelo la flexibilidad suficiente para incorporar distintos tipos de fuentes y dispositivos ópticos, adaptándose a las necesidades de simulación que tendrán lugar durante la tesis doctoral. Asimismo, la correcta programación de los módulos de visualización y de almacenamiento nos ha permitido contrastar los resultados del modelo con los teóricos utilizando ejemplos sencillos. Los resultados obtenidos con varias portadoras moduladas han demostrado la posibilidad de modelar redes ópticas WDM radio sobre fibra confirmando la versatilidad de Simulink.

Abstract — Optical fibre communications beyond the dispersion limit and multiplexing of several optical carriers are currently the most intense research and fastest growing areas of communications community worldwide. It is expected that the wavelength division multiplexed (WDM) optical fibre networks will be deployed extensively through the world. As the complexity of these optical systems increases, the demand for a computer aided design is very necessary in order to optimise design and experimental costs and evaluate the performance of the implemented networks. Although there are a number of modelling packages available in commercial environment they are either complicated and user unfriendly or difficult to be correlated with experiments. This work presents a computer simulation model for WDM radio-over-fibre communication system developed under Matlab/Simulink platform with special emphasis on the impairment effects for ultra-high speed transmissions.

Autor: Fulvio Grassi Marangione [fulgrama@iteam.upv.es]

Director1: Beatriz Ortega Tamarit [bortega@ocom.upv.es]

Director2: José Mora Almerich [jmalmer@iteam.upv.es]

Fecha de entrega: 03-12-2007

ÍNDICE

I. Introducción	3
I.1. Antecedentes	3
I.2. Justificación	4
I.3. Objetivos y estructura	5
II. Conceptos fundamentales de redes ópticas	6
II.1. Necesidades de las redes ópticas actuales	6
II.2. Redes ópticas reconfigurables	8
II.3. Transmisión óptica en sistemas radio sobre fibra	9
II.3.1 Generación de señales radio sobre fibra	11
II.3.2 Recepción de señales radio sobre fibra	16
II.3.3 Transmisión de señales radio sobre fibra	19
III. Descripción del modelo Simulink	21
III.1 Herramientas de simulación para sistemas radio sobre fibra	21
III.2 Características del modelo Simulink	22
III.2.1 Generación de señales radio sobre fibra	25
III.2.2 Transmisión de señales radio sobre fibra	29
III.2.3 Recepción de señales radio sobre fibra	30
III.2.4 Bloques de visualización y calidad de la señal	33
IV. Resultados Teóricos	34
IV.1 Degradación de señales analógicas en un enlace óptico	34
IV.2 Degradación de señales digitales en un enlace óptico	35
IV.3 Degradación en sistemas WDM	37
IV.3.1 Degradación de señal digital incorporando AWG en enlace óptico	37
IV.3.2 Degradación de señal digital incorporando AWG en enlace óptico	38
IV.3.3 Degradación por crosstalk entre canales	40
V. Conclusiones	41
Agradecimientos	42
Bibliografía	43

I. Introducción.

I.1. Antecedentes.

En los últimos años se han realizado grandes esfuerzos en el desarrollo de redes con multiplexación por división de longitud de onda (WDM) para realizar comunicaciones de alta capacidad entre nodos de telecomunicación en áreas metropolitanas. Se ha demostrado que esta tecnología es compatible con las redes inalámbricas, aunque son muchos los aspectos a tener en cuenta [1-2]. La Fig.1.1 muestra una arquitectura de fibra óptica en anillo bidireccional empleada para dar servicios inalámbricos.

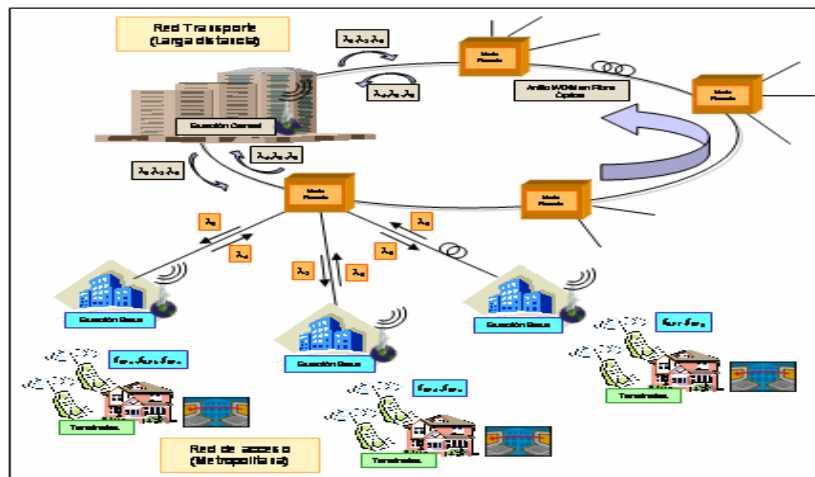


Fig. 1.1 Arquitectura WDM de fibra óptica en un sistema radio sobre fibra.

Por la fibra óptica son transportadas varias longitudes de onda, cada una de las cuales procede o tiene como destino una determinada estación base. En cada anillo WDM, cada portadora puede llevar múltiples portadoras de radio a frecuencias intermedias, radiofrecuencias o incluso, ondas milimétricas. Los multiplexores de adición-extracción seleccionan la longitud de onda que lleva las subportadoras o canales propios de una estación base concreta en el enlace descendente, e igualmente, en el ascendente, permiten añadir dicha longitud de onda al anillo óptico. En esta estructura, los canales requeridos en células adyacentes son transmitidos por otras longitudes de onda. En algunas estructuras se emplean los componentes multiplexores -por ejemplo, AWGs, para distribuir, en el sentido descendente, y adicionar, en el sentido ascendente, las longitudes de onda propias de cada estación base. Las prestaciones de una red radio sobre fibra pueden verse limitadas seriamente por la dispersión cromática de la fibra, especialmente cuando la portadora óptica sea modulada en un formato de doble banda lateral (DSB) [3]. En la literatura se encuentran distintas alternativas que reducen el efecto de supresión de portadora provocado por la dispersión, tales como la modulación de una sola banda y portadora empleando un modulador Mach-Zehnder dual drive, un filtro Fabry-Perot o redes de difracción de Bragg. Sin embargo, estos componentes, cuyas características son también

adecuadas para emplearlos en las redes WDM radio sobre fibra como multiplexores de adición-extracción presentan unas características de dispersión que pueden limitar seriamente la distancia o velocidad de transmisión en estos sistemas. Asimismo, la presencia de componentes ópticos no ideales provoca la aparición de longitudes de onda interferentes con el canal deseado que a su vez repercute en efectos de diafonía en el sistema radio sobre fibra, tal y como se ha evaluado en algunos estudios previos [4]. En la transmisión de múltiples canales ópticos, las no linealidades de la fibra óptica tales como modulación cruzada de fase, mezclado de cuatro ondas y dispersión Raman estimulada pueden provocar distorsión de las señales transmitidas, tal y como apuntan estudios previos en sistemas WDM de CATV, aunque no existe literatura sobre estos efectos en los sistemas radio sobre fibra.

1.2. Justificación.

El presente trabajo se realiza en el seno de un proyecto de investigación ADIRA, TEC2005-08298-C02-01, cuya finalidad principal es la implementación de redes radio sobre fibra flexibles y reconfigurables, con buenas prestaciones y costes razonables mediante el empleo de WDM y las funciones propias de su capa óptica asociada (encaminamiento, conmutación, control y gestión) en el segmento de la red de acceso. El desarrollo de este tipo de redes solucionará algunos de los problemas con los que se encuentran los operadores de servicios inalámbricos en la actualidad. Para ello es necesario profundizar en el impacto que la introducción de la tecnología WDM impone en la transmisión de canales analógicos y el efecto de factores de degradación presentes en estos sistemas (intermodulación, dispersión, diafonía y efectos no lineales), especialmente en las bandas de frecuencias empleadas en el territorio nacional (GSM y UMTS) y nuevas en fase de desarrollo (UWBand) para la obtención de mejoras simultáneas en la capacidad de los sistemas y en la calidad de las señales transmitidas. Precisamente la herramienta desarrollada en este trabajo constituye la plataforma de estudio de estos efectos y por otra parte creará los precedentes para la tesis que se enmarcará en el proyecto ALPHA, que comienza el próximo 1 de Enero.

El proyecto ALPHA soporta la evolución hacia redes que dinámicamente aprovechen los recursos de la infraestructura de red existente para dar acceso a todo tipo de servicios cableados y inalámbricos de área metropolitana. El proyecto, además de la investigación sobre nuevas arquitecturas de red, se propone reducir drásticamente el coste de las tecnologías actuales para las redes ópticas de acceso doméstico por medio de la implementación de nuevas estrategias de multiplexación aplicadas a las redes existentes.

Se desarrollan también análisis concretos sobre las características de ancho de banda y calidad de servicio (QoS) que se requieren en las redes de acceso doméstico del futuro. Más aún todavía la finalidad del proyecto ALPHA es la de alcanzar dichos requisitos empleando varios tipos de fibra (fibra monomodo, fibra multimodo y fibra plástica), según sea su uso conveniente

para distintos entornos y aplicaciones. Se empleará el modelo realizado en este trabajo para conseguir los propósitos del proyecto ALPHA a través de los siguientes estudios:

- La evaluación de las degradaciones de señales transmitidas hacia nodos terminales de acceso doméstico estableciéndose las limitaciones de banda.
- El estudio comparado de diferentes formatos de modulación aplicables a las redes de acceso doméstico y capaces de alta eficiencia y velocidad.
- Implementar las distintas técnicas de acceso múltiple y multiplexación a nivel óptico permitiendo el transporte simultáneo de señales heterogéneas.

1.3. Objetivos y estructura.

El objetivo principal del presente trabajo es el modelado y realización de una plataforma software flexible y capaz de modelar la respuesta de un sistema WDM radio sobre fibra que incorpore una variedad de servicios y fenómenos de degradación presentes en las redes actuales. El trabajo incluirá la transmisión de señales analógicas y digitales, diversos formatos de modulación, la evaluación de prestaciones del sistema frente a ruido, atenuación y dispersión para varios tipos de fibra, con el objeto de cumplir con las características y condiciones óptimas de funcionamiento en este tipo de redes tal y como supone el proyecto ALPHA, asimismo el software desarrollado permitirá incorporar en el futuro una variedad de degradaciones adicionales que aparecen en sistemas reales bajo ciertas condiciones como son los fenómenos de intermodulación o efectos no lineales en fibra.

El trabajo se estructura en capítulos partiendo el Capítulo II con una breve introducción a las estructuras de redes ópticas actualmente desplegadas enfocada hacia las necesidades de capacidad impuestas a las redes de acceso domésticas de tipo inalámbrico. A continuación y por efecto del gran interés suscitado en los últimos años, se describen las ventajas de la técnica de multiplexación de longitud de onda (WDM) evidenciando su importante aplicación a los sistemas de comunicaciones radio sobre fibra. Asimismo, se analiza un enlace óptico radio sobre fibra describiendo las funciones básicas de los dispositivos eléctricos y ópticos incluidos en el sistema, la comunicación entre dos nodos se subdivide en tres módulos principales que tras pasar por un modelado matemático se implementan en la plataforma Simulink. El Capítulo III describe detalladamente todo el trabajo de implementación en Simulink de los módulos de generación, de transmisión y de recepción de la señal radio sobre fibra mostrando el correcto funcionamiento de los módulos y las características principales de la plataforma, entre las que destacan la flexibilidad para incorporar múltiples efectos adicionales de degradación que aparecen en los sistemas reales, los resultados de las simulaciones para la transmisión de señales de radiofrecuencia digital y analógica, se muestran y se discuten en el Capítulo IV validando la plataforma para su uso posterior y con carácter mucho más general. Finalmente las conclusiones

incluyen una síntesis crítica del trabajo realizado, así como una muestra de las líneas futuras que de él se derivan.

II. Conceptos fundamentales de redes ópticas.

En el contexto de las redes de comunicaciones, una red óptica es un conjunto de nodos conectados mediante fibra óptica que permiten la transferencia de información entre dos extremos comunicantes y cuya arquitectura se puede organizar y clasificar en función de varios criterios entre los cuales los más utilizados son la extensión geográfica, la interconexión entre los nodos (topología), la técnica de acceso al medio, el protocolo de comunicación utilizado, el tipo de servicio y la modalidad de gestión. En cualquier tipo de red los nodos (sean centrales, remotos o terminales) son un conjunto complejo de componentes basados en tecnología óptico/electrónica y que proporcionan enrutamiento, agrupamiento y restauración de longitudes de onda en transmisión y recepción. La Fig. 2.1 presenta un escenario típico para una red óptica actual mostrando los elementos principales y el flujo bidireccional de las señales entre nodos.

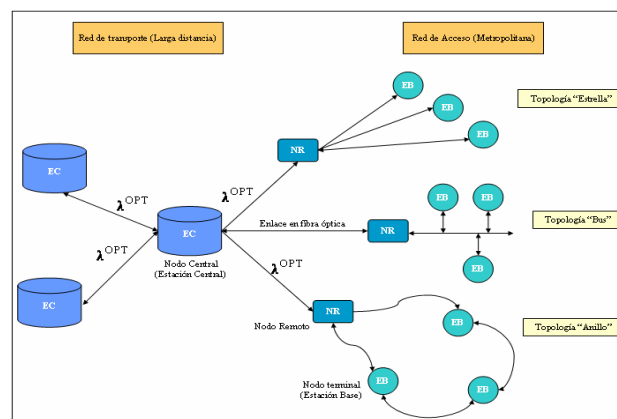


Fig.2.1 Esquema de una red de comunicaciones ópticas.

II.1. Necesidades de las redes ópticas actuales.

Desde la liberalización de las telecomunicaciones, una serie de factores técnicos y económicos han influenciado la evolución de las redes y los grandes operadores de las telecomunicaciones tanto como las líneas de investigación actuales han evolucionado la hora de encontrar soluciones para la mejora de las arquitecturas tradicionales [5]. Los factores más significativos han sido el incremento del volumen de tráfico extraído e inyectado a la red de transporte debido a una creciente demanda de conexión, la presencia en el mercado de nuevos servicios de difusión terrestre que evolucionan hacia aplicaciones interactivas audio y vídeo de banda ancha, la posibilidad de establecer conexiones y contratarlas en escalas de tiempo mucho más reducidas pasando de días a segundos, la capacidad de recuperar el contenido informativo en

presencia de fallos de red y la posibilidad de disponer de una infraestructura capaz de controlar y gestionar la red de manera independiente de la transmisión con costes de operación y mantenimiento más bajos. Varios aspectos y tendencias emergentes hacen que las redes ópticas actuales se encuentren obligadas a cumplir con requisitos imprescindibles y nuevas estrategias de distribución y gestión para reducir los tiempos de latencia a los nodos intermedios y terminales donde todavía hay conversión óptico-electrónica de datos con consiguiente caída de la velocidad. Se delinear así las características de conectividad para dar soporte a un gran número de estaciones base y usuarios finales que de manera concurrente y del todo asíncrona acceden al medio, los requerimientos de alta velocidad con baja tasa de error, la adaptabilidad a cambios en el tipo y en la cantidad del tráfico aprovechando de manera eficiente los recursos de banda, la escalabilidad para poder gestionar y finalizar con éxito todas las conexiones simultáneas punto-a-punto, la transparencia a diferentes regimenes binarios de datos obteniendo la máxima explotación de las ventajas de la fibra óptica. Varias propuestas y modelos de red más o menos costosos o viables tuvieron lugar en el ámbito de investigación. Algunas de ellas como por ejemplo la de instalar más fibra y de duplicar los equipos repetidores fueron descartadas por razones de coste mientras que otras, como las técnicas de acceso múltiple al medio óptico por división de tiempo o la técnica de sub-portadoras multiplexadas en dominio eléctrico “vieron la luz” en sistemas reales [6]. Una interesante alternativa fue la de aplicar la subdivisión de los recursos espectrales directamente en dominio óptico dando origen a los sistemas de distribución pasivos con multiplexación en longitud de onda [7] tal y como muestra la Fig.2.1.

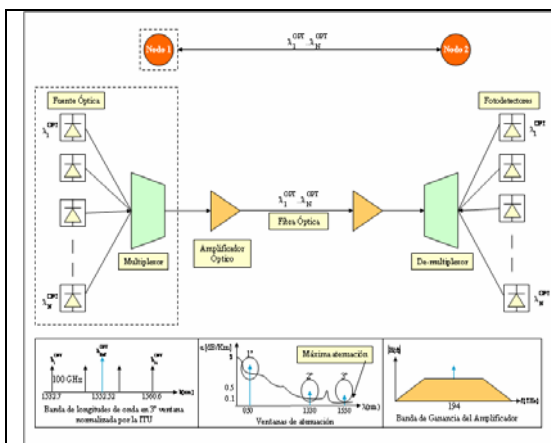


Fig.2.2 Enlace punto a punto con multiplexación en longitud de onda.

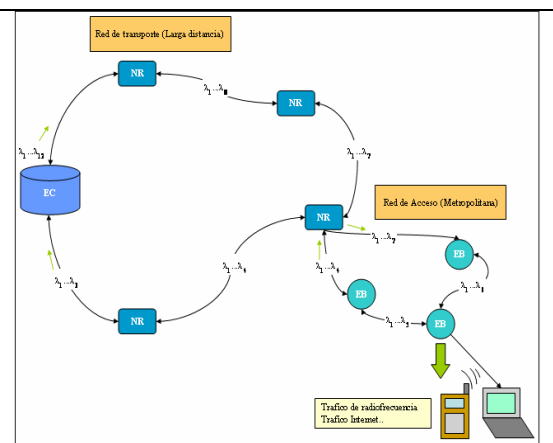


Fig.2.3 Esquema de una red óptica reconfigurable con topología “anillo” para multiservicio.

Desde la Fig.2.2 se deduce que por medio de multiplexores (acopladores en estrella pasivos de tipo 1xN o bancos de filtros) y de-multiplexores (Filtros de tipo Fabry-Perot o Mach-Zehnder) se combinan una multitud de canales ópticos igualmente espaciados sobre una misma fibra, de

tal modo que pueden ser amplificados y transmitidos simultáneamente en la región de 1550 nm, la tercera ventana donde es mínima la atenuación de la fibra. La tecnología ha evolucionado, de forma que las longitudes de ondas pueden ser densamente empaquetadas e integradas en un sistema de transmisión con señales de alta frecuencia. Tales frecuencias y las separaciones entre canales se especifican en el estándar ITU-T [G.692, G694.2] [8]. La gran ventaja del sistema es que cada uno de estos canales puede transmitir señales a diferentes velocidades y formatos haciendo transparente la conexión al tipo de servicio transportado. Con esta técnica las redes a finales de la pasada década empezaron a transportar 80 canales de 2,5 Gbit/s ó 40 canales 10 Gbit/s con un total de 400 Gbit/s aprovechando el ancho de banda de la fibra óptica (varios THz). Una ventaja de estos sistemas resultó ser también su modularidad y capacidad de expansión. No obstante, las evidentes mejoras ofrecidas por esta técnica, las necesidades de una gestión dinámica de los recursos espectrales directamente en el dominio óptico quedaba sin solución y fue necesario evolucionar hacia tecnologías compatibles con las exigencias de alta capacidad y demandas de tráfico variable.

II.2. Redes ópticas reconfigurables

Para una red con división de longitud de onda de tipo estático se establecen conexiones bidireccionales en estructura de “bus” con control centralizado y enrutamiento en la estación central. Una topología de tipo “estrella” permitiría a los transmisores difundir su señal a diferentes canales donde los receptores deberían de poder seleccionar la señal deseada. En todo caso, la principal desventaja sería la poca capacidad de reutilización de longitudes de onda, por lo que una estructura en “anillo” desde el punto de vista de la distribución es la que más se aproxima a lograr una alta eficiencia en la utilización del espectro disponible [9]. La topología de anillo en conjunto con la posibilidad de reconfigurar óptimamente el tráfico añadiría flexibilidad a las redes permitiendo el uso optimizado de recursos en la estación central ofreciendo una capacidad variable en las zonas según la demanda variable en el tiempo e incorporando múltiples servicios [10]. La Fig.2.3 es un típico ejemplo de un posible y más realístico estado de una red actual donde se observa la necesidad de dotar los nodos de elementos que hagan una gestión inteligente de los recursos de la red dependiendo de la cantidad de datos y de los puntos de mayor concentración de la demanda [11].

Las redes en este caso están compuestas por uno o varios selectores de longitud de onda llamados enrutadores. Cada uno de estos tiene puertos de salida y de entrada, los que se conectan a nodos terminales o bien a otros enrutadores. Toman sus decisiones de acuerdo al puerto y la longitud de onda de la señal de entrada. Un enrutador activo puede asignar una ruta a una longitud óptica de un puerto de entrada a cualquier puerto de salida independientemente de las señales a los restantes puertos de entrada. Por lo tanto las señales dirigidas al mismo puerto

de salida deben estar en distintas longitudes de onda. Esta restricción se puede prevenir empleando conversores de longitud de onda en los enrutadores. Con esta tecnología, el manejo, la monitorización, la restauración y el aprovisionamiento de longitudes de onda permite la integración de las redes ópticas de larga distancia, que transportan tráfico sobre caminos ópticos desde 300 hasta 1000 km o más, con las redes metropolitanas que transportan hasta unas 100 lambdas por fibra. En las redes metropolitanas los tráficos son de alta capacidad y a diferencia de las aplicaciones de larga distancia, estos están dirigidos a más de un punto. Aquí es donde los cambios de capacidad se asumen que llegan en tiempos aleatorios, así como también su vigencia. El ejemplo más claro lo constituyen las redes de área local.

II.3. Transmisión óptica en sistemas radio sobre fibra.

La presencia de nuevos servicios de banda estrecha inalámbricos en el entorno urbano supone una gran cantidad de tráfico que debe ser soportado por los nodos de las redes de acceso metropolitanas. Las ventajas de gran ancho de banda, bajas pérdidas (inferiores a 0,2 dB/km para longitudes de onda alrededor de 1550 nm) e inmunidad frente a las interferencias electromagnéticas, hacen que la fibra sea la principal candidata a permitir estos servicios. Surge así la necesidad de combinar y adaptar al canal óptico las características espectrales de los dispositivos y de las señales de radiofrecuencia. Básicamente, en estos sistemas la fibra óptica transporta señales de radiofrecuencia (RF) directamente hasta un punto de radiación remoto que según el esquema de la Fig.2.3 es la estación base que en el caso particular de transmisión y recepción de señales radio será dotada de transductores electromagnéticos más conocidos como antenas [12]. Dependiendo de la aplicación considerada, las señales de radio frecuencia (RF) poseen un espectro que va desde los 30 MHz para ondas de alta frecuencia hasta 300 GHz para ondas milimétricas incluyendo así todos los servicios de tipo inalámbrico fijo y móvil presentes actualmente en el mercado de las telecomunicaciones. La principal ventaja económica de los sistemas radio sobre fibra es la de concentrar la mayoría del equipamiento de alta frecuencia (siempre más costoso) en un lugar centralizado (la estación central), permitiendo que el equipamiento de la estación base sea simple, de pequeño tamaño y con un bajo consumo de potencia. Para describir con más detalle el tipo de procesado de una señal de radio sobre fibra “extraemos” desde la Fig. 2.3 uno de los posibles enlaces punto a punto creado por un nodo central y un nodo terminal. Este enlace se muestra en la configuración de la Fig. 2.4 y observamos que:

- En el enlace descendente (Estación Central hacia Estación Base) una señal RF que se desea enviar a un terminal usuario se convierte primero a frecuencias ópticas en la estación central, se propaga por la fibra óptica hasta la estación base. En la estación base

se extrae de la señal óptica la señal RF para poderse propagar por medio de un cable coaxial a la antena y de aquí ser radiada al usuario final.

- En el enlace ascendente (Estación Base hacia Estación Central) la señal RF que proviene del usuario se capta con la antena presente en la estación base donde se convierte a frecuencias ópticas y se transmite a la estación central. En la estación central la señal se convierte a RF para el procesado y eventualmente se reconvierte a señal óptica para un siguiente enrutamiento hacia la red de transporte.

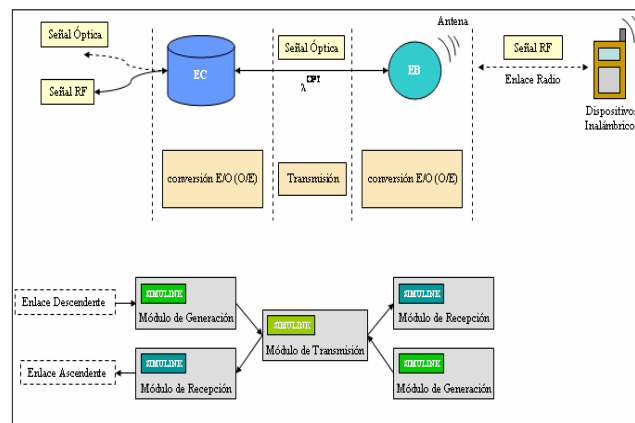


Fig.2.4 Esquema de enlace radio sobre fibra.

Independientemente de la dirección seguida, el esquema evidencia que las funciones básicas e imprescindibles para la comunicación entre estación central y estación base son la conversión electro-óptica, la propagación en fibra y la conversión óptico-eléctrica de una señal. Dividiendo el enlace en módulos, la conversión electro-óptica es realizada por un módulo de generación de la señal radio sobre fibra, la propagación en la fibra será el modulo de transmisión y la conversión de óptico a eléctrico el modulo de recepción. En este esquema, toda la complejidad asociada a las funciones de procesado de la señal electrónica se sitúa en la estación central simplificando el equipamiento de la estación base. Entre las principales aplicaciones que encuentran los sistemas radio sobre fibra óptica se destacan los enlaces tierra-satélite, los sistemas inalámbricos, las aplicaciones telemáticas y militares. En resumen, la práctica totalidad de los sistemas de radiocomunicaciones encuentran un aliado ideal en la fibra óptica debido a sus características intrínsecas de transmisión. De este modo, en los sistemas radio sobre fibra convergen dos tecnologías tan distintas, con las ventajas que aporta cada una de ellas. En las siguientes tres subsecciones se estudiarán por separado los tres módulos.

II.3.1 Generación de señales radio sobre fibra.

Como se ha comentado en el apartado anterior, suponiendo que consideramos el enlace descendiente, se necesita una conversión electro-óptica de la señal RF que se desea transmitir. Por conversión electro-óptica se entiende cumplir una acción previa sobre la señal RF de manera que pueda “adaptarse” a un medio de transmisión (la fibra óptica) que permite la propagación de señales a frecuencia mucho más altas. La técnica que efectúa esta operación es, la modulación. Dependiendo de la frecuencia de la señal eléctrica y de la longitud del enlace óptico, se presentan dos posibilidades: la modulación directa para transmisiones de señales con frecuencia inferior a los 2.5 GHz y distancias no superiores a los 40-50 Km, y la modulación externa para transmisiones de larga distancia y multicanal. La distinción radica en el hecho de que la modulación directa del láser produce una modulación residual de la frecuencia llamada “chirp” que provoca un ensanchamiento del espectro de emisión limitando el espaciamiento entre canales. Respecto a la modulación directa, la modulación externa genera una señal de banda estrecha (del orden de la frecuencia de la señal eléctrica) y posee prestaciones mejores en presencia de la dispersión cromática de la fibra aunque requiera componentes más sofisticados y costosos. Para las características de las señales que deseamos transmitir haremos uso de la modulación externa y en particular del modulador Mach-Zehnder con doble canal (DD-MZM).

El modelado del módulo de generación y en manera especial del DD-MZM, requiere conocer el comportamiento del dispositivo en función de la señal eléctrica de RF aplicada en sus electrodos de entrada. Se muestran en Fig.2.5 el esquema del modulador donde se observa su estructura Mach-Zehnder formada por dos uniones en Y y en la Fig.2.6 la curva típica de la potencia óptica de salida en función de la tensión eléctrica (respuesta P-V). Se observa que:

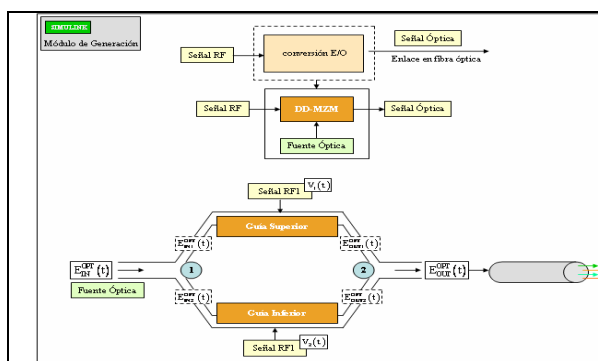


Fig.2.5. Modulador externo doble canal DD-MZM.

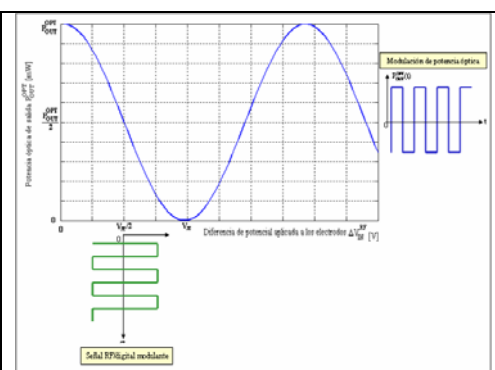


Fig.2.6 Curva (P-V) del DD-MZM.

- La curva de transferencia del modulador es no lineal tal y como se deduce de la respuesta del dispositivo.
- Cuando no se aplica ninguna diferencia de potencial (ddp) en los electrodos de entrada, es decir que, $\Delta V(t)=0$ la portadora óptica que le entra no viene modulada, por lo que a

la salida del modulador se tiene la misma portadora óptica. Cuando la ddp es no nula el dispositivo produce una modulación en amplitud de la portadora óptica que proviene de la tensión aplicada al modulador.

- Dada la periodicidad de la respuesta, en los electrodos del modulador externo se puede aplicar una tensión incrementada igual a V_π , que corresponde con la ddp requerida para obtener un cambio de fase óptico de π radianes. (V_π se llama tensión de conmutación)
- Normalmente el modulador externo se polariza al valor $\Delta V = V_\pi/2$ que corresponde al punto por el cual la potencia óptica de salida es la mitad de la de entrada.

Para llegar a la expresión general de la señal óptica a la salida del DD-MZM, partimos de la expresión del campo eléctrico de la señal óptica aplicada en entrada, que por comodidad de notación se pondrá con modulo y fase:

$$E_{IN}^{OPT}(t) = |E_{IN}^{OPT}(t)| e^{j\phi_{IN}^{OPT}(t)} \quad (1)$$

La unión en Y a la entrada del dispositivo (punto 1 de la Fig.2.5) actúa como divisor de potencia equilibrado y sin pérdidas encaminando la misma cantidad de potencia tanto a la guía superior como a la guía inferior. En tal caso cada uno de los dos canales del DD-MZM recibe la misma señal de entrada expresada como:

$$\begin{cases} E_{IN1}^{OPT}(t) = \frac{E_{IN}^{OPT}(t)}{\sqrt{2}} \\ E_{IN2}^{OPT}(t) = \frac{E_{IN}^{OPT}(t)}{\sqrt{2}} \end{cases} \quad (2)$$

Tanto en el brazo superior como en el inferior del modulador existen dos moduladores de fase LiNbO_3 de longitud L . El cambio de fase que experimenta cada señal en la (2) depende, como se observará seguido, de las señales de RF aplicadas a los dos electrodos es decir $V_1(t)$ y $V_2(t)$. A lo largo de la propagación en ambas guías, el cambio de fase es dado por:

$$\phi_i(t) = \phi_0 + \Delta\phi_i(t) \quad , (i=1,2) \quad (3)$$

Donde $\phi_0 = k_0 n_0 L$ es una fase intrínseca independiente de la señal de tensión aplicada, y $\Delta\phi_i(t)$, $(i=1..2)$ es la variación de fase que depende de $V_1(t)$ y $V_2(t)$. La variación de fase con respecto a las señales eléctricas aplicadas al modulador se puede expresar como sigue:

$$\Delta\phi_i(t) = -\frac{k_0 n_0^3 r_1^3 E_i L}{2} = -\pi \frac{V_i(t)}{V_\pi} \quad , (i=1,2) \quad (4)$$

Donde $k_0 = 2\pi/\lambda_0$ es la constante de propagación en el vacío, n_0 es el índice de refracción ordinario del LiNbO_3 , r_1^3 es el coeficiente electroóptico del material, $E_i = V_i(t)/d$, $(i=1,2)$ es el campo eléctrico por la tensión a los electrodos, d es la profundidad de las guías y $V_\pi = \lambda_0 d / n_0^3 r_1^3 L$ representa la tensión que hay que aplicar a los electrodos para producir un

desfase óptico de π radianes. A la unión de salida los dos campos en cada brazo se presentan expresados de la siguiente forma usando (2) y (3):

$$\begin{cases} E_{\text{OUT1}}^{\text{OPT}}(t) = E_{\text{IN1}}^{\text{OPT}}(t) e^{j\phi(t)} = \left(\frac{E_{\text{IN}}^{\text{OPT}}(t)}{\sqrt{2}} \right) e^{j\phi(t)} = \left(\frac{E_{\text{IN}}^{\text{OPT}}(t)}{\sqrt{2}} \right) e^{j(\phi_0 + \Delta\phi_1(t))} \\ E_{\text{OUT2}}^{\text{OPT}}(t) = E_{\text{IN2}}^{\text{OPT}}(t) e^{j\phi_2(t)} = \left(\frac{E_{\text{IN}}^{\text{OPT}}(t)}{\sqrt{2}} \right) e^{j\phi_2(t)} = \left(\frac{E_{\text{IN}}^{\text{OPT}}(t)}{\sqrt{2}} \right) e^{j(\phi_0 + \Delta\phi_2(t))} \end{cases} \quad (5)$$

La unión en Y a la salida recoge y recombina sin pérdidas las dos señales en la ecuación (5) originando el campo de salida $E_{\text{OUT}}^{\text{OPT}}(t)$ expresable en la siguiente forma:

$$E_{\text{OUT}}^{\text{OPT}}(t) = E_{\text{IN}}^{\text{OPT}}(t) \cos\left(\frac{\Delta\phi_1(t) - \Delta\phi_2(t)}{2}\right) e^{j\phi_0} e^{j\left(\frac{\Delta\phi_1(t) + \Delta\phi_2(t)}{2}\right)} \quad (6)$$

La ecuación (6) muestra el campo a la salida del modulador DD-MZM que posee la amplitud del campo de entrada modulada por una función que depende de las tensiones $V_i(t)$ aplicadas a los dos brazos. El último término de la ecuación (6) representa la modulación residual de fase o “chirp” y se anula si las señales aplicadas a los electrodos son de signo opuesto. Al igual que el campo de entrada, expresamos el campo a la salida del DD-MZM separando en modulo y fase tal y como se indica a continuación:

$$E_{\text{OUT}}^{\text{OPT}}(t) = |E_{\text{OUT}}^{\text{OPT}}(t)| e^{j\phi_{\text{OUT}}^{\text{OPT}}(t)} \quad (7)$$

$$\begin{cases} |E_{\text{OUT}}^{\text{OPT}}(t)| = \left| E_{\text{IN}}^{\text{OPT}}(t) \cos\left(\frac{\Delta\phi_1(t) - \Delta\phi_2(t)}{2}\right) \right| \\ \phi_{\text{OUT}}^{\text{OPT}}(t) = \phi_{\text{IN}}^{\text{OPT}}(t) + \phi_0 + \frac{\Delta\phi_1(t) + \Delta\phi_2(t)}{2} \end{cases} \quad (7a)$$

A partir de la ecuación (6) se obtiene la potencia de la señal óptica en función de la potencia de entrada y de la función modulada:

$$P_{\text{OUT}}^{\text{OPT}}(t) = P_{\text{IN}}^{\text{OPT}}(t) \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(\Delta\phi_1(t) - \Delta\phi_2(t)) \right] \quad (7b)$$

La (7a) y la (7b) tienen validez general dado que no se ha hecho ninguna especificación sobre la forma y el tipo de señal RF aplicada a los electrodos. Es evidente que en función de que la señal RF sea una señal analógica o digital obtendríamos expresiones diferentes por lo cual es preferible encontrar expresiones matemáticamente más sencillas para el caso de señal analógica y en particular se considera a título de ejemplo el caso de transmisión de un tono RF.

En este caso las dos tensiones eléctricas están formadas por un término constante V_i^{DC} y una componente de RF de pulsación Ω_{RF} con amplitud V_i^{RF} y fase $\theta_{\text{RF}i}$ arbitrarias como especificado a continuación:

$$\begin{cases} V_1(t) = V_1^{\text{DC}} + V_1^{\text{RF}} \text{sen}(\Omega_{\text{RF}}t + \theta_{\text{RF}1}) \\ V_2(t) = V_2^{\text{DC}} + V_2^{\text{RF}} \text{sen}(\Omega_{\text{RF}}t + \theta_{\text{RF}2}) \end{cases} \quad (8)$$

Expresamos entonces las cantidades $(\Delta\phi_1(t)-\Delta\phi_2(t))$ y $(\Delta\phi_1(t)+\Delta\phi_2(t))$ en las ecuaciones (7a) y (7b) usando las ecuaciones (4) y (8). Se obtiene:

$$\Delta\phi_1(t)-\Delta\phi_2(t)=\frac{\pi}{V_\pi}(V_2^{\text{DC}}-V_1^{\text{DC}})+\frac{\pi}{V_\pi}(V_2^{\text{RF}}\text{sen}(\Omega_{\text{RF}}t+\theta_{\text{RF2}})-V_1^{\text{RF}}\text{sen}(\Omega_{\text{RF}}t+\theta_{\text{RF1}})) \quad (9a)$$

$$\Delta\phi_1(t)+\Delta\phi_2(t)=\frac{\pi}{V_\pi}(V_1^{\text{DC}}+V_2^{\text{DC}})-\frac{\pi}{V_\pi}(V_1^{\text{RF}}\text{sen}(\Omega_{\text{RF}}t+\theta_{\text{RF1}})+V_2^{\text{RF}}\text{sen}(\Omega_{\text{RF}}t+\theta_{\text{RF2}})) \quad (9b)$$

Si ponemos $V_1^{\text{RF}}=V_2^{\text{RF}}=V_{\text{IN}}^{\text{RF}}$ las ecuaciones (9a) y la (9b) quedan respectivamente como:

$$\Delta\phi_1(t)-\Delta\phi_2(t)=\varphi^{\text{DC}}+2\varphi^{\text{RF}}\text{sen}\left(\frac{\theta_{\text{RF2}}-\theta_{\text{RF1}}}{2}\right)\text{cos}(\Omega_{\text{RF}}t+\theta_{\text{RF}}) \quad (10a)$$

$$\Delta\phi_1(t)+\Delta\phi_2(t)=-\frac{2\pi V_1^{\text{DC}}}{V_\pi}-\varphi^{\text{DC}}-2\varphi^{\text{RF}}\text{cos}\left(\frac{\theta_{\text{RF2}}-\theta_{\text{RF1}}}{2}\right)\text{sen}(\Omega_{\text{RF}}t+\theta_{\text{RF}}) \quad (10b)$$

Donde por comodidad de notación se han definido tres nuevas cantidades:

$$\begin{cases} \varphi^{\text{DC}} = \frac{\pi}{V_\pi}(V_2^{\text{DC}}-V_1^{\text{DC}}) \\ \varphi^{\text{RF}} = \frac{\pi}{V_\pi}V_{\text{IN}}^{\text{RF}} \\ \theta_{\text{RF}} = \frac{\theta_{\text{RF1}}+\theta_{\text{RF2}}}{2} \end{cases} \quad (11)$$

Sustituimos (10a), (10b) y (11), quedando la (7a) y (7b) respectivamente como:

$$\begin{cases} |E_{\text{OUT}}^{\text{OPT}}(t)| = \left| E_{\text{IN}}^{\text{OPT}}(t) \text{cos}\left(\frac{\varphi^{\text{DC}}}{2} + \varphi^{\text{RF}}\text{sen}\left(\frac{\theta_{\text{RF2}}-\theta_{\text{RF1}}}{2}\right)\text{cos}(\Omega_{\text{RF}}t+\theta_{\text{RF}})\right) \right| \\ \phi_{\text{OUT}}^{\text{OPT}}(t) = \phi_{\text{IN}}^{\text{OPT}}(t) + \phi_0 - \frac{\pi V_1^{\text{DC}}}{V_\pi} + \Theta_{\text{OUT}}^{\text{OPT}}(t) \\ \Theta_{\text{OUT}}^{\text{OPT}}(t) = -\frac{\varphi^{\text{DC}}}{2} - \varphi_{\text{RF}}\text{cos}\left(\frac{\theta_{\text{RF2}}-\theta_{\text{RF1}}}{2}\right)\text{sen}(\Omega_{\text{RF}}t+\theta_{\text{RF}}) \end{cases} \quad (13a)$$

$$P_{\text{OUT}}^{\text{OPT}}(t) = P_{\text{IN}}^{\text{OPT}}(t) \text{cos}^2\left(\frac{\varphi^{\text{DC}}}{2} + \varphi^{\text{RF}}\text{sen}\left(\frac{\theta_{\text{RF2}}-\theta_{\text{RF1}}}{2}\right)\text{cos}(\Omega_{\text{RF}}t+\theta_{\text{RF}})\right) \quad (13b)$$

Consideramos como campo de entrada al DD-MZM, el caso de una única portadora óptica:

$$E_{\text{IN}}^{\text{OPT}}(t) = \sqrt{P_{\text{IN}}^{\text{OPT}}(t)} e^{j[\omega_0 t + \phi_0(t)]} \quad (14)$$

Donde $P_{\text{IN}}^{\text{OPT}}(t)$ es la potencia óptica en ingreso, $\omega_0 = 2\pi f_0$ es la pulsación óptica y $\phi_0(t)$ es la fase inicial de la portadora óptica que generalmente es función del tiempo. Ahora las ecuaciones (13a) (13b) se pueden describir respectivamente como:

$$\begin{cases} |E_{\text{OUT}}^{\text{OPT}}(t)| = \sqrt{P_{\text{IN}}^{\text{OPT}}(t)} \left| \text{cos}\left(\frac{\varphi^{\text{DC}}}{2} + \varphi^{\text{RF}}\text{sen}\left(\frac{\theta_{\text{RF2}}-\theta_{\text{RF1}}}{2}\right)\text{cos}(\Omega_{\text{RF}}t+\theta_{\text{RF}})\right) \right| \\ \phi_{\text{OUT}}^{\text{OPT}}(t) = [\omega_0 t + \phi_0(t)] + \phi_0 - \frac{\pi V_1^{\text{DC}}}{V_\pi} + \Theta_{\text{OUT}}^{\text{OPT}}(t) \\ \Theta_{\text{OUT}}^{\text{OPT}}(t) = -\frac{\varphi^{\text{DC}}}{2} - \varphi_{\text{RF}}\text{cos}\left(\frac{\theta_{\text{RF2}}-\theta_{\text{RF1}}}{2}\right)\text{sen}(\Omega_{\text{RF}}t+\theta_{\text{RF}}) \end{cases} \quad (15a)$$

$$P_{OUT}^{OPT}(t) = P_{IN}^{OPT}(t) \cos^2 \left(\frac{\varphi^{DC}}{2} + \varphi^{RF} \sin \left(\frac{\theta_{RF2} - \theta_{RF1}}{2} \right) \cos(\Omega_{RF} t + \theta_{RF}) \right) \quad (15b)$$

Aplicamos los siguientes casos a las relaciones (15a) y (15b) obteniendo:

Modulación de Amplitud de Doble Banda Lateral (AM-DSB):

$$\boxed{\theta_{RF2} - \theta_{RF1} = \pi} \quad \left\{ \begin{array}{l} P_{OUT}^{OPT}(t) = P_{IN}^{OPT}(t) \cos^2 \left(\frac{\varphi^{DC}}{2} + \varphi^{RF} \cos(\Omega_{RF} t + \theta_{RF}) \right) \\ \Theta_{OUT}^{OPT}(t) = -\frac{\varphi^{DC}}{2} \end{array} \right. \quad (16a)$$

$$\Delta V = 0 \rightarrow \left\{ \begin{array}{l} P_{OUT}^{OPT}(t) = P_{IN}^{OPT}(t) \cos^2(\varphi^{RF} \cos(\Omega_{RF} t + \theta_{RF})) \\ \Theta_{OUT}^{OPT}(t) = 0 \end{array} \right.$$

$$\Delta V = \frac{V_{\pi}}{2} \rightarrow \left\{ \begin{array}{l} P_{OUT}^{OPT}(t) = P_{IN}^{OPT}(t) \cos^2 \left(\frac{\pi}{4} + \varphi^{RF} \cos(\Omega_{RF} t + \theta_{RF}) \right) \\ \Theta_{OUT}^{OPT}(t) = -\frac{\pi}{4} \end{array} \right.$$

$$\Delta V = V_{\pi} \rightarrow \left\{ \begin{array}{l} P_{OUT}^{OPT}(t) = P_{IN}^{OPT}(t) \sin^2(\varphi^{RF} \cos(\Omega_{RF} t + \theta_{RF})) \\ \Theta_{OUT}^{OPT}(t) = -\frac{\pi}{2} \end{array} \right.$$

Modulación de Amplitud de Banda Lateral Única (AM-SSB):

$$\boxed{\theta_{RF2} - \theta_{RF1} = \pi/2} \quad \left\{ \begin{array}{l} P_{OUT}^{OPT}(t) = P_{IN}^{OPT}(t) \cos^2 \left(\frac{\varphi^{DC}}{2} + \varphi^{RF} \frac{\sqrt{2}}{2} \cos(\Omega_{RF} t + \theta_{RF}) \right) \\ \Theta_{OUT}^{OPT}(t) = -\frac{\varphi^{DC}}{2} - \varphi^{RF} \frac{\sqrt{2}}{2} \sin(\Omega_{RF} t + \theta_{RF}) \end{array} \right. \quad (16b)$$

$$\Delta V = 0 \rightarrow \left\{ \begin{array}{l} P_{OUT}^{OPT}(t) = P_{IN}^{OPT}(t) \cos^2 \left(\varphi^{RF} \frac{\sqrt{2}}{2} \cos(\Omega_{RF} t + \theta_{RF}) \right) \\ \Theta_{OUT}^{OPT}(t) = -\frac{\pi}{2} - \varphi^{RF} \frac{\sqrt{2}}{2} \sin(\Omega_{RF} t + \theta_{RF}) \end{array} \right.$$

$$\Delta V = \frac{V_{\pi}}{2} \rightarrow \left\{ \begin{array}{l} P_{OUT}^{OPT}(t) = P_{IN}^{OPT}(t) \cos^2 \left(\frac{\pi}{4} + \varphi^{RF} \frac{\sqrt{2}}{2} \cos(\Omega_{RF} t + \theta_{RF}) \right) \\ \Theta_{OUT}^{OPT}(t) = -\frac{\pi}{4} - \varphi^{RF} \frac{\sqrt{2}}{2} \sin(\Omega_{RF} t + \theta_{RF}) \end{array} \right.$$

$$\Delta V = V_{\pi} \rightarrow \left\{ \begin{array}{l} P_{OUT}^{OPT}(t) = P_{IN}^{OPT}(t) \cos^2 \left(\varphi^{RF} \frac{\sqrt{2}}{2} \cos(\Omega_{RF} t + \theta_{RF}) \right) \\ \Theta_{OUT}^{OPT}(t) = -\varphi^{RF} \frac{\sqrt{2}}{2} \sin(\Omega_{RF} t + \theta_{RF}) \end{array} \right.$$

Modulación de Fase:

$$\boxed{\theta_{RF2} - \theta_{RF1} = 0} \quad \left\{ \begin{array}{l} P_{OUT}^{OPT}(t) = P_{IN}^{OPT}(t) \cos^2 \left(\frac{\varphi^{DC}}{2} \right) \\ \Theta_{OUT}^{OPT}(t) = -\frac{\varphi^{DC}}{2} - \varphi^{RF} \sin(\Omega_{RF} t + \theta_{RF}) \end{array} \right. \quad (16c)$$

$$\Delta V=0 \rightarrow \begin{cases} P_{OUT}^{OPT}(t) = P_{IN}^{OPT}(t) \\ \Theta_{OUT}^{OPT}(t) = -\varphi_{RF} \text{sen}(\Omega_{RF} t + \theta_{RF}) \end{cases}$$

$$\Delta V = \frac{V_{\pi}}{2} \rightarrow \begin{cases} P_{OUT}^{OPT}(t) = \frac{P_{IN}^{OPT}(t)}{2} \\ \Theta_{OUT}^{OPT}(t) = -\frac{\pi}{4} - \varphi_{RF} \text{sen}(\Omega_{RF} t + \theta_{RF}) \end{cases}$$

$$\Delta V = V_{\pi} \rightarrow \begin{cases} P_{OUT}^{OPT}(t) = 0 \\ \Theta_{OUT}^{OPT}(t) = -\frac{\pi}{2} - \varphi_{RF} \text{sen}(\Omega_{RF} t + \theta_{RF}) \end{cases}$$

Es importante notar que la ecuación (16a) para la modulación AM-DSB se obtiene con un modulador MZM de único canal o single drive haciendo $\theta_{RF1} = \theta_{RF2} \pm \pi$.

II.3.2 Recepción de señales radio sobre fibra

En todos los sistemas de comunicaciones ópticas es imprescindible un segundo sistema encargado de hacer la conversión de señal óptica a eléctrica. Este sistema se conoce con el nombre de receptor óptico. La etapa de los receptores requiere alta ganancia, bajo nivel de ruido y amplio ancho de banda por el hecho que en este punto del enlace nos encontramos con señales de altísima frecuencia pero con un nivel de potencia muy bajo. Así, las exigencias impuestas a los modernos sistemas de transmisión en fibra óptica han resultado en que el diseño correcto del circuito receptor se convierta en uno de los bloques más importantes para un buen desempeño de estos sistemas. Haciendo referencia al enlace descendente del esquema de Fig. 2.4 describimos como, desde la señal óptica recibida a la salida del tramo de fibra, se extrae el contenido RF es decir la información para el usuario final.

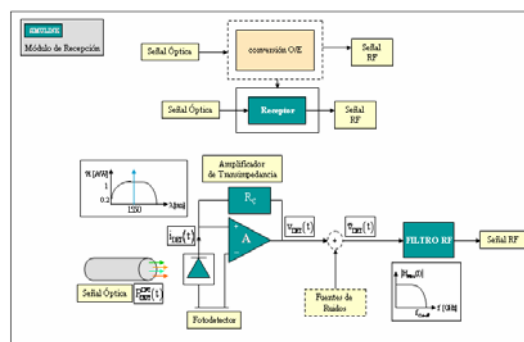


Fig.2.7 Esquema del módulo de recepción.

Como se muestra con más detalle en la Fig. 2.7, la estructura del bloque receptor es bastante compleja y se compone de tres elementos fundamentales:

- El fotodetector, que absorbe la potencia a su entrada en forma de flujo de fotones, transformándola en una fotocorriente a su salida.

- Un amplificador de transimpedancia, comúnmente usado en circuitos de detección, cuya función es producir a la salida una tensión dada por el producto de la corriente por su impedancia de retroalimentación.
- Un filtro de tipo paso bajo cuya frecuencia de corte f_{CUT} se encarga de depurar la señal de radiofrecuencia detectada de todas las contribuciones de ruido introducidas en la etapa de conversión.

El objetivo de esta subsección es presentar las ecuaciones fundamentales que gobiernan el proceso de detección y caracterizar matemáticamente las fuentes de ruido que se generan en el receptor óptico y que van a contribuir en la degradación de la señal eléctrica detectada.

El fotodetector extrae de una señal óptica una señal eléctrica proporcional a la intensidad de la radiación luminosa y su funcionamiento se basa sobre el mecanismo de absorción de la radiación electromagnética por parte de la materia con la cual se realizan.

Para un fotodetector ideal que no incluye las fuentes de ruido, la fotocorriente primaria generada a la salida es igual a:

$$i_{DET}(t) = \left(\eta \frac{e}{hf_0} \right) P_{OUT}^{OPT}(t) = \mathfrak{R} \cdot P_{OUT}^{OPT}(t) \quad (17)$$

donde $P_{OUT}^{OPT}(t)$ es la potencia óptica recibida y definida en la (16), $\mathfrak{R} = \eta \cdot (e/hf_0)$ [A/W] es la responsividad del fotodetector, e [C] es la constante física que corresponde a la carga del electrón, η es la eficiencia cuántica del dispositivo que depende del coeficiente de absorción del semiconductor y de la longitud de onda de la radiación incidente, $h = 6.6261 \times 10^{-34}$ (J·s) es la constante de Planck, f_0 [Hz] es la frecuencia del campo óptico incidente al fotodetector.

Concretamente, las fuentes de degradación analizadas en el receptor óptico son las siguientes:

- Ruido térmico generado por el amplificador de transimpedancia.
- Ruido de disparo de la señal transmitida por el sistema y generado en el detector.
- Ruido de oscuridad generado en el detector.

En lo que respecta al análisis de cada una de las fuentes de degradación se ha de comentar que únicamente se van a obtener las expresiones de las contribuciones de las corrientes de ruido asociadas a ellas, sin explicar de forma detallada su deducción, puesto que estas expresiones son genéricas para todos los receptores ópticos y se encuentran deducidas en cualquier libro de comunicaciones ópticas. Se demuestra [13] que el Ruido shot y el Ruido de oscuridad poseen las características de un proceso de Poisson por el cual se indicará como $\langle i_{RUIDO}^2(t) \rangle$ el valor cuadrático medio de la suma de todas las contribuciones de ruido introducido en la detección:

$$\langle i_{RUIDO}^2(t) \rangle = \langle i_{TERMICO}^2(t) \rangle + \langle i_{SHOT}^2(t) \rangle + \langle i_{DARK}^2(t) \rangle \quad (18)$$

El ruido térmico es debido a movimientos aleatorios de los electrones dentro de cualquier conductor debido a que la temperatura a la que se encuentran los conductores es distinta de 0 °K .

Concretamente, este movimiento aleatorio de las cargas, aunque mantenga en el volumen total una carga neutra, va a producir localmente gradientes de potencial que da lugar a corrientes de carácter ruidoso (ruido térmico). Las principales fuentes de generación de ruido térmico van a ser las resistencias, como que se encuentran en el circuito de polarización del detector, y los amplificadores que se intercalan posteriormente. La potencia de ruido asociada al ruido térmico se puede expresar de la siguiente forma:

$$\langle i_{\text{TERMICO}}^2(t) \rangle = \frac{4 \cdot K_B \cdot T \cdot F \cdot B_{\text{eq}}}{R_L} \quad (19)$$

donde $K_B = 1.3807 \times 10^{-23} [\text{J} \cdot \text{K}^{-1}]$ es la constante de Boltzman, $T [^\circ\text{K}]$ es la temperatura absoluta, $B_{\text{eq}} [\text{Hz}]$ es el ancho de banda eléctrico a -3 dB del receptor, F es el factor de ruido del amplificador eléctrico situado después del fotodetector y R_L es la resistencia de carga del fotodetector.

El ruido “shot” se debe a la propia naturaleza cuantificada de la detección de los fotones de la señal óptica incidente al fotodiodo. Esto va a hacer que la corriente eléctrica detectada de la señal sea un flujo discreto de electrones generados en instantes aleatorios. La corriente de ruido asociada al ruido shot de la señal empleada en el sistema se puede expresar de la siguiente forma:

$$\langle i_{\text{SHOT}}^2(t) \rangle = 2 \cdot e \cdot I_{\text{DET}} \cdot B_{\text{eq}} \quad (20)$$

donde $I_{\text{DET}} [\text{A}]$ es el valor promedio de la corriente instantánea detectada $i_{\text{DET}}(t)$.

La corriente de oscuridad, se debe a la generación térmica de pares e-h, que serán separados inmediatamente por la tensión inversa. Aunque la entrada al fotodiodo se cierre completamente, se generará corriente de oscuridad en su interior. El valor medio de la corriente de oscuridad va a depender del dispositivo fotodiodo empleado en el sistema. Como la generación térmica es de carácter estadístico también sobre la corriente media, I_{DARK} , se van a producir fluctuaciones que se manifiestan como ruido aditivo (ruido de oscuridad) a la fotocorriente detectada. La corriente de ruido asociada al ruido de oscuridad se puede expresar de la siguiente forma:

$$\langle i_{\text{DARK}}^2(t) \rangle = 2 \cdot e \cdot I_{\text{DARK}} \cdot B_{\text{eq}} \quad (21)$$

siendo I_{DARK} la corriente de ruido de fondo de entrada al fotodiodo. Normalmente $I_{\text{DARK}} \leq 10 \text{ nA}$.

La suma de las ecuaciones (19), (20) y (21) origina el término de corriente de ruido total presente en el circuito receptor:

$$\sqrt{\langle i_{\text{RUIDO}}^2(t) \rangle} = \sqrt{\langle i_{\text{TERMICO}}^2(t) \rangle + \langle i_{\text{SHOT}}^2(t) \rangle + \langle i_{\text{DARK}}^2(t) \rangle} \quad (22)$$

Ahora por lo que hemos dicho con respecto a la función del amplificador y siguiendo la nomenclatura de Fig. 2.6 podemos expresar la ecuación (17) en términos de tensión eléctrica de salida obteniendo:

$$\tilde{v}_{DET}(t) = R_L \cdot i_{DET}(t) \quad (23)$$

El filtro sucesivo se encarga de aplicar su función de transferencia de tipo paso bajo a la señal $\tilde{v}_{DET}(t)$ atenuando las componentes de ruido en alta frecuencia y respetando las características de modulo y fase de la señal de RF filtrada en la banda de interés. Por lo tanto el sistema receptor se optimiza para mantener una relación señal a ruido (SNR) deseada, en el caso de señal analógica, o bien una tasa de error de bit (BER) en el caso de señal digital.

II.3.3 Transmisión de señales radio sobre fibra

La cadena de distribución de la señal óptica situada entre generador y el receptor óptico va estar constituida por gran cantidad de dispositivos ópticos que permiten la propagación. De todos los dispositivos ópticos empleados en un sistema desde 1 hasta N canales, los más empleados son la fibra óptica, los conectores, empalmes, distribuidores, aisladores y amplificadores ópticos. Debido a que la gran mayoría de estos elementos no son ideales respecto a la función de transferencia, la señal transmitida por ellos sufrirá efectos de distorsión y degradaciones. Considerando la fibra óptica como el componente más importante del bloque de transmisión, los fenómenos que originan las degradaciones en la fibra monomodo se pueden clasificar en primera instancia en dos categorías: fenómenos lineales (aquellos fenómenos que son independientes de la intensidad de la onda electromagnética propagada por la fibra) y fenómenos no lineales (aquellos fenómenos que son dependientes de la intensidad de la señal propagada por la fibra). Los fenómenos de degradación lineales de la fibra óptica monomodo se pueden modelar con una función de transferencia independiente de la señal de entrada y son originados básicamente por las siguientes causas:

- La atenuación de la potencia óptica de una señal que se transmite a lo largo de un enlace de fibra y que es originada por motivos intrínsecos a la propia naturaleza del medio de transmisión y por mecanismos físicos causados por agentes externos a la fibra.
- La dependencia no lineal con la frecuencia de la constante de propagación del modo y que origina el fenómeno de dispersión cromática.

En lo referente a los fenómenos de degradación no lineales en la fibra monomodo, se trata de efectos que dependen de la potencia de la señal de entrada y no se pueden modelar directamente con una función de transferencia. Cabe mencionar que las causas que las originan son principalmente la no linealidad del índice de refracción de la fibra, el cual depende cuadráticamente de la intensidad del campo eléctrico del modo propagado por la fibra. De todas las fuentes de degradación lineales y no lineales de la fibra óptica mostradas, a continuación, solamente se da una caracterización para la atenuación y la dispersión cromática esquematizadas en la Fig. 2.7., ya que los otros efectos se incluirán en un trabajo posterior.

El factor de atenuación que modela la función de transferencia de la fibra óptica es en general un parámetro que modela la variación de la potencia óptica respecto a la distancia recorrida a lo largo del enlace, variación que se puede expresar mediante la relación:

$$P_{OUT,f}^{OPT}(t) = P_{OUT}^{OPT}(t) \cdot e^{-\alpha L} \tag{24}$$

donde $P_{OUT}^{OPT}(t)$ es la potencia óptica a la salida del modulador y que ha sido expresada en (7b), $P_{OUT,f}^{OPT}(t)$ es la potencia óptica a la salida del enlace en fibra de longitud L [Km], α es el coeficiente de atenuación del enlace [dB/Km] y que varía en función de la frecuencia óptica de la misma señal desde valores de 0.18 [dB/Km] para longitudes de onda en tercera ventana ($\lambda^{OPT} \approx 1550$ nm) a 2 [dB/km] en primera ($\lambda^{OPT} \approx 850$ nm), pasando por 0.5 [dB/Km] en segunda ventana $\lambda^{OPT} \approx 1330$ nm.

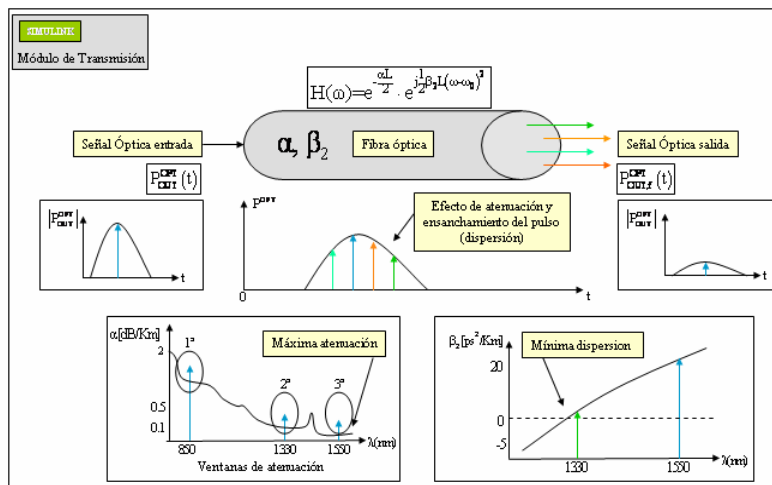


Fig.2.7 Esquema del bloque de transmisión y fenómenos de degradación.

El origen de la dispersión cromática radica en la dependencia con la frecuencia de los índices de refracción (o equivalentemente, de las constantes dieléctricas) de los materiales que conforman la fibra óptica. Como consecuencia de lo dicho, la constante de propagación del modo fundamental, va a depender con la frecuencia. Hay dos mecanismos diferentes que generan dicha dependencia: el carácter dispersivo del dieléctrico o material que compone la fibra y el efecto que sobre la constante de propagación tiene el hecho de embutir el dieléctrico en una estructura de guía de onda. La dependencia de β con ω (pulsación óptica) es en general compleja de modelar, por ello se acude a una aproximación en serie de Taylor:

$$\beta(\omega) = \beta(\omega_0) + \left. \frac{d\beta}{d\omega} \right|_{\omega_0} (\omega - \omega_0) + \left. \frac{1}{2} \frac{d^2\beta}{d\omega^2} \right|_{\omega_0} (\omega - \omega_0)^2 + \left. \frac{1}{6} \frac{d^3\beta}{d\omega^3} \right|_{\omega_0} (\omega - \omega_0)^3 + \dots \tag{25}$$

El primer término de la expansión representa el retardo de grupo por unidad de longitud τ_g/L y los siguientes términos representan la dispersión. El retardo de grupo depende en consecuencia de la frecuencia:

$$\begin{aligned} \frac{\tau_g(\omega)}{L} &= \frac{d\beta}{d\omega} = \beta_{1|\omega=\omega_0} + \beta_{2|\omega=\omega_0} \cdot (\omega - \omega_0) + \frac{1}{2} \beta_{3|\omega=\omega_0} \cdot (\omega - \omega_0)^2 = \\ &= \left(\frac{\tau_g}{L} \right)_{|\omega=\omega_0} + \left(\frac{d(\tau_g/L)}{d\omega} \right)_{|\omega=\omega_0} \cdot (\omega - \omega_0) + \frac{1}{2} \left(\frac{d^2(\tau_g/L)}{d\omega^2} \right)_{|\omega=\omega_0} \cdot (\omega - \omega_0)^2 \end{aligned} \quad (26)$$

El parámetro β_2 [ps²/Km] representa el coeficiente de dispersión cromática del segundo orden y asume valores distintos en función de la frecuencia de la señal óptica en la fibra. En tercera ventana, si empleamos una fibra estándar $\beta_2 \approx -20$ [ps²/Km].

La función de transferencia que modela el efecto conjunto de atenuación y dispersión cromática se resume en la siguiente expresión:

$$\begin{cases} H(\omega) = e^{-\frac{\alpha L}{2}} \cdot e^{j\phi(\omega)} \\ \phi(\omega) = \beta_0 + \beta_1(\omega - \omega_0) + \frac{1}{2} \beta_2 L (\omega - \omega_0)^2 \end{cases} \quad (27)$$

Cuyos valores concretos dependerán del tipo de fibra empleada y donde se nota que el término de atenuación de la potencia de la señal óptica está contenido en el módulo de la función, mientras que la dispersión se incluye en la fase.

En el capítulo siguiente se dará una descripción de la plataforma Simulink diseñada para modelar cada una de las tres partes fundamentales del enlace radio sobre fibra presentadas en este capítulo. En particular se hará referencia a las ecuaciones básicas expresadas para demostrar que los tres módulos Simulink respetan los fundamentos teóricos de los dispositivos que describen.

III. Descripción del Modelo Simulink.

En este apartado se presenta la herramienta de simulación de sistemas de comunicaciones ópticas basada en el entorno Simulink, objetivo principal del presente trabajo. A continuación se describen primero las ventajas de la plataforma implementada con respecto a otras herramientas de simulación comerciales presentes en el mercado y luego, con más detalle se presentan todos los módulos implementados.

III.1 Herramientas de simulación para sistemas radio sobre fibra.

La complejidad y las necesidades crecientes de los sistemas de transmisión por fibra óptica reales repercuten de manera ineludible en el tiempo y el esfuerzo necesario para su análisis y diseño. El propósito de cualquier programa de simulación es el modelado de dispositivos reales y siguiente evaluación de las prestaciones. La ventaja de utilizar una herramienta de cálculo asistida por ordenador radica en el hecho que puede servir como banco de pruebas previo a la implementación física. Esto permite al diseñador, o ingeniero de redes ópticas, no solo conocer

a priori cuales son las variables limitantes en cada caso particular, sino además llevar un gran número de pruebas de evaluación de la viabilidad de un sistema, que serían más costosas, tanto en tiempo como económicamente, si se efectuaran sobre el sistema real. En general la simulación debería ser una solución que requiere una baja inversión y proporciona una gran flexibilidad en el estudio del comportamiento de los sistemas de comunicaciones ópticas. Sin embargo en cuanto a las plataformas actualmente presentes en el mercado, (VPItransmissionMaker™, Optsim, Photoss, etc.) se plantean inconvenientes y desventajas con respecto a coste de la plataforma, integrabilidad entre dispositivos ópticos y eléctricos y la posible falta de rigor de los resultados cuando alguno de los modelos empleados no sea lo suficientemente preciso al reproducir el efecto del dispositivo real. Esto obliga a desarrollar un software económico, fiable, con alta capacidad de integración entre elementos fotónicos y elementos electrónicos y al paso con los requerimientos y las especificaciones para redes ópticas actuales. En este sentido resulta oportuno observar que la herramienta propuesta está basada directamente en el entorno MATLAB cuyas características de cálculo y gráficas permiten ampliamente y indistintamente al tipo de sistema, la generación, el análisis y el procesamiento de señales a cualquier frecuencia. [14], [15]. El software Simulink actual ha sido empleado en un amplio abanico de aplicaciones científicas que incluyen el procesamiento de señales en tiempo real, telecomunicaciones, comunicaciones cableadas y diseño de redes [16] sin embargo solo algunos grupos de investigación han propuesto, un modelado Simulink para sistemas de comunicaciones ópticas reales [17, 18,19] aportando en sus informes ventajas adicionales de Simulink, como por ejemplo la abundante y completa documentación que acompaña el programa y que facilita su uso. La elección de Simulink se ha visto favorecida también por el hecho de tratarse de software de libre distribución, lo que hace que no haya que adquirir ningún tipo de licencia comercial para desarrollar aplicaciones en él. Basándonos sobre estas consideraciones resulta lógico e interesante aprovechar SIMULINK para los propósitos de este proyecto.

III.2. Características del modelo Simulink.

En cualquier tipo de aplicación Simulink, las funciones básicas se implementan mediante bloques, que son elementos fundamentales en la construcción de módulos. Esto evita la necesidad de programar directamente en MATLAB y permite la creación de módulos o sistemas más complejos mediante la simple interconexión de estos elementos bloques elementales. Los módulos se construyen usando una interfaz gráfica de usuario sencilla y que facilita el aprendizaje de la plataforma. Sin embargo, en el caso de sistemas complejos, se precisa de una cómoda descripción lógica del sistema. Antes de que un conjunto de bloques se convierta en un modelo de simulación completo, debemos de tener un modelo explícito del sistema, es decir, las ecuaciones y los eventuales algoritmos que describen su funcionamiento real. En nuestro caso, la simulación de un sistema de comunicaciones óptico, la secuencia lógica de creación del

modelo ha sido subdividida de acuerdo con el desarrollo matemático presentado en el Capítulo II, dando lugar a la construcción de los modelos de generación y de recepción de forma independiente en una primera fase del trabajo. El modelo de transmisión, una vez implementado, ha hecho posible la realización del enlace radio sobre fibra de tipo punto a punto completo. La técnica de realización seguida nos ha permitido estructurar la plataforma como el conjunto de tres módulos principales que a su vez están compuestos, según una estructura jerárquica (en árbol) por sistemas, sub-sistemas y bloques elementales a formar los varios componentes del enlace. En este sentido la plataforma presenta una elevada capacidad de integración con los bloques elementales para el procesamiento de señales RF (analógicos y digitales) existentes en la librería Simulink. En previsión del trabajo futuro la organización en árbol es muy eficiente desde el punto de vista de la localización y corrección de eventuales fallos en la programación. Con el trabajo propuesto se expande notablemente la versatilidad y flexibilidad de la simulación para tratar con todo tipo de señales y dispositivos que operan a las frecuencias ópticas y organizadas según cualquier topología de red dejando al programador o al usuario arbitrariedades en cuanto a:

- Definición de parámetros y asignación de variables características para cada módulo, sistema o bloque y globales para toda la plataforma.
- Selección y sustitución individual de modelos, sistemas y bloques y/o composición para crear enlaces complejos multicanal.
- Procesado, extracción y visualización individual o múltiple de las magnitudes de interés tanto en dominio temporal como espectral en cualquier punto del sistema y con cualquier nivel de discretización.
- Incorporación de nuevos módulos y creación de librerías etc.

Se muestra en la Fig.3.1 la disposición básica y la subdivisión jerárquica en módulos, sistemas, sub-sistemas y bloques elementales de la plataforma.

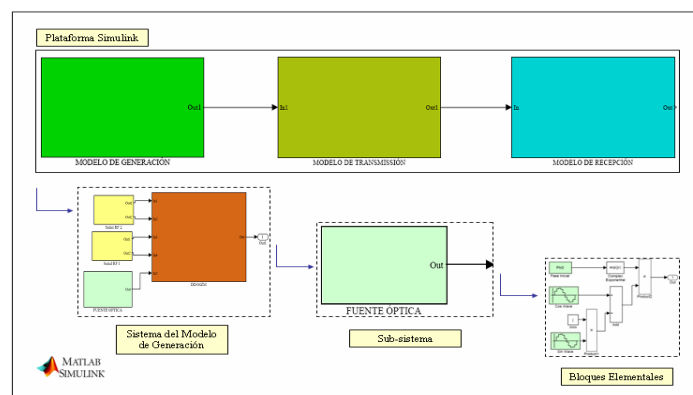


Fig.3.1 Estructura jerárquica del modelo Simulink construido.

Ante de presentar en secuencia los módulos programados, es oportuno mencionar algunas consideraciones previas. Algunas de ellas están relacionadas directamente con la compatibilidad del software mientras que otras se refieren a la manera en la cual los datos se procesan a lo largo de la simulación y al tipo de datos generados para el test. Se asume que:

- 1) La plataforma se ejecuta por medio del software de simulación Matlab.
- 2) Todos los valores, variables y constantes presentes en los modelos se inicializan desde un archivo ejecutado en Matlab ante de empezar con la simulación. El proceso de inicialización también activa todas las librerías (“DSP Blockset”, “Communications Blockset”, etc.) constituidas por sistemas básicos y presentes en Simulink.
- 3) Las variables estructuradas como escalares, vectores o matrices que se procesan en la plataforma siempre poseen una imagen en el Workspace del Matlab así como también se puede habilitar la opción de almacenamiento de los datos para crear un historial detallado del procesado.
- 4) Al igual que en cualquier otra herramienta software para la simulación científica, la plataforma opera en un dominio “tiempo-discreto” por lo que resulta de primera importancia establecer criterios previos de acuerdo con la potencia de calculo permitida para un deseado nivel de precisión, y los tiempos de ejecución.
- 5) Considerando que en las simulaciones es siempre la frecuencia más alta (en nuestro caso la de la portadora óptica) la que impone una condición sobre la frecuencia mínima de muestreo (el Teorema de Nyquist se respecta cuando $f_{\text{Muestreo}} > 2 \times f_{\text{Portadora}}$) y que por lo tanto, llevaría a tiempos de ejecución excesivamente altos utilizar frecuencias de la orden de los 400 THz, se decide trabajar en banda base y respetar el criterio de Nyquist para la frecuencia mas alta de la señal RF modulada, f_{RF} .
- 6) Los distintos componentes en la plataforma de simulación están sincronizados a la misma frecuencia de muestreo ($n \cdot f_{\text{RF}}$). Dicha frecuencia (que es función del factor de muestreo n , es también una variable de simulación) respetará siempre el Teorema de Nyquist y es la misma frecuencia a la cual los datos se almacenan en el Workspace salvo cuando el usuario o el programador imponga un mayor grado de muestreo.
- 7) Para las simulaciones presentadas en el trabajo y que usan señales RF digitales como secuencia aleatoria de datos para modular la portadora óptica, se consideran códigos de tipo NRZ (no retorno a cero) con forma de pulso ideal "1" logico = 1 Volt y "0" logico = 0 Volt en un periodo de bit. Sin embargo se deja abierta la posibilidad de ser modificados pasando a códigos de tipo RZ con formas de pulsos no ideales

obtenidas variando el roll-off y que reflejan la instantánea no-subida y no-bajada temporal de los equipos eléctricos/ópticos reales.

- 8) Respecto al tipo de modulación de la portadora, en las simulaciones presentadas, se usará siempre el esquema del modulador presentado en Fig.2.5 cuyos parámetros de entrada e intrínsecos se configurarán de manera que las características espectrales de la modulación de doble banda lateral (AM-DSB) dejando abierta la posibilidad de pasar al caso con banda lateral única (AM-SSB) por medio de un simple cambio aportado a dichos parámetros según como fue explicado en el capítulo anterior.

A continuación se describen los modelos implementados.

III.2.1 Generación de señales radio sobre fibra.

El modelo Simulink de generación de señales (Fig. 3.2) contiene un sistema compuesto por tres subsistemas: “Fuente óptica”, “Señal RF (DATOS)” y “DD-MZM” (Modulador de Mach-Zehnder doble canal).

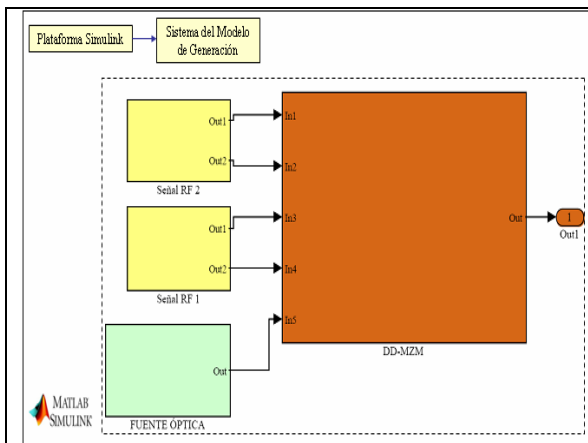


Fig.3.2 Módulo de Generación de señales RF radio sobre fibra.

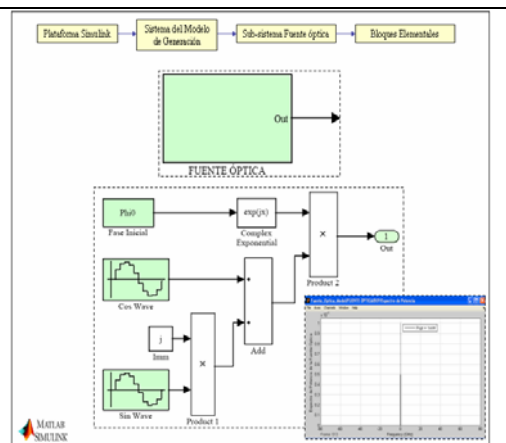


Fig. 3.3 Sub-sistema “Fuente óptica”.

La fuente óptica (Fig. 3.3) es uno de los elementos más importantes para un enlace de comunicaciones óptico. Basándonos en la definición del Capítulo II se implementa directamente y mediante bloques elementales, la ecuación (14) donde el término de fase inicial se supone constante y nulo en todas las simulaciones sin perder de generalidad. La ecuación modela una fuente láser ideal que se encargará, tras ser modulada, de transportar en frecuencias ópticas la señal RF. En los sistemas reales de alta capacidad (40Gb/s), las fuentes ópticas comúnmente utilizadas son los láseres de semiconductor que de generan una señal óptica estable a la salida, mientras que una válida alternativa para sistemas de bajo coste y bajas tasas binarias (100-200

Mb/s) son los LEDs. Para ambas alternativas variando el parámetro de fase en el bloque elemental “fase inicial” de la fuente, es posible incluir los ruidos de fase (o de frecuencia) asociados a las variaciones de la corriente de inyección. Los bloques “Cos Wave” y “Sin Wave”, una vez elegida la amplitud y la frecuencia de la portadora, propagan la misma hasta el nodo de salida “Out”conectado directamente con uno de los puertos de entrada del DD-MZM.

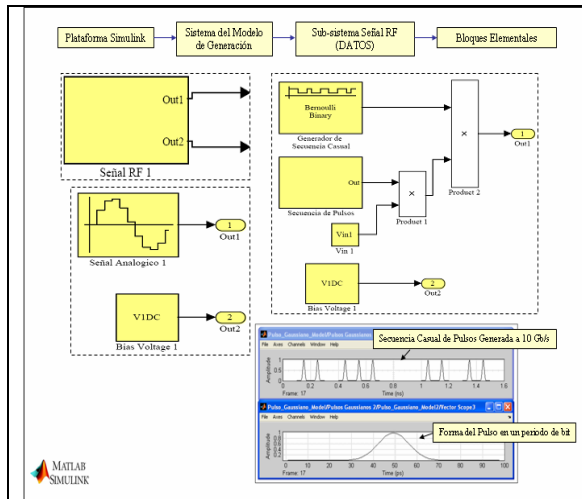


Fig. 3.4 Sub-sistema “Señal RF (DATOS)”.

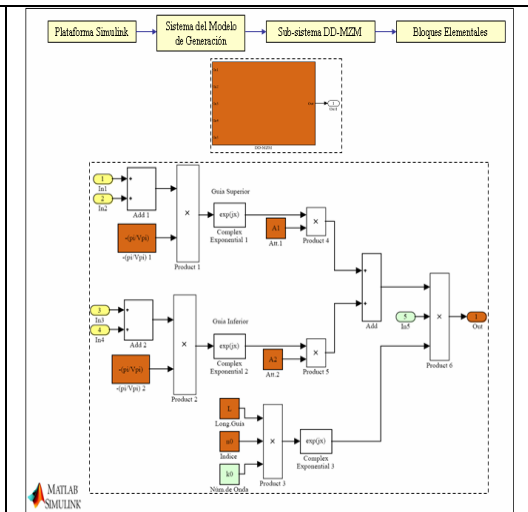


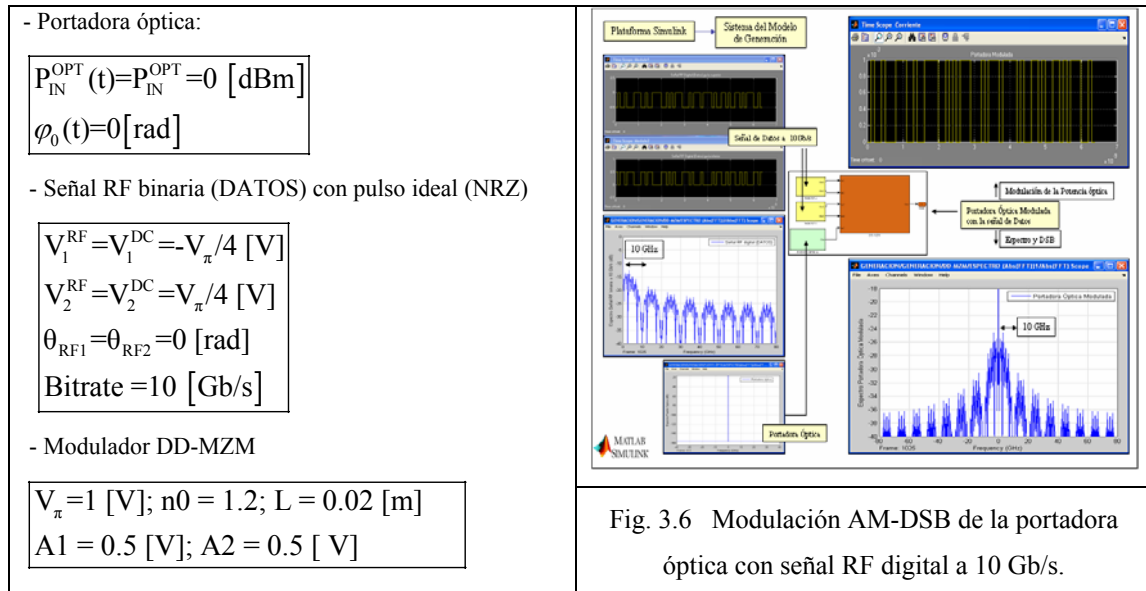
Fig. 3.5 Sub-sistema “DD-MZM”.

Con respecto al sub-sistema “Señal RF (DATOS)” de la Fig.3.4., se distingue entre señales analógicas y señales binarias digitales. Para los dos casos dichas señales tienen la misma definición expuesta en la ecuación (8) del capítulo II, salvo añadir un término sumatorio para considerar todos los armónicos en caso de que no se trate de único tono RF. No obstante la diferencia física entre las dos señales radica en los valores de tensión que pueden tomar, y que a nivel matemático ambas se pueden describir por medio de una combinación lineal de funciones sinusoidales (suma de armónicos), la diferencia más significativa a nivel de implementación está en el número de armónicos necesarios para describir una señal digital ideal, que sería infinito. Por esta razón se implementa la señal analógica por medio de suma de bloques elementales que generan la función seno sin perder la generalidad al considerar un único tono, mientras que para una señal digital se opta por una estrategia diferente generando la señal digital como producto (a cada periodo de bit, $1/f_{RF}$) entre una secuencia de valores (“0”, “1”) emitidos a la frecuencia f_{RF} y la forma que asume el pulso en el mismo periodo de bit, que consideramos ideal. La estrategia descrita permite así la creación de secuencias digitales con forma de pulsos no ideal definida y muestreada previamente asignando al bloque elemental “Secuencia Pulsos” sólo los valores del vector en un periodo de bit. De esta manera se justifica también el uso de formas ideales en la asunción al punto (7).

Para el caso analógico el bloque básico creado para generar un único tono RF, permite la definición de los parámetros característicos de una señal sinusoidal (amplitud, frecuencia y fase). La introducción del bloque elemental de suma da la posibilidad de introducir varios tonos RF obteniendo a la salida del sub-sistema la señal analógica deseada como combinación lineal de todos los tonos. Si se quiere generar una secuencia digital, como mostrado en la Fig.3.4, se multiplica la muestra a muestra la forma del pulso definida en un periodo T por una secuencia casual de valores binarios al mismo con $\text{bitrate} = 1/T$. Con respecto a las amplitudes se hace notar que en ambos casos se refieren a la excursión de tensión que se aplica a los dos canales del modulador DD-MZM para generar el desfase constructivo y destructivo de la portadora óptica en sede de modulación. Los valores de tensión DC representan la excursión de cada una de las señales RF generadas con respecto a sus valores medios. El bloque elemental utilizado para la emisión de la secuencia binaria es el “Bernoulli Binary Generator” que permite además de generar la secuencia de "0" y "1", de asignar la probabilidad de ocurrencia de estos valores dando a la secuencia el carácter de aleatoriedad que es fundamental a la hora de estimar parámetros de calidad como lo son el Bit Error Rate o el factor de calidad Q asociado, medidas típicas en cuanto a la evaluación de la degradación para señales digitales [20,21]. Se completa así la descripción del sub-sistema “Señal RF (DATOS) cuyos puertos de salida se conectan directamente en el subsistema “DD-MZM”. Con la presencia en la entrada de la fuente óptica y de las señales de RF, el sub-sistema “DD-MZM” genera a su salida, la portadora óptica modulada por la señal de RF, implementando directamente las relaciones (4) y (6) del Capítulo II y que se cumplen por medio de bloques elementales de producto y suma en conjunto con la función exponencial compleja de la librería Simulink.

Una observación más detallada de la Fig. 3.5 evidencia la estructura simétrica del módulo respecto al nodo de salida “Out”, emulando la geometría de un modulador electro-óptico de Mach-Zehnder doble canal. Los nodos de entrada contienen las dos señales de RF aplicadas a los electrodos y que, tras de la multiplicación por un parámetro que depende de la tensión de “switch” del modulador, realizan la función de desfase cumplida por ambas guías sobre la portadora óptica. Las constantes “A1” y “A2” tienen en cuenta de las eventuales pérdidas de propagación del dispositivo y de la división en potencia de la junción a la entrada y a la salida. La señal a la salida del nodo de suma “Add” se multiplica por la portadora al nodo de entrada “5” cumpliendo la modulación de amplitud. Por medio de los bloques “L”, “n0” y “k0” se considera también la fase inicial introducida por el modulador y que depende de las características intrínsecas de la estructura. Es oportuno observar en este punto de la descripción, que la plataforma Simulink, como ningún otro simulador óptico presente actualmente permite el acceso y control completo de todas las cantidades físicas que describen un dispositivo óptico real considerándose también el aspecto visual. Se concluye así la descripción del modelo de generación observando que su puerto de salida coincide con la salida del módulo de generación.

A continuación se ilustra un ejemplo de modulación de tipo AM-DSB (Amplitude Modulation - Double Side Band) para el caso de señal modulante digital a 10 Gb/s, demostrando el correcto funcionamiento del módulo de generación de señales radio sobre fibra. La Fig.3.6 presenta el resultado obtenido evidenciando las características espectrales y temporales a la entrada y a la salida del módulo. El sistema se configura con los siguientes parámetros:



La gran ventaja del dispositivo modelado es la de permitir también el uso de modulación con banda lateral única (AM-SSB) reduciendo el efecto de degradación de la señal óptica debido a la dispersión cromática acumulada a lo largo del enlace óptico y aumentando la eficiencia espectral del canal óptico [22-23]. Como ejemplo se considera la portadora óptica modulada por un único tono RF a 10 GHz. Los únicos parámetros que cambian con respecto al ejemplo anterior se refieren a la señal RF:

$$V_1^{RF} = -V_{\pi}/4 \text{ [V]; } V_2^{RF} = V_{\pi}/4 \text{ [V]; } V_1^{DC} = 0 \text{ [V]; } V_2^{DC} = V_{\pi}/2 \text{ [V]}$$

$$\theta_{RF1} = 0 \text{ [rad]; } \theta_{RF2} = \pi \text{ [rad] (DSB), } \theta_{RF2} = \pi/2 \text{ [rad] (SSB); } \Omega_{RF} = 2 \cdot \pi \cdot 10^{10} \text{ [rad/s]}$$

Se presenta en la Fig.3.7 el resultado para modulación AM-DSB y AM-SSB.

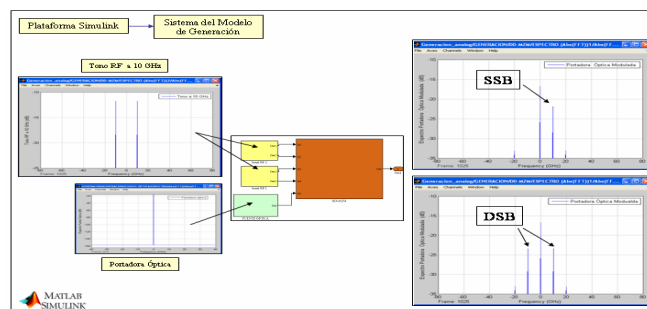


Fig.3.7 Modulación SSB de la portadora óptica con un tono RF a 10 GHz.

Antes de pasar a la descripción del siguiente módulo es oportuno mencionar que la plataforma Simulink en librería, “Communications Blockset” contiene un conjunto de bloques exclusivamente dedicados a la implementación de todos los métodos de modulación para señales RF analógicas y digitales. Entre ellos se destacan la modulación QAM (Quadrature amplitude modulation), BPSK (Binary Phase Shift Keying), QPSK (Quaternary Phase Shift Keying) con sus versiones diferenciales y modulaciones multi-nivel que representan, desde el punto de vista de la eficiencia y reducción de las degradaciones, una importante alternativa a la modulación ASK (Amplitud Shift Keying) utilizada [24,25].

III.2.2 Transmisión de señales radio sobre fibra.

Para implementar la propagación de la señal óptica por fibra se requiere pasar la señal al dominio de la frecuencia. En el apartado II.3.3 dedicado a la transmisión de señales radio sobre fibra, se llega a la conclusión que para describir sólo los efectos lineales de atenuación y de dispersión cromática se utiliza como función de transferencia para la fibra óptica la ecuación (27). Tratándose de una función definida en el dominio de las frecuencias, ha resultado más conveniente imponer un cambio a este dominio también a la señal de entrada al modelo, sustituyendo la operación de convolución en el tiempo con un simple producto en frecuencia.

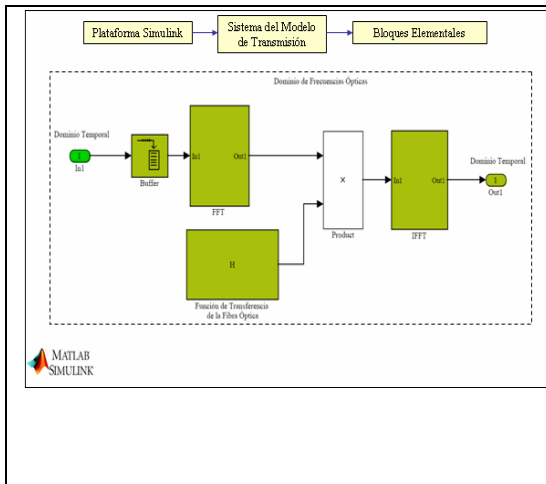


Fig.3.8 Sistema del modelo de transmisión.

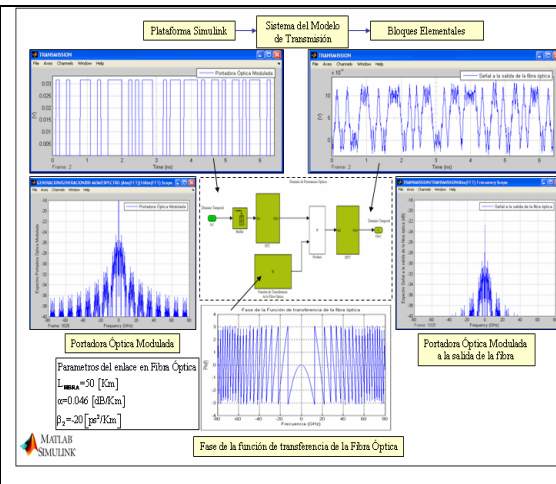


Fig.3.9. Efecto de la propagación en fibra óptica sobre una señal RF digital a 10 Gb/s

Recordando que la operación matemática para pasar de un dominio a otro es la Transformada de Fourier y que estamos operando en un contexto discreto, se utiliza el bloque elemental “FFT” a la señal de entrada como se muestra en la Fig.3.8. El único parámetro de programación para el bloque “FFT” es el número N de puntos para el cálculo de la FFT. Dicho parámetro se define en el fichero de inicio Matlab y constituye al igual que el factor de muestreo

n , una constante fundamental de la simulación. El número de puntos N respeta dos condiciones que tienen que cumplirse a la vez y a lo largo de toda la simulación:

$$\begin{cases} N = n \frac{(\text{SimTime})}{T} \\ N = 2^m \end{cases} \quad (28)$$

donde “SimTime” es una variable introducida en el sistema que define la ventana temporal de la simulación, n es el factor de muestreo, T es el periodo de bit de la señal digital y m es un número entero. A la salida del bloque que calcula la FFT la señal es una secuencia de muestras de longitud N donde y que se multiplica escalarmente por la función $H(f)$ definida en la ecuación (27) tras de ser muestreada con paso $\Delta f = N$ en frecuencia. A la salida del nodo se efectúa la FFT inversa por medio del bloque elemental “IFFT” que permite de volver al dominio tiempo-discreto. Se hace notar que el bloque elemental “Buffer” tiene la función de pasar las N muestras en paralelo al bloque “FFT”. En la Fig. 3.9 se muestra el funcionamiento del módulo de transmisión cogiendo como ejemplo la señal óptica a la salida del DD-MZM propuesto en el apartado anterior para el caso digital. En la simulación se elige $N=1024$ transmitiendo una secuencia de 64 ($\text{SimTime}/T$) bits a 10 Gb/s usando un factor de muestreo $n=16$ y cumpliendo la ecuación (28). Los parámetros de la función de transferencia de la fibra son la atenuación $\alpha=0.046$ [dB/Km], el coeficiente de dispersión cromática $\beta_2=-20$ [ps²/Km] y la longitud del enlace, $L=50$ [Km] implementando una fibra estándar. En el ejemplo se evidencia como la portadora óptica modulada a la salida del DD-MZM se atenúa y se degrada (ensanchamiento de los pulsos) por efecto de la propagación en fibra demostrando el correcto funcionamiento del módulo programado. Resumiendo, la utilidad del módulo de transmisión así programado está en el poder considerar el cambio a frecuencia y procesar la señal que se propaga en el enlace considerando los efectos lineales de la fibra por medio de su función de transferencia.

III.2.3 Recepción de señales radio sobre fibra.

Se ha evidenciado como el sistema que modela la propagación en fibra óptica introduce degradaciones por lo que la señal a la entrada del módulo de recepción es una señal atenuada y distorsionada. Siguiendo el esquema de Fig.3.1 y el ejemplo propuesto en el apartado anterior (señal RF digital a 10 Gb/s), la función del módulo de recepción es la de recuperar la versión más fiel posible de la señal RF digital transmitida con el módulo de generación y propagada en el módulo de transmisión.

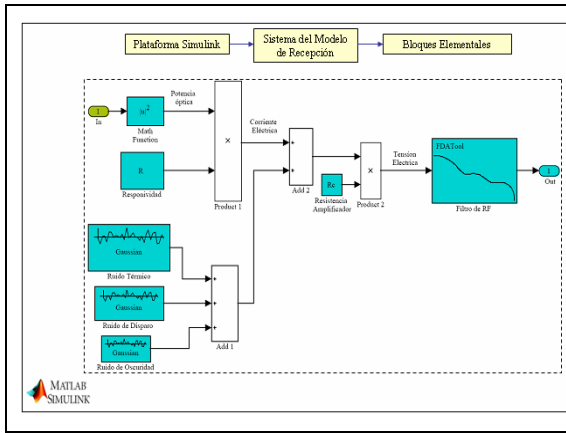


Fig.3.10 Sistema del Modelo de Recepción.

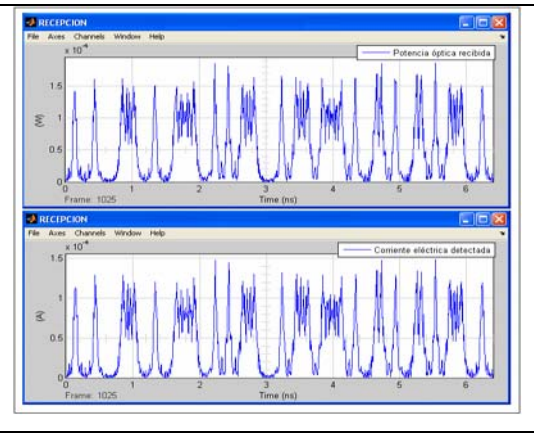


Fig.3.11 Respuesta del fotodetector a la potencia óptica recibida para $\mathfrak{R}=0.8 \text{ [A/W]}$.

El modelo recibe en entrada la señal óptica procedente por la fibra y teniendo en cuenta la ecuación (17) del capítulo II, aplica a la potencia óptica la función de transferencia representada por el parámetro de responsividad \mathfrak{R} que en el caso de única portadora toma desde el archivo de inicialización del Matlab un valor constante. Suponiendo que a la frecuencia óptica de la portadora $\mathfrak{R}=0.8 \text{ [A/W]}$ se representa en la Fig.3.11 la corriente detectada por el fotodetector en respuesta a la potencia óptica recibida a la salida del bloque “Product1”. La siguiente operación consiste en añadir a la corriente detectada la suma (nodo “Add 1”) de las tres fuentes de ruido. Se implementa la ecuación (18) usando bloques elementales del Simulink que sólo necesitan como parámetros de entrada el valor medio del ruido (que es cero) y su variancia, precisando que los valores medios y las variancias se definen en el archivo Matlab de arranque. En este punto (nodo “Add 2”) del modelo y considerando que la contribución de la resistencia del amplificador ha sido incluida en el bloque de ruido térmico, cumplimos con la ecuación (23) multiplicando (nodo “Product 2”) directamente la corriente por la resistencia de carga y obteniendo la tensión de RF que representa la señal de datos transmitida. En los tres bloques del ruido se modelan el ruido térmico, el ruido “shot” y el ruido de oscuridad parametrizando las variables definidas en las ecuaciones (19), (20) y (21) y obteniendo las siguientes contribuciones de potencia de ruido:

$B_{eq}=10.5 \text{ [GHz]}$ $T = 293 \text{ [K]}$ $F = 1$ $R_L = 50 \text{ [\Omega]}$ $I_{DARK} = 10 \text{ [nA]}$	\rightarrow	$\langle i_{\text{TERMICO}}^2(t) \rangle = 3.3980 \times 10^{-12} \text{ [A}^2 \text{]}$ $\langle i_{\text{SHOT}}^2(t) \rangle = 1.4285 \times 10^{-12} \text{ [A}^2 \text{]}$ $\langle i_{\text{DARK}}^2(t) \rangle = 3.3645 \times 10^{-17} \text{ [A}^2 \text{]}$
--	---------------	--

Los órdenes de magnitud indican que los ruidos predominantes en el ejemplo propuesto son el ruido térmico y el ruido “shot”. Sin embargo con respecto al valor medio de la corriente detectada (el Simulink posee bloques básicos que calculan valores estadísticos), las corrientes

de ruido térmico y “shot”son de una orden de magnitud inferior por lo que, como se nota en la Fig.3.12, no aportan una fluctuación relevante a la corriente detectada. En la misma figura se muestra la secuencia descrita considerando el efecto del ruido.

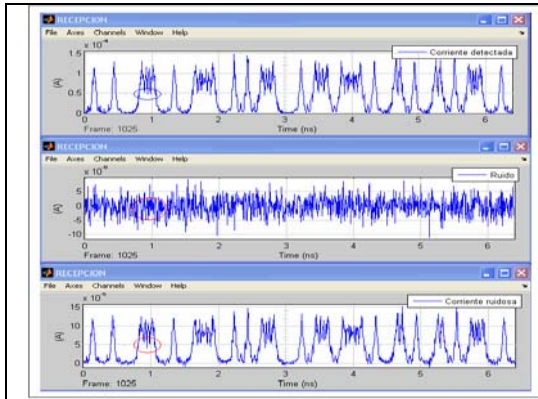


Fig.3.11 Corriente detectada y contribución de ruido.

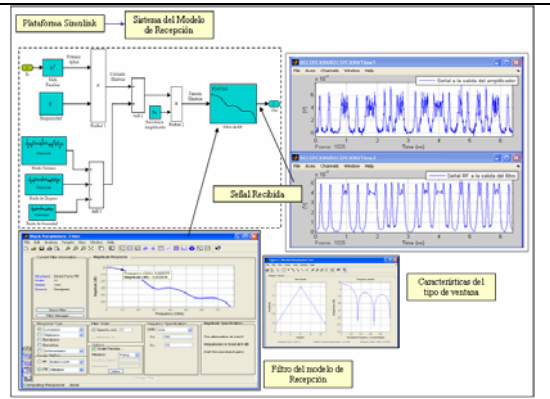


Fig.3.12 Características de la señal RF recibida y del filtro receptor.

A la salida del nodo “Product 2” se obtiene la señal de tensión que representa la trama transmitida distorta. El efecto de la degradación se depura por medio de un filtro RF paso bajo implementado con la ayuda del “Filter Design & Analysis Tool” del Matlab presente en la librería Simulink y que acepta como entradas las especificaciones típicas para el diseño de filtros de radiofrecuencia: la frecuencia de corte $f_{RF[-3dB]}$ y el tipo de ventana concreta para obtener los coeficientes. Para el ejemplo propuesto se utiliza un filtro FIR (Finite Impulse Response) de tipo paso bajo y ventana triangular a la frecuencia de corte $f_{RF[-3dB]}=10$ GHz, tal como se muestra en la Fig.3.12. En la Fig.3.13 siguiente se comparan la señal óptica modulada a la salida del módulo de generación, con la señal óptica a la salida del módulo de transmisión y la señal RF recibida evidenciando que los efectos de dispersión y atenuación típicos de un enlace óptico afectan la señal de datos transmitida.

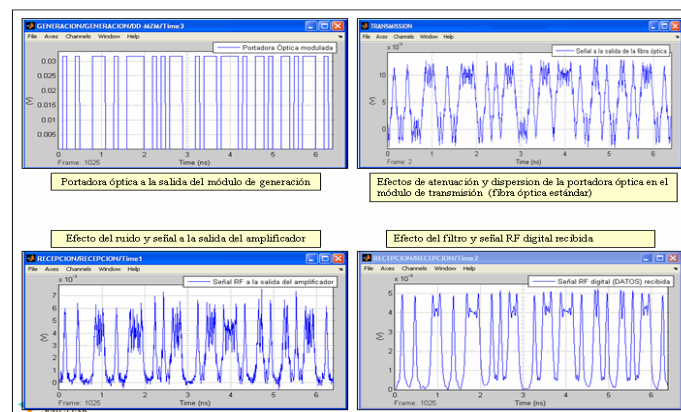


Fig.3.13 Degradaciones en el módulo de transmisión y recepción.

En el modelo de recepción es donde más se ha aprovechado la integración de la plataforma diseñada con las librerías Simulink ya que para modelar fotodetector, amplificador, filtro receptor y fuentes de ruido, no se ha tenido la necesidad de crear ulteriores sub-sistemas si no que directamente se ha pasado a la inserción de bloques elementales presentes en las librerías.

III.2.4 Bloques de visualización y calidad de la señal.

A lo largo de toda la realización de los módulos se han aprovechado bloques básicos del Simulink que permiten el almacenamiento de datos con la precisión requerida en el Workspace y una directa y cómoda visualización de todas las señales procesadas en cualquier punto del enlace tanto en tiempo como en frecuencia. Para la visualización, el bloque “Time Scope” y “Frequency Scope” muestran respectivamente la señal en el dominio temporal y $|FFT|$ en el dominio de frecuencias. Existe también la opción de visualización $|FFT|^2$ y la posibilidad de subdividir la señal temporal en tramas según el tamaño de datos transmitidos y la resolución requerida. Una ulterior ventaja es la visualización múltiple de canales en el mismo bloque y la selección de una o más muestras de la señal en una trama por medio del bloque “Selector” Para el cálculo o la visualización numérica de datos y cantidades estadísticas como el valor medio y la varianza se han utilizado el bloque “Display”, “Mean” y “Variance” Los bloques de visualización grafica y numérica permiten una rápida verificación de la correcta programación del modulo. Sin embargo en algunos casos en la fase de programación se ha preferido efectuar un test paralelo de los resultados aprovechando del bloque “Signal to Workspace”. El bloque de almacenamiento ofrece la opción de copiar en el Workspace del Matlab todos o parte de los datos que en este momento transitan por el punto donde se ha introducido el bloque creando un historial completo de la simulación. El almacenamiento ha sido utilizado para el cálculo de la SNR para señales analógicas y la estima del factor Q y del BER (a partir del factor Q) para el caso de señales digitales afectados por ruido de tipo Gaussiano utilizando la formula [13]:

$$Q = \frac{\mu_1 - \mu_0}{\sigma_1^2 + \sigma_0^2}; \text{BER} = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{Q}{\sqrt{2}} \right) \quad (29)$$

donde μ_1 (μ_0) representa el valor medio del vector que contiene todas las muestras de la señal recibida y que cumplen la condición de mayor (menor) con respecto a un umbral de tensión prefijado para la decisión de ‘1’ (‘0’) recibido, σ_1^2 (σ_0^2) se refiere a los valores de variancia para el mismo vector, y erfc es la función error complementar definida en Matlab. En el caso de señales digitales se ha aprovechado del visualizador “Discrete Time Eye Diagram Scope” directamente relacionado con el factor Q [25] para una interpretación visual de las degradaciones.

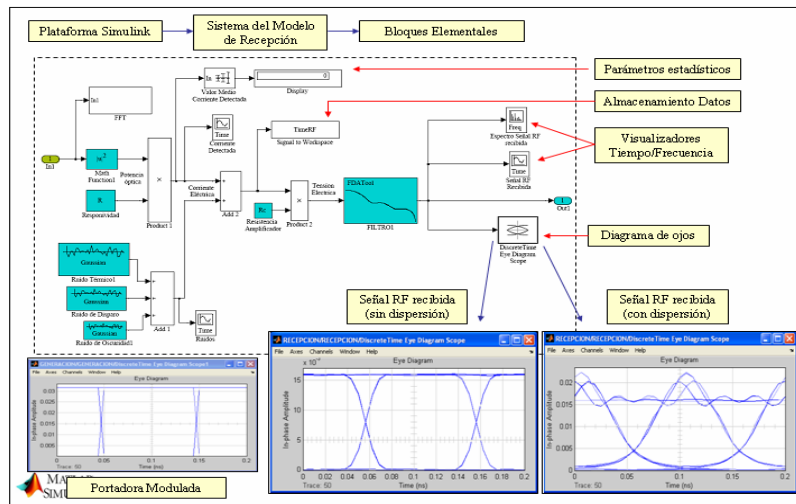


Fig.3.14 Bloques de visualización y de almacenamiento. Diagrama de ojos.

Se concluye el apartado mostrando en la Fig. 3.14 los bloques de visualización usados en el ejemplo propuesto y en particular el visualizador del diagrama de ojos en puntos críticos del enlace. Una atenta observación del diagrama de ojos proporciona informaciones importantes sobre la presencia o menos del efecto del ensanchamiento del pulso provocado por la dispersión en la fibra óptica y el fenómeno de atenuación de una manera mucho más directa.

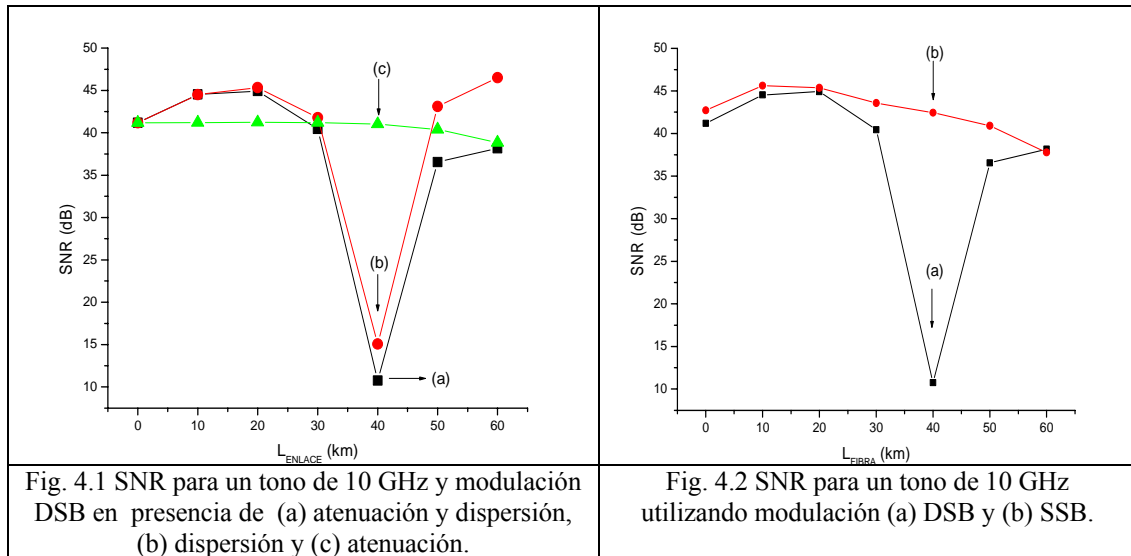
IV. Resultados teóricos.

En este capítulo se pretende validar la herramienta de simulación desarrollada con cada uno de los módulos que se han implementado. Para ello, se ha realizado el análisis de calidad de distintas señales eléctricas bajo diversos factores de degradación.

IV.1 Degradación de señales analógicas en un enlace óptico.

En este caso se ha considerado una portadora óptica centrada en 195 THz utilizando modulación DSB y SSB con una señal analógica de 10 GHz. En la figura 4.1, se ha representado la relación señal/ruido (SNR) de la señal analógica para modulación DSB para distintos longitudes de fibra. La curva (a) se corresponde con el SNR cuando consideramos la atenuación y la dispersión de la fibra. Se observa que el SNR se reduce bruscamente entorno a una longitud de unos 40 km. Este efecto es debido a la propia modulación DSB que genera el conocido efecto de supresión de portadora eléctrica debido a que la contribución en fase entre las bandas laterales de la modulación al propagarse por la fibra con dispersión anula la señal eléctrica. La curva (b) muestra el SNR cuando sólo se considera la dispersión de la fibra ($\alpha=0$) donde se observa que entorno a 40 km se reduce de forma análoga al caso de considerar la dispersión. En la curva (c) se representa el SNR considerando sólo la atenuación de la fibra ($\beta_2=0$). En este caso, el SNR

disminuye suavemente debido al incremento de las pérdidas ópticas con la longitud del enlace. Comparando las curvas (b) y (c) se puede comprobar que este efecto de supresión es debido íntegramente a la dispersión β_2 de la fibra. Para una longitud de 40 km, el SNR toma un valor de (a) 10.7, (b) 15.1 y (c) 41.0 dB, respectivamente.



El efecto de supresión de portadora se podría evitar utilizando fibra de dispersión desplazada (DSF) cuya característica principal es su reducida dispersión entorno a 1550 nm (195 THz). Con este tipo de fibras, se podría obtener una relación señal/ruido similar a la representada en la curva (c) de la figura 4.1. Sin embargo, otro procedimiento para evitar el efecto de supresión es la utilización de modulación de banda lateral única (SSB) en lugar de DSB, con el fin de eliminar el batido entre las bandas laterales. En la figura 4.2 se representa de nuevo el SNR para la modulación DSB (curva (a)) y el caso de considerar modulación SSB considerando atenuación y dispersión de la fibra (curva (b)). En este caso, el SNR aumenta de 10.7 a 42.4 dB para el caso de modulación DSB y SSB, respectivamente.

IV.2 Degradación de señales digitales en un enlace óptico.

En este apartado, se analiza la degradación de una señal digital NRZ con una trama PRBS para una velocidad de 10 Gb/s. En la figura 4.4, se ha insertado el espectro de potencia óptica de una portadora óptica centrada en 195 THz modulada con la señal eléctrica. La calidad de la señal se determina a través del factor Q para tres escenarios distintos:

- Escenario 1: Transmisión de señal digital por enlace de fibra considerando atenuación y dispersión ($\alpha=0.2\text{dB/km}$ y $\beta_2=-20\text{ps}^2/\text{km}$).
- Escenario 2: Transmisión de señal digital por enlace de fibra considerando sólo dispersión de la fibra ($\alpha=0$).

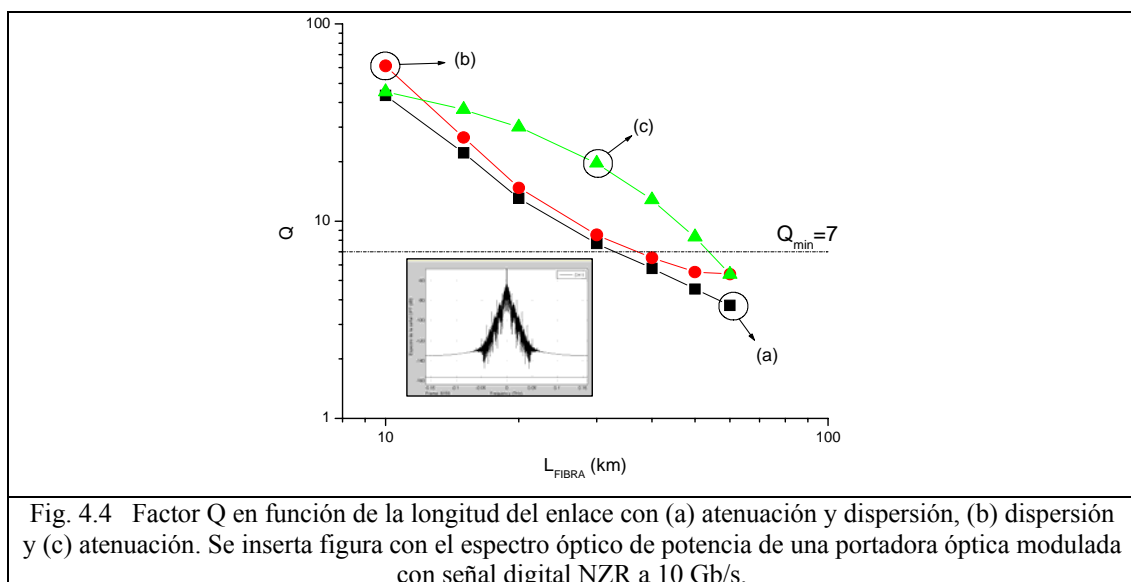
- Escenario 3: Transmisión de señal digital por enlace de fibra considerando sólo atenuación en la fibra ($\beta_2=0$).

En la figura 4.4, se presenta el factor Q de la señal digital para los tres escenarios descritos anteriormente. La curva (a) se corresponde la degradación en el primer escenario al incrementar la longitud del enlace. Se puede observar que para una longitud de fibra de 30 km aproximadamente el factor Q está por debajo del valor mínimo ($Q_{\min} = 7$) que exige las redes actuales. En la literatura, se puede encontrar una expresión analítica que estima la longitud máxima del enlace para una tasa de bits determinada B de forma que los efectos de dispersión no sean importantes. Esta expresión viene dada por:

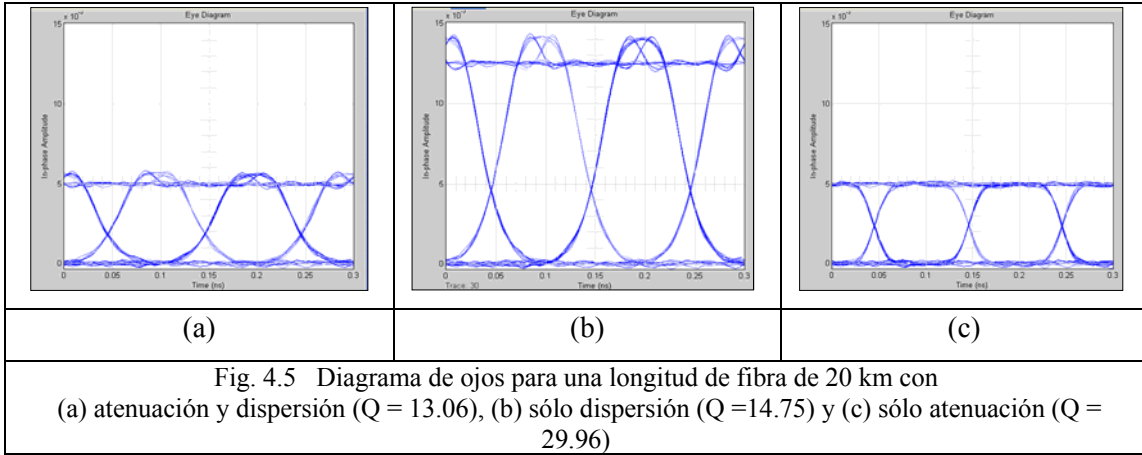
$$L_{\text{FIBRA}} < \frac{1}{16|\beta_2|B^2} \quad (30)$$

Teniendo en cuenta la tasa de transmisión de la simulación, $B=10$ Gb/s se puede estimar a partir de la expresión anterior que la longitud máxima es de 31 km.

La figura 4.4 también muestra el factor Q en función de la longitud del enlace para el segundo y tercer escenario (curvas (b) y (c), respectivamente). Este análisis nos permite evaluar la contribución de la atenuación y la dispersión en función de la longitud del enlace de forma independiente. Se puede observar que en los primeros 15 km la degradación de la señal es debida principalmente a la atenuación de la fibra. A partir de los 15 km hasta los 30 km de transmisión, el efecto que predomina es la dispersión de la fibra, mientras que a partir de los 30 km la degradación de ambos efectos es comparable.



En la Fig. 4.5 se muestran los diagramas de ojos de la señal eléctrica detectada para un enlace de 20 km para el caso de considerar atenuación y dispersión o sólo uno de los dos parámetros.



IV.3 Degradación en sistemas WDM.

Un objetivo importante del trabajo desarrollado ha sido la implementación de varias portadoras ópticas en el modelo de simulación con el fin de estudiar redes ópticas basadas en WDM. Para ello, ha sido necesaria la incorporación de demultiplexores ópticos (AWGs) para poder filtrar cada una de las señales ópticas antes del sistema de detección cuya función de transferencia óptica $H_{AWG}(\omega)$ viene dada por la expresión:

$$H_{AWG}(\omega) = \sqrt{\text{crosstalk} + (1 - \text{crosstalk}) \times e^{-\left(\sqrt{\ln 2} \times \frac{\omega - \omega_{AWG}}{\pi \times \delta f_{AWG}}\right)^2}} \quad (31)$$

donde ω_{AWG} es la frecuencia angular óptica del AWG, δf_{AWG} es la anchura del filtro y crosstalk es el parámetro que determina el nivel de potencia óptica procedente de canales adyacentes.

IV.3.1 Degradación de señal digital incorporando AWG en enlace óptico.

En primer lugar, se ha realizado el estudio de la degradación de la señal digital de 10 Gb/s al incorporar el filtro AWG centrado en la portadora óptica. En la figura 4.6 se representa el factor Q de la señal en función de la longitud de enlace cuando (a) no se incorpora el filtro AWG y (b) cuando el filtro es introducido entre la transmisión por la fibra y la detección. Como se observa en la figura 4.6, la incorporación del filtro AWG no introduce una degradación significativa sobre la señal. Esto es debido a que la anchura del filtro $\delta f_{AWG} = 50 \text{ GHz}$, es lo suficientemente grande para no distorsionar la señal óptica modulada a 10 Gb/s. La elección de esta anchura δf_{AWG} se corresponde con el estándar para transmitir múltiples portadoras ópticas separadas 100 GHz que será el caso que analizaremos más adelante. En la figura 4.6, se observa una ligera mejora del factor Q al introducir el demultiplexor. Esto es debido a que el filtro reduce ligeramente el ruido óptico de fondo. En la figura 4.7, se puede observar el efecto de filtrado en el espectro de potencias ópticas.

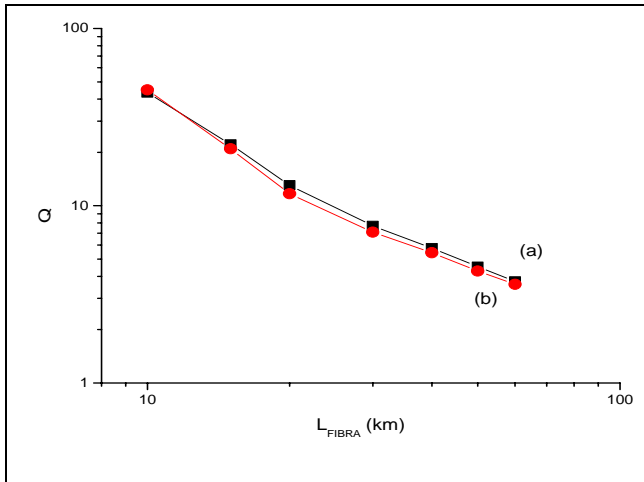


Fig. 4.6 Factor Q en función de la longitud del enlace: (a) con filtro AWG y (b) sin filtro AWG.

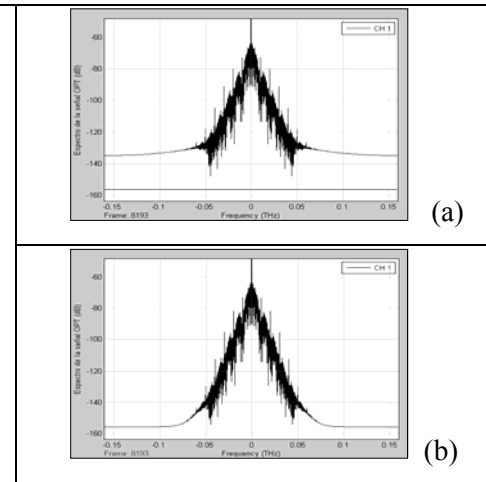


Fig. 4.7 Espectros ópticos de la portadora modulada (a) con AWG y (b) sin AWG.

El efecto del filtrado del ruido de fondo realizado por el AWG se puede apreciar observando los diagramas de ojos de la Fig. 4.8 para el caso de un enlace de fibra de 20 km. Estos diagramas de ojos se corresponden con los espectros ópticos de la figura 4.7. Se observa que pasamos de un factor Q de 11.70 a 13.06 cuando insertamos el AWG en la etapa anterior al detector.

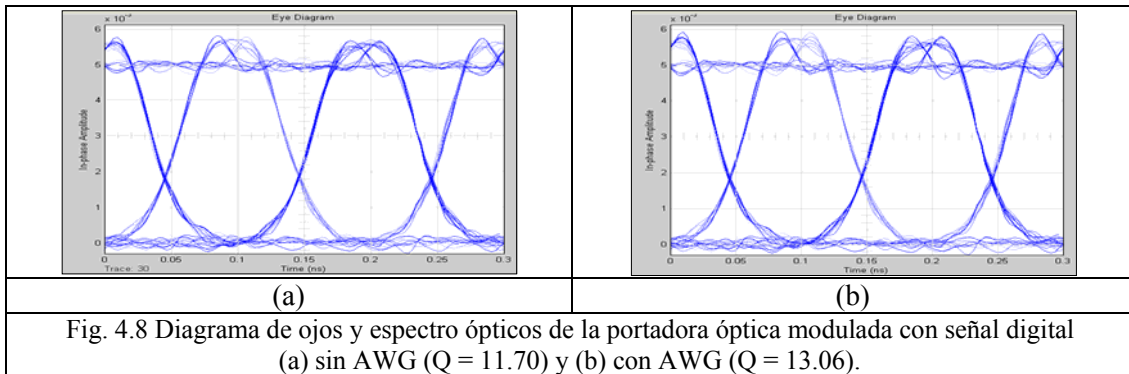


Fig. 4.8 Diagrama de ojos y espectro óptico de la portadora óptica modulada con señal digital (a) sin AWG (Q = 11.70) y (b) con AWG (Q = 13.06).

IV.3.2 Degradación de señal digital debido a la desintonía del AWG.

Otro factor importante a tener en cuenta cuando se incorpora un filtro AWG es la posible desintonía entre la portadora óptica centrada en ω_0 y el demultiplexor centrado en ω_{AWG} . Tanto las fuentes ópticas como los demultiplexores ópticos pueden sufrir variaciones de sus longitudes de onda debido a fluctuaciones ambientales. En la figura 4.9, se representa el factor Q para una señal digital de 10 Gb/s transmitida por un enlace de fibra de 20 km para en función de la desintonía Δ del filtro AWG que se define en función de su anchura δf_{AWG} :

$$\Delta = \frac{\omega_0 - \omega_{AWG}}{2\pi \cdot \delta f_{AWG}} \quad (32)$$

La curva (a) de la figura 4.9 muestra la degradación de la señal al incrementar la desintonía cuando se considera atenuación y dispersión en los 20 km de fibra. Se observa que la calidad de la

señal digital alcanza un máximo cuando la desintonía es de 0.3 aproximadamente. Este efecto se debe a que el filtrado suaviza los flancos de bajada en el pulso NRZ original de forma que la distorsión en el centro de los máximos de los pulsos NZR es menor. Por el contrario, los flancos de subida se distorsionan.

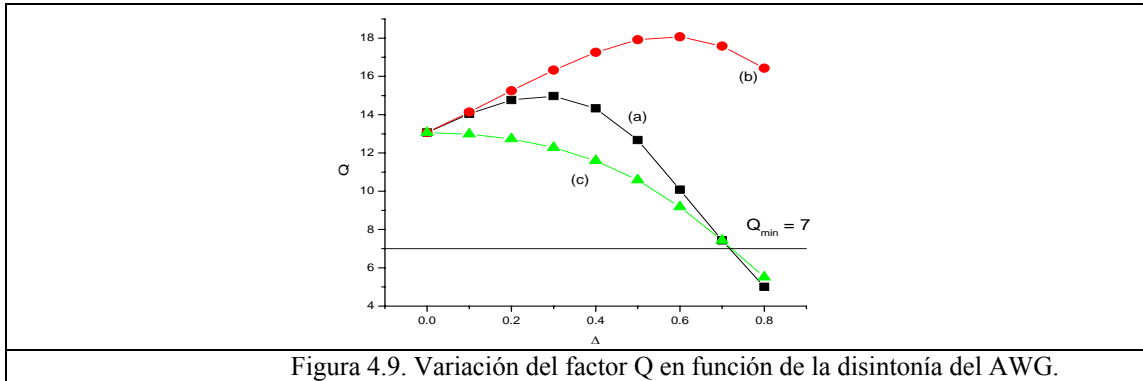


Figura 4.9. Variación del factor Q en función de la desintonía del AWG.

El efecto se puede apreciar en la curva (b) que se corresponde con el factor Q cuando no se compensan las pérdidas ópticas por la desintonía. Se puede observar como el factor Q aumentaría en este caso hasta una desintonía de 0.6 donde los flancos de subida de los pulsos NRZ empiezan a deteriorar la señal. La curva (c) representa la degradación de la señal cuando sólo se considera la atenuación del filtro AWG para cierta desintonía. Se observa que el factor Q disminuye bruscamente a partir de una desintonía de 0.3. Por tanto, el máximo del factor Q en la curva (a) se produce debido a que inicialmente la contribución relevante es debida al filtrado del AWG y posteriormente predomina la atenuación del filtro debido a su desintonía. En la figura 4.10, se muestran los diagramas de ojos y el espectro óptico de potencia para un desintonía de 0.3 y una longitud de 20 km.

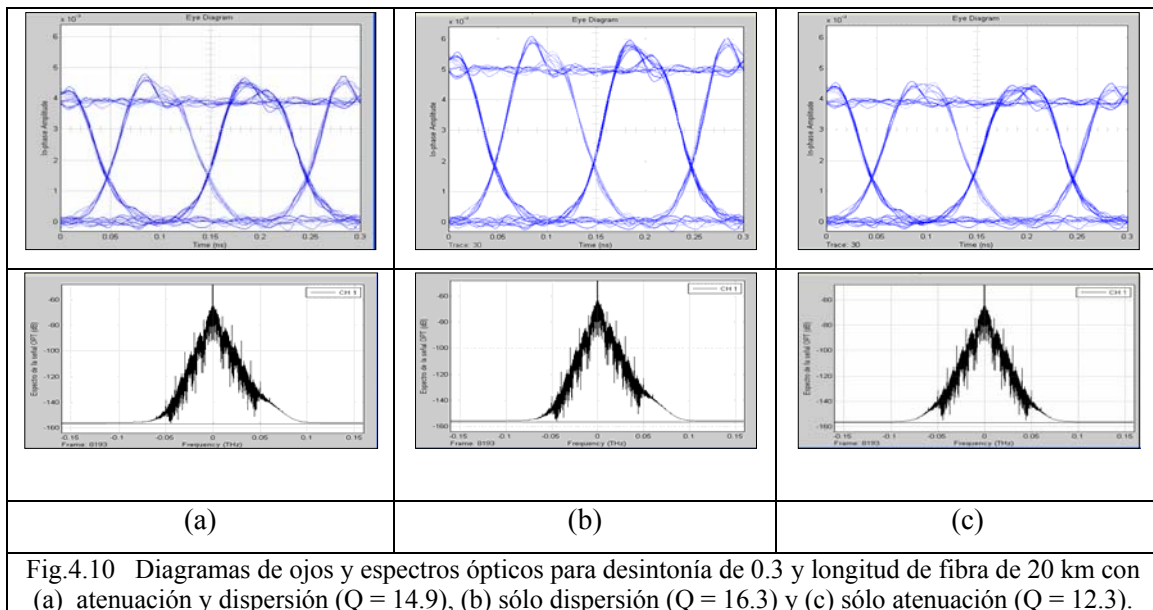


Fig.4.10 Diagramas de ojos y espectros ópticos para desintonía de 0.3 y longitud de fibra de 20 km con (a) atenuación y dispersión ($Q = 14.9$), (b) sólo dispersión ($Q = 16.3$) y (c) sólo atenuación ($Q = 12.3$).

IV.3.3 Degradación por crosstalk entre canales.

En primer lugar, se han considerado 3 portadoras ópticas separadas 100 GHz con señales digitales a 10 Gb/s. Se realiza estudio de cómo tiene que ser el crosstalk del AWG para no introducir degradación en la detección. Se considera que el filtro está centrado en la portadora óptica de 195 THz. En la Fig.4.11 se muestra el espectro óptico de potencia para 3 canales con y sin el filtro AWG. Se puede apreciar una disminución del nivel de potencia óptica de los canales adyacentes por efecto de crosstalk. Además se muestra el caso de considerar 5 canales ópticos después de la modulación electroóptica.

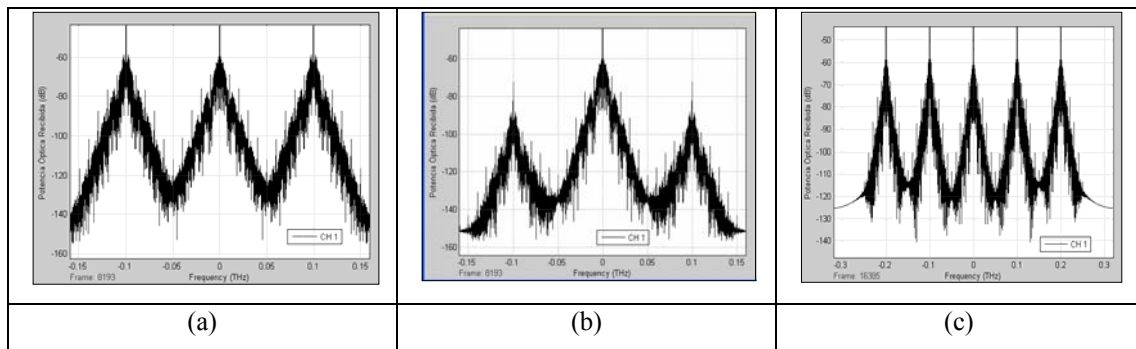


Fig. 4.11 Espectro óptico antes del AWG (a) sin fibra óptica, (b) después del AWG (sin fibra) con crosstalk de 30 dB y (c) espectro óptico de potencia para 5 canales ópticos con modulación digital 10 Gb/s.

En la figura 4.12, se representa Q en función del crosstalk para distintas longitudes con tres canales ópticos. Se observa como la señal es aceptable (supera el Q de 7) para crosstalk por encima de 10-15 dB. El crosstalk mínimo también depende de la longitud de la fibra puesto que para longitud de fibra mayores la degradación inicial es mayor siendo más sensibles a variaciones del crosstalk.

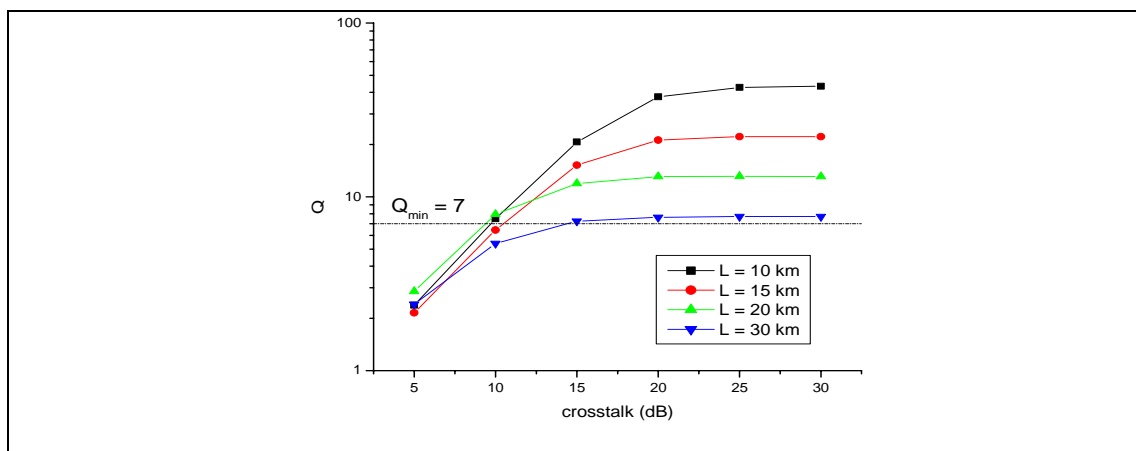
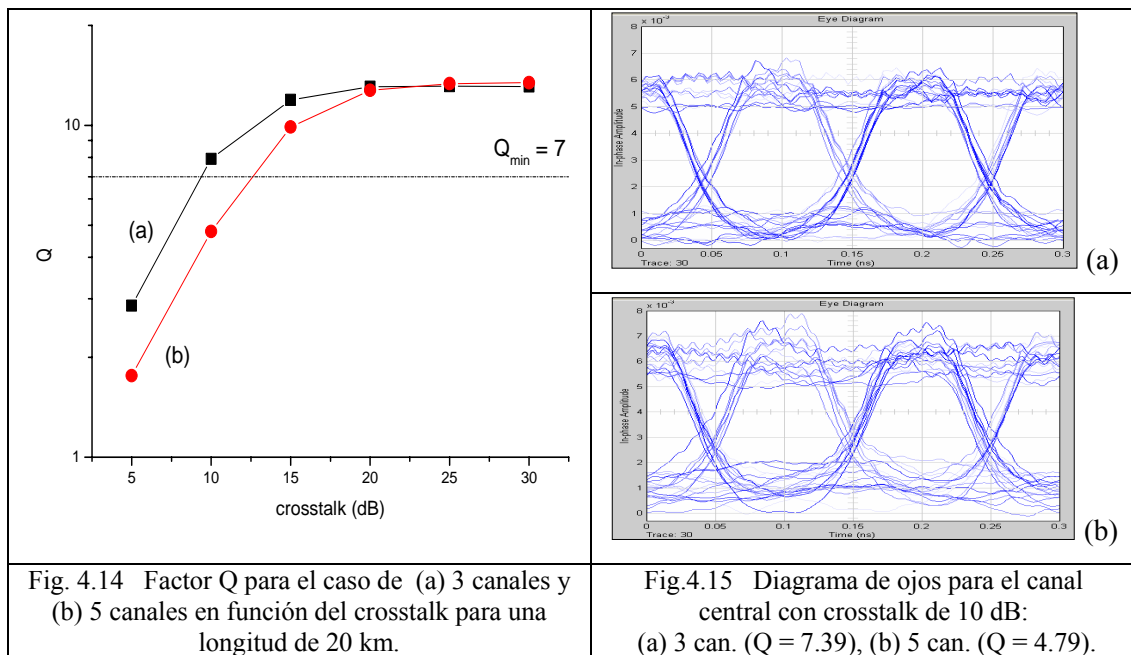


Fig.4.12 Factor Q en función del crosstalk para distintas longitudes de fibra.

A continuación se consideran 5 portadoras ópticas separadas 100 GHz con señales digitales a 10 Gb/s centradas en 195 THz. La figura 4.11(c), muestra el espectro óptico de las cinco portadoras ópticas a la salida del modulador electroóptico. Para una longitud de 20 km, se compara el factor Q para el caso de tener 3 y 5 canales ópticos. En la figura 4.14, se representa el factor de calidad para (a) 3 canales y (b) (5) canales. Se puede observar que al aumentar el número de canales, el crosstalk mínimo para garantizar un Q superior a 7 pasa de 9.5 a 12.7 dB. Esto es debido a que la contribución de señal óptica de fondo es mayor en el caso de 5 canales que el de 3 manteniendo el mismo nivel de crosstalk.

En la figura 4.15, se ha representado el diagrama de ojos para el caso de un crosstalk de 10 dB. La curva (a) se corresponde con el caso de 3 canales obteniendo un Q de 7.39. Se puede observar como al introducir dos canales más, la señal se degrada (curva (b)) por debajo de los límites aceptables, obteniéndose un Q de 4.79. Por este motivo, los sistemas ópticos reales utilizan AWGs comerciales con un crosstalk elevado de unos 30 dB para garantizar una degradación moderada al transmitir un número elevado de portadoras ópticas.



V. Conclusiones.

El propósito de este proyecto ha sido el análisis, el modelado y la validación de una herramienta de simulación para sistemas de comunicaciones ópticas basada en el entorno Simulink y destinada a la evaluación de parámetros de calidad y degradaciones para sistemas WDM radio sobre fibra. Se ha escogido como punto de partida la técnica de realización por bloques de un enlace óptico punto a punto subdividiendo la comunicación en tres módulos principales y considerando para el modelado las relaciones matemáticas características de los dispositivos

implementados en cada uno de ellos. En el módulo de generación de señales radio sobre fibra el componente fundamental ha sido el subsistema del modulador. En el módulo que implementa el enlace en fibra óptica se aplica el cambio al dominio de las frecuencias para el trabajo futuro que incluirá el modelado de los efectos no lineales de la propagación y se han incluido los efectos lineales de atenuación y dispersión cromática. Para el módulo del receptor óptico se ha tenido en cuenta la contribución de todas las fuentes de ruido y del circuito de detección completando el enlace. La correcta programación de los módulos de visualización y de almacenamiento nos ha permitido contrastar los resultados del modelo con los teóricos utilizando señales sencillas que permiten la evaluación de las degradaciones y de los parámetros de calidad para señales RF digitales y analógicas. En particular se ha demostrado una correcta respuesta de la herramienta permitiendo la evaluación de la relación Señal/Ruido y del BER. Los resultados obtenidos con varias portadoras moduladas han demostrado la posibilidad de modelar redes ópticas basadas en la técnica WDM radio sobre fibra confirmando la versatilidad de Simulink. Entre las líneas futuras se pretende la integración del modelo a distintos formatos de modulación y codificación de datos así como también la introducción de varios componentes ópticos que se encuentran en el contexto de redes WDM reconfigurables con la finalidad de efectuar un estudio más completo de estos sistemas tal como se propone en el Proyecto ALPHA, en el cual se contextualiza la tesis doctoral completa.

Agradecimientos

Agradezco Beatriz Ortega Tamarit y José Mora Almerich por sus grandes ayudas y apoyo como directores de este trabajo.

Finalmente, me gustaría dedicar este trabajo a mi padre y a mi madre.

Bibliografía

- [1] G.H. Smith et al., "A millimetre-wave full duplex fiber-radio star tree architecture incorporating WDM and SCM", IEEE Photonics Technology Letters, vol.10, no.11, pp. 1650-1652 (1998).
- [2] H. Toda et al., "25 GHz channel spacing DWDM demultiplexing for 60-GHz band radio-on-fiber systems using an arrayed waveguide grating", Microwave Photonics, 2002. Int. Topical Meeting on, pp 33-36 (2002).
- [3] K. Kitayama et al., "Dispersion effects of FBG filter and optical SSB filtering in DWDM millimetre-wave fiber-radio systems", IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology, vol.20, no.8, pp 1397-1407 (2002).
- [4] D. Castleford et al., "Optical crosstalk in fiber-radio WDM networks", IEEE Trans. On MTT, vol.49, pp.2030-2035 (2001).
- [5] Ton Koonen "Fiber to the Home/Fiber to the Premises: What, Where, and When?", Proceedings of the IEEE Vol.94, No.5, May 2006.
- [6] David Norte and Alan E. Willner, "All-optical Data Format Conversion and Reconversions between the Wavelength and Time Domains for Dinamically Reconfigurable WDM Networks", JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY, VOL. 14, NO.6, JUNE 1996.
- [7] MICHAEL S. BORELLA, JASON P.JUE, DHRITIMAN BANERJEE, BYRAV RAMAMURTHY AND BISWANATH MUKHERJEE "Optical Components for WDM Lightwave Networks", PROCEEDINGS OF THE IEEE, VOL.85, NO.8, AUGUST 1997.
- [8] <http://www.itu.int/ITU-T>
- [9] Christina Lim, Ampalavanapillai Nirmalathas, Dalma Novak and Rodney Waterhouse, "Capacity Analysis for WDM Fiber-Radio Backbones With Star-Tree and Ring Architecture Incorporating Wavelength Interleaving", JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY, VOL. 21, NO.12, DECEMBER 2003.
- [10] TON KOONEN, "Flexible wavelength multiplexing techniques for broadband fibre access networks", Teletronikk 2/3, 1999.
- [11] John Y. Wei, "Advances in the Management and Control of Optical Internet", IEEE JOURNAL ON SELECTED AREAS IN COMMUNICATIONS, VOL.20, NO.4, MAY 2002.
- [12] Torbjörn Cagenius, "Fibre Optics in the Radio Access Network", Ericsson AB, S-164 80 Stockholm, Sweden, torbjorn.cagenius@ericson.com.
- [13] Bahaa E.A. Saleh, Malvin Carl Teich, "Fundamental of Photonics", John Wiley & Sons, Inc., 1991.
- [14] L.N. Binh and B. Laville, "SIMULINK Models for Advanced Optical Communications: Part IV-DQPSK Modulation Format", Technical Report MECSE-5-2005, Department of Electrical and Computer Systems Engineering, MONASH UNIVERSITY.
- [15] Alberto Villoria Sánchez, Pedro Chamorro Posada, "Desarrollo de una herramienta de simulación de sistemas de comunicaciones ópticas", Departamento de TSCIT, Universidad de Valladolid.
- [16] John G. Proakis, Masoud Salehi, Gerhard Bauch, "Contemporary Communication Systems using Matlab and Simulink" 2nd edition, Thomson Brooks/Cole, 2004.
- [17] L.N.Binh, T.L. Huynh and H.S. Tiong, "DPSK RZ Modulation Formats Generated From Dual Drive Electro-photonic Modulators", Technical Report MECSE-25-2006, Department of Electrical and Computer Systems Engineering, MONASH UNIVERSITY.
- [18] L.N. Binh, H.S. Tiong and T.L. Huynh, "40Gb/s Amplitude and Phase Modulation Optical Fibre Transmission Systems", Technical Report MECSE-24-2006, Department of Electrical and Computer Systems Engineering, MONASH UNIVERSITY.
- [19] Cláudio F. de Melo JR, César A. Lima, Licinius D.S. de Alcantara, Ronaldo O. dos Santos and João C. W. A. Costa, "A Simulink™ toolbox for simulation and analysis of optical fiber links", In Sixth International Conference on Education and Training in Optics and Photonics, J.Javier Sánchez-Mondragón, Editor, SPIE Vol.3831 (2000).

- [20] M. J. Trezise, Hewlett Packard Ltd, UK “Understanding the measures of signal quality in DVB systems”, International Broadcasting Convention, 12-16 September 1997 Conference Publication No.447, © IEE, 1997.
- [21] Charlotte Marra, Ampalavanapillai Nirmalathas , Dalma Novak, Christina Lim, Laurence Reekie, James A. Besley, Conan Weeks, and Neil Baker, “ Wavelength-Interleaved OADMs Incorporating Optimized Multiple Phase-Shifted FBGs for Fiber-Radio Systems”, JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY, VOL.21, NO.1, JANUARY 2003.
- [22] Caiqin Wu and Xiupu Zhang, “Impact of Nonlinear Distortion in Radio over Fiber Systems with Single-Sideband and Tandem Single-Sideband Subcarrier Modulations”, JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY, VOL.24, NO.5, MAY 2006.
- [23] Graham H. Smith, Dalma Novak, and Zaheer Ahmed, “Overcoming Chromatic-Dispersion Effects in Fiber-Wireless Systems Incorporating External Modulators”, IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 45, NO. 8, AUGUST 1997.
- [24] Charlotte Marra, A. Nirmalathas, C. Lim, M. Attygalle, D. Novak, B. Ashton, L. Poladian, W.S.T. Rowe, T.Wang, and J.A. Besley, “FBG-Based Optical Interface to Support a Multisector Antenna in a Spectrally Efficient Fiber Radio System”, IEEE PHOTONICS TECHNOLOGY LETTERS, VOL. 16, NO. 1, JANUARY 2004.
- [25] Dr. Olga Vassilieva Fujitsu Laboratories of America, Inc. Richardson, Texas, “40 Gb/s & 100 Gb/s Transport in the WAN”.
- [26] “Eye Diagram Measurements in Advanced Design Systems”, Agilent Technologies.

Valencia 3 de Diciembre de 2007