



Diseño y simulación de sistemas ópticos para despliegue transparente de servicios móviles en redes ópticas metropolitanas y de acceso hasta el hogar

Mario Barranquero Pérez

Master en Ingeniería de Telecomunicación UOC-URL

Josep María Fábrega

18/6/2016



Esta obra está sujeta a una licencia de Reconocimiento-NoComercial-SinObraDerivada 3.0 España de Creative Commons

FICHA DEL TRABAJO FINAL

Título del trabajo:	Diseño y simulación de sistemas ópticos para despliegue transparente de servicios móviles en redes ópticas metropolitanas y de acceso hasta el hogar
Nombre del autor:	Mario Barranquero Pérez
Nombre del consultor:	Josep María Fábrega
Fecha de entrega (mm/aaaa):	06/2016
Área del Trabajo Final:	Comunicaciones ópticas
Titulación:	<i>Master en Ingeniería de Telecomunicación UOC-URL</i>
Resumen del Trabajo (máximo 250 palabras):	
<p>En este trabajo, estudiamos una serie de tecnologías que permiten aprovechar al máximo la capacidad de transmisión de la fibra óptica, así como permitir la introducción de nuevos usuarios a estas redes. Estos usuarios son las antenas de telefonía móvil. Gracias a la alta velocidad y bajas pérdidas de la fibra óptica, pueden plantear separar geográficamente su parte de procesamiento de la señal de la parte radio. Este tipo de comunicación está definido en la tecnología lightRadio y el estándar CPRI.</p> <p>Las tecnologías que estudiamos para conseguir aprovechar al máximo la capacidad de transmisión de la fibra óptica son:</p> <ul style="list-style-type: none">- Modulación OFDM Óptica como alternativa a OOK: respaldada por el estándar NG-PON2 que contempla por primera vez el uso de múltiples portadoras.- Metodología SLICE: permite una asignación dinámica del ancho de banda de cada transmisión que viaja por la fibra óptica, posibilitando que en el canal haya el mayor número posible de transmisiones sin utilizar más ancho de banda que el necesario. <p>Además del estudio teórico, hemos hecho simulaciones con valores que se ajustan a los parámetros definidos en estas tecnologías. Las simulaciones han sido: OOK sin fibra (back-to-back, B2B), OOK con un tramo de fibra óptica, OOK sobre una red completa extremo a extremo, y B2B OFDM. Hemos comparado los resultados obtenidos entre B2B OFDM y B2B OOK.</p> <p>Por último se han obtenido las conclusiones de todo el trabajo y se han planteado una serie de líneas futuras para continuar el trabajo empírico de las tecnologías estudiadas.</p>	

Abstract (in English, 250 words or less):

In this work, we study a set of technologies, which allow to take advantage of the maximum capacity of transmission of optic fiber, and let introduce new users into these networks. These users are the mobile phone antennas. Thanks to the high speed and low attenuation of optical fiber, it can be considered to split geographically the signal processing part from the radio part. This kind of communication is defined in the lightRadio technology and the CPRI standard.

The technologies that we study in order to take advantage of the maximum capacity of transmission of optic fiber are:

- Optical OFDM modulation as an alternative to OOK: backed up by NG-PON2 standard that considers for the first time the use of multiple carriers.
- SLICE methodology: it allows a dynamic assignation of bandwidth for each transmission in the optic fiber, making possible the maximum number of transmissions in the optic fiber by using only the bandwidth necessary.

In addition to the theoretical study, we have made simulations with values according to the parameters defined in these technologies. These simulations have been: OOK back-to-back (B2B), OOK with an optic fiber section, OOK over a complete network end-to-end and B2B OFDM. We have compared the obtained results between B2B OFDM and B2B OOK.

Finally we have obtained the conclusions for all the work and we have considered a set of future developments to continue the empiric work of the studied technologies.

Palabras clave (entre 4 y 8):

OOK, OFDM Óptico, SLICE, lightRadio, CPRI

Índice

1. Objetivos del Proyecto.....	1
2. Estado del Arte.....	3
OFDM Óptico	3
NG-PON2.....	10
Redes SLICE (Spectrum-Sliced Elastic Optical Path Network).....	23
LightRadio	26
3. Ejecución del proyecto. Simulaciones.....	33
3.1 Metodología.....	33
3.2 Simulaciones.....	34
3.2.1 Simulaciones y comparación entre modulaciones OOK y OFDM. ...	34
3.2.2 Simulaciones con fibra óptica red de acceso FTTH OOK fibra.....	45
3.2.3 Simulaciones de la red completa OOK fibra, redes metro y de acceso.	48
4. Conclusiones y líneas futuras.....	54
4.1 Conclusiones.....	54
4.2 Líneas futuras.....	56
5. Bibliografía	57

Índice de figuras

Figura 1 Esquema de la red a desarrollar en nuestro trabajo.....	1
Figura 2. Subportadoras OFDM en tiempo y frecuencia.	3
Figura 3. Métodos de implementación señal OFDM. Con mezcladores (izquierda), mediante FFT/IFFT (derecha).	4
Figura 4. Comportamiento del espectro para la Detección Directa (arriba) y detección coherente (abajo).....	4
Figura 5. Esquema de transmisión (arriba) y recepción OFDM Óptico (abajo). .	6
Figura 6. Modulador Mach Zehnder y Mach Zehnder IQ.....	8
Figura 7. Señales de entrada y salida en un modulador MZM, modulando OFDM.	8
Figura 8. Detección directa con offset y comportamiento espectral.	9
Figura 9. Arquitectura WS-ODSN y WR-ODN.....	11
Figura 10. Ejemplos de ODNs híbridas.	12
Figura 11. Desvío de potencia óptica y diafonías.....	15
Figura 12. Peor caso de operación PON.....	15
Figura 13. Máscara para la densidad espectral de potencia fuera de canal. ...	17
Figura 14. Medida de la variación de longitud de onda en el Tx de la ONU.....	19
Figura 15. Señal recibida con necesidad de corrección negativa (a) y positiva (b).	19
Figura 16. Espectro EML (izquierda) y DML(derecha).	21
Figura 17. Comparación de asignación rígida de espectro y asignación flexible.	23
Figura 18. Modelo de red SLICE.	24
Figura 19. Círculo creado por la nueva demanda de tráfico y beneficios.	26
Figura 20. Factores que tiene en cuenta lightRadio.	27
Figura 21. Costes de red sobre los que impacta lightRadio.	27
Figura 22. Opciones de configuración de antena y procesado en lightRadio..	28
Figura 23. Simulación B2B OOK.	34
Figura 24. Simulación OOK B2B con valores APD por defecto.....	35
Figura 25. Simulación OOK B2B, M=10.....	36
Figura 26. Simulación OOK B2B, M=9.....	36
Figura 27. Simulación OOK B2B, R=0.9.....	37
Figura 28. Simulación OOK B2B, R=1.....	37
Figura 29. Simulación OOK B2B, FndB=2.5.....	38
Figura 30. Simulación OOK B2B, FndB=3.....	38
Figura 31. Simulación OOK B2B, R=0.8 y M=8.....	39
Figura 32. BER(Pr) para OFDM B2B.	42
Figura 33. Comparación BER(Pr) entre OOK y OFDM en condiciones B2B....	43
Figura 34. Simulación OOK con fibra óptica.....	45
Figura 35. Resultados curvas BER(Pr) para B2B, 10Km, 20Km y 50Km de fibra óptica.....	46
Figura 36. Red metropolitana y red de acceso con todos los elementos extremo a extremo para un nodo intermedio.....	48
Figura 37. BER(Pr) para un nodo intermedio, 10 Km de fibra en el tramo de acceso.....	50
Figura 38. BER(Pr) para un nodo intermedio, 20 Km de fibra en el tramo de acceso.....	50

Figura 39. BER(Pr) para un nodo intermedio, 50 Km de fibra en el tramo de acceso.....	50
Figura 40. BER(Pr) para un nodo intermedio, 10 Km de fibra en el tramo de acceso.....	51
Figura 41. BER(Pr) para un nodo intermedio, 20 Km de fibra en el tramo de acceso.....	51
Figura 42. BER(Pr) para un nodo intermedio, 50 Km de fibra en el tramo de acceso.....	51
Figura 43. BER(Pr) para un nodo intermedio, 10 Km de fibra en el tramo de acceso.....	52
Figura 44. BER(Pr) para un nodo intermedio, 20 Km de fibra en el tramo de acceso.....	52
Figura 45. BER(Pr) para un nodo intermedio, 50 Km de fibra en el tramo de acceso.....	52

Índice de tablas

Tabla 1. Clases OPL en NG-PON2.....	11
Tabla 2. Plan de longitudes de onda NG-PON2.....	13
Tabla 3. Clases de tiempo de sintonización.....	14
Tabla 4. OPP total para 2.5Gb/s considerando diferentes efectos.....	14
Tabla 5. Valores de MSE para NG-PON2 en dirección de subida.....	18
Tabla 6. Velocidades del estándar CPRI.....	30
Tabla 7. Resultados de las simulaciones en función de los parámetros del fotodetector APD.....	39
Tabla 8. Resultados BER(Pr) y BW para transmisión OOK y OFDM en condiciones B2B.....	43
Tabla 9. Resultados BER(Pr) para diferentes longitudes de fibra óptica usando OOK.....	47
Tabla 10. Resultados BER(Pr) para las diferentes configuraciones de red completa OOK.....	53

Índice de fórmulas

Fórmula 1. Penalización atribuida a un término de interferencia.....	16
Fórmula 2. Tasa de error y relación con Q, para el caso anterior.....	16
Fórmula 3. Ratio efectivo de extinción.....	16
Fórmula 4. Densidad espectral de potencia OOC.....	17
Fórmula 5. Densidad espectral de potencia OOB.....	17
Fórmula 6. Densidad espectral de potencia WNE.....	17
Fórmula 7. Cálculo Overhead por símbolos de entrenamiento en OFDM.....	42
Fórmula 8. Ancho de banda de la señal OFDM óptica.....	42
Fórmula 9. Cálculo número de símbolos transmitidos en la señal OFDM óptica.....	42

Glosario de abreviaciones

APD - Avalanche Photodiode
AWG- Arrayed Waveguide Gratings
B2B - Back to Back
BER - Bit Error Ratio
BPSK - Binary Phase Shift Keying
CO-OFDM - Coherent Detected Optical OFDM
CP - Cyclyc Prefix
CPRI - Common Public Radio Interface
DDO-OFDM - Direct Detected Optical OFDM
EON -Elastic Optical Networks
FEC - Fordward Error Correction
FFT- Fast Fourier Transform
FTTH - Fiber to the home
IFFT - Inverse Fast Fourier Transform
ISI - Inter Symbol Interference
MIMO - Multiple Input Multiple Output
MZM - Mach Zehnder Modulator
NG-PON2 - Next-Generation Passive Optical Network 2
ODN - Optical Distribution Network
OFDM - Orthogonal Frequency Division Multiplexing
ONU - Optical Network Unit
OOK - On-Off Shift Keying
PMD - Polarization Mode Dispersion
PON - Passive Optical Network
PRBS - Pseudo Random Binary Sequence
PtP - Point to Point
QAM - Quadrature Amplitude Modulation
QPSK - Quadrature Phase Shift Keying
RE - Radio Equipment
REC - Radio Equipment Control
RF - Radio Frequency
SLICE - Spectrum-Sliced Elastic Optical Path Network
SNR - Signal to Noise Ratio
SSB - Single Side Band
TWDM - Time and Wavelength División Multiplexing

1. Objetivos del Proyecto

En este proyecto vamos a simular una red de fibra hasta el hogar (Fiber to the home, FTTH) extendida (incluyendo red de agregación y red de acceso), toda transparente, sin recurrir a amplificación y/o conmutación eléctrica. Además de los usuarios tradicionales de FTTH, vamos a incluir antenas de telefonía móvil. De esta forma, nuestra red va a manejar tráfico procedente de la red móvil y de la red fija al mismo tiempo, de forma similar a lo que se espera para las redes de quinta generación, 5G.

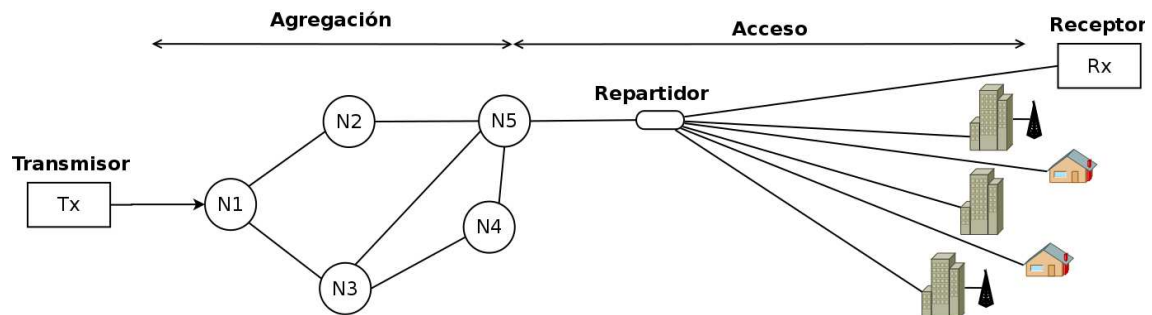


Figura 1 Esquema de la red a desarrollar en nuestro trabajo.

Para la red de acceso usaremos el estándar NG-PON2, que respecto a otros estándares previos de FTTH introduce el uso de múltiples longitudes de onda para aumentar la capacidad de transmisión, manteniendo la compatibilidad con sistemas red óptica pasiva (passive optical network, PON) previos. Para los usuarios domésticos usaremos la tecnología PON de multiplexación por división de tiempo y longitud de onda (time and wavelength división multiplexing, TWDM), mientras que para las antenas de telefonía móvil usaremos una conexión PON punto a punto (PtP) multiplexada por división de longitud de onda (WDM) y el estándar CPRI (Common Public Radio Interface).

Para la red de agregación, utilizaremos una configuración de red óptica elástica (llamada también SLICE o EON). Esta configuración permite una asignación dinámica del espectro, que irá cambiando según las necesidades de ancho de banda de cada tramo de red.

Gracias a que disponemos de una red transparente, con velocidades de transferencia muy alta y baja atenuación, podemos tomar las estaciones base y separar geográficamente su parte de procesamiento de la señal de la parte de transmisión. Esto nos permitirá procesar de forma centralizada las señales de varias antenas en un nodo alejado de la ubicación de estas, proporcionándonos ciertas ventajas de tipo técnico y de tipo económico.

Por una parte, el hecho de simplificar las instalaciones donde tenemos la antena, nos permitirá ocupar menos espacio al disponer de menos equipos informáticos. Esto nos supondrá un ahorro económico en sistemas de climatización y en alquiler inmobiliario. También se facilita la colocación de una antena nueva al ocupar esta un menor espacio.

Por otra parte, el procesamiento conjunto de señales procedentes de varias antenas, nos permite una gestión centralizada de todas las señales con equipos de

procesamiento más potentes, con menor limitación de espacio. Muy importante es también que al disponer de toda esta información en una misma ubicación, podemos correlar información obtenida de cada nodo y así balancear carga de tráfico entre diferentes antenas, reducir interferencias, facilitar la autogestión de la red, etc. Las posibilidades son casi ilimitadas.

Para la comunicación entre estas dos entidades usaremos el protocolo CPRI. De acuerdo con el protocolo, la parte de transmisión la llamaremos Radio Equipment (RE) y la parte de procesado la llamaremos Radio Equipment Control (REC).

Sobre la red descrita, primero haremos pruebas utilizando la modulación más extendida en comunicaciones ópticas, OOK (On-Off Shift Keying), que sólo contempla la posibilidad de dos niveles de señal, y utiliza una única frecuencia portadora.

Una vez completadas las primeras pruebas en la red, y obtenidos los resultados, entraremos a evaluar las posibilidades de la modulación OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) óptica. Esta modulación está muy extendida en transmisiones radio pero en comunicaciones ópticas está todavía por explotar, pudiendo llegar a suponer un gran avance. Vamos a modificar diferentes parámetros de esta modulación para evaluar las prestaciones que nos puede ofrecer y las ventajas que nos proporciona respecto a una modulación OOK tradicional.

2. Estado del Arte

Vamos a comentar el estado del arte las tecnologías más novedosas que empleamos en el proyecto:

OFDM Óptico

En nuestro estudio del estado del arte de OFDM para comunicaciones ópticas, comenzaremos comentando los conceptos básicos sobre OFDM en general, veremos cómo implementar OFDM en el dominio óptico y finalmente haremos algunas consideraciones sobre las ventajas que nos aporta OFDM en comunicaciones ópticas.

A diferencia de los sistemas monoportadora, OFDM utiliza varias frecuencias diferentes al mismo tiempo para incrementar la capacidad de transmisión. Al transmitir varias frecuencias al mismo tiempo, debemos tener en cuenta los efectos de la dispersión en cada frecuencia transmitida, que puede ser controlada con periodos de guarda o prefijos cíclicos.

En la figura 2 se puede observar el aspecto de las portadoras OFDM en tiempo y en frecuencia. Gracias a la ortogonalidad entre las señales, se puede recuperar la información de cada portadora en el receptor.

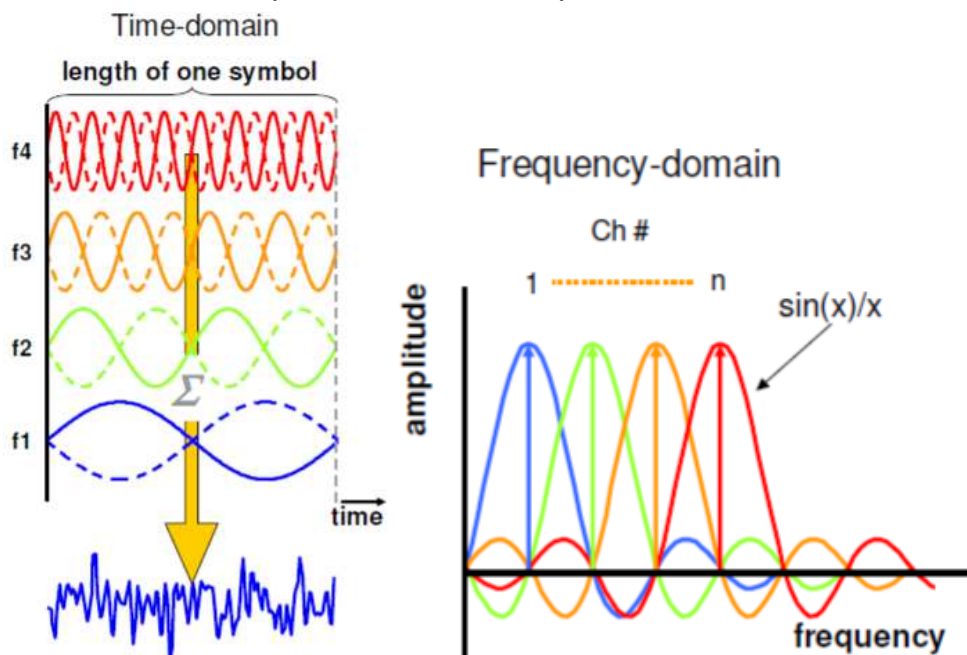


Figura 2. Subportadoras OFDM en tiempo y frecuencia.

Cada una de las portadoras se modula utilizando una modulación digital: BPSK, QPSK, M-QAM... Cuanto mayor es el número de bits por símbolo, mayor es la capacidad de transmisión, a costa de una relación señal ruido (Signal to Noise Ratio, SNR) más exigente para obtener una recepción digital acertada, con una tasa de error de bit (Bit Error Ratio, BER) baja.

Para la generación de las señales se pueden utilizar dos métodos como se puede ver en la figura 3. El más trivial consiste en generar las señales con la información

en banda base de cada portadora, y multiplicar (mediante mezcladores) cada una de ellas por su correspondiente portadora. Estas, se han generado mediante osciladores que generan una serie de portadoras equidistantes. El otro método, algo más complejo pero más eficiente computacionalmente, es mediante el uso de la FFT y su inversa. Se utiliza una matriz "F" de coeficientes que contiene la información de las señales portadoras y se multiplica por las señales de entrada de la matriz "y", obteniendo la señal transmitida "x". Para la recepción se aplica el procedimiento inverso. En esta última implementación, tenemos que tener en cuenta la discretización del espectro y comprobar que estamos aplicando un buen muestro (criterio de Nyquist).

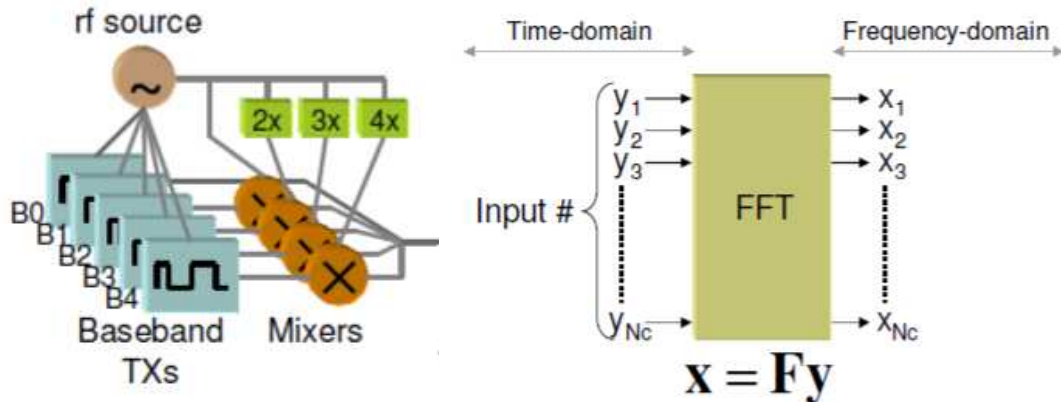


Figura 3. Métodos de implementación señal OFDM. Con mezcladores (izquierda), mediante FFT/IFFT (derecha).

Podemos generar las señales en el dominio digital o bien en el analógico, y a su vez, la detección puede ser directa (DD) o coherente (CO). En nuestro caso nos decidiremos por el dominio digital, caracterizado por el uso de símbolos de entrenamiento para la estimación del canal, el uso de constelaciones para la codificación de símbolos flexibles y adaptativas y un diseño con una óptica simple.

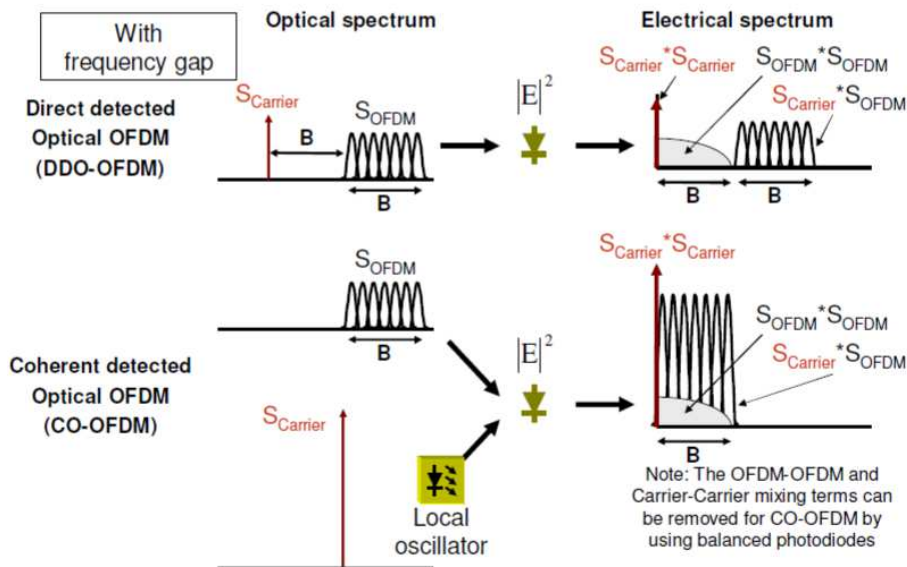


Figura 4. Comportamiento del espectro para la Detección Directa (arriba) y detección coherente (abajo).

Existen dos tipos de fotodetección para OFDM óptico: detección directa (DD-OFDM) y detección coherente (CO-OFDM). En el caso de la detección directa,

la señal óptica recibida pasa al dominio eléctrico a través de un fotodiodo, obteniendo un espectro distanciado de la frecuencia portadora. Por el contrario en detección coherente, antes de atravesar el fotodiodo, el espectro de la señal se multiplica por un oscilador local a la frecuencia portadora, de forma que a la salida del fotodetector, tenemos el espectro de la señal detectada pegado a la portadora. Podemos ver esto gráficamente en la figura 4.

En nuestro caso nos decidiremos por la detección directa, la cual requiere de menos componentes en recepción, abaratando los costes, aunque tiene un menor alcance.

En OFDM, y también en transmisiones monoportadora, hay varios parámetros que se utilizan para corregir diferentes errores en la transmisión y hacen que la tasa de transmisión nominal sea mayor que la tasa útil. Este parámetro se llama overhead, puede suponer un 15-25% de la información transmitida y los hay de diferente tipo. Los overhead de FEC (ϵ_{FEC}) y de framing (ϵ_{EN}) son comunes a otros sistemas. Los overhead específicos de OFDM son los siguientes:

ϵ_{CP} (cyclic prefix overhead): el overhead de prefijo cíclico consiste en copiar parte inicial de un símbolo al final de este. La dispersión cromática y la dispersión por modo de polarización (PMD), hacen que las subportadoras se desplacen entre ellas. Este overhead previene que la potencia de un símbolo se mezcle con símbolos vecinos. Cuando el prefijo cíclico no es suficiente se produce interferencia inter-simbólica (ISI) y las subportadoras afectadas pierden su ortogonalidad.

ϵ_{TS} (training symbol overhead): los símbolos de entrenamiento se utilizan en el receptor para sincronización y estimación del canal. Los símbolos de entrenamiento se transmiten periódicamente y son conocidos, con lo cual el receptor puede estimar la función de transferencia del canal, calculando la modificación que han sufrido estos símbolos. El tamaño de este overhead dependerá de cómo de cambiante sea el canal, y de la longitud de símbolo. El overhead de entrenamiento de símbolo suele estar entre 0,2% y 4%.

ϵ_{PNC} (overhead for phase noise compensation): depende del método de compensación de ruido de fase elegido, que puede estar basado en subportadoras o bien en un tono sin modular (RF). El primero suele introducir un overhead del 10%, y el segundo un 1%.

Sobre la compensación de ruido de fase hablaremos más adelante.

Ahora vamos a comentar cómo implementar OFDM óptico. El esquema de transmisión y recepción sería el mostrado en la figura 5.

Se han marcado 10 pasos importantes que comentamos a continuación:

Paso 1: creación de datos para OFDM.

OFDM comúnmente se modula con QPSK o QAM, y para estas modulaciones, las secuencias binarias pseudo aleatorias (PRBS) limitan el comportamiento de las tramas OFDM. En su lugar se puede hacer como en comunicaciones inalámbricas, y usar datos aleatorios como una desigualdad de Chebyshev.

En resumen, se debe obtener un cierto número de símbolos para la transmisión de OFDM y estimar una BER, para la cual debe haber un mínimo de errores.

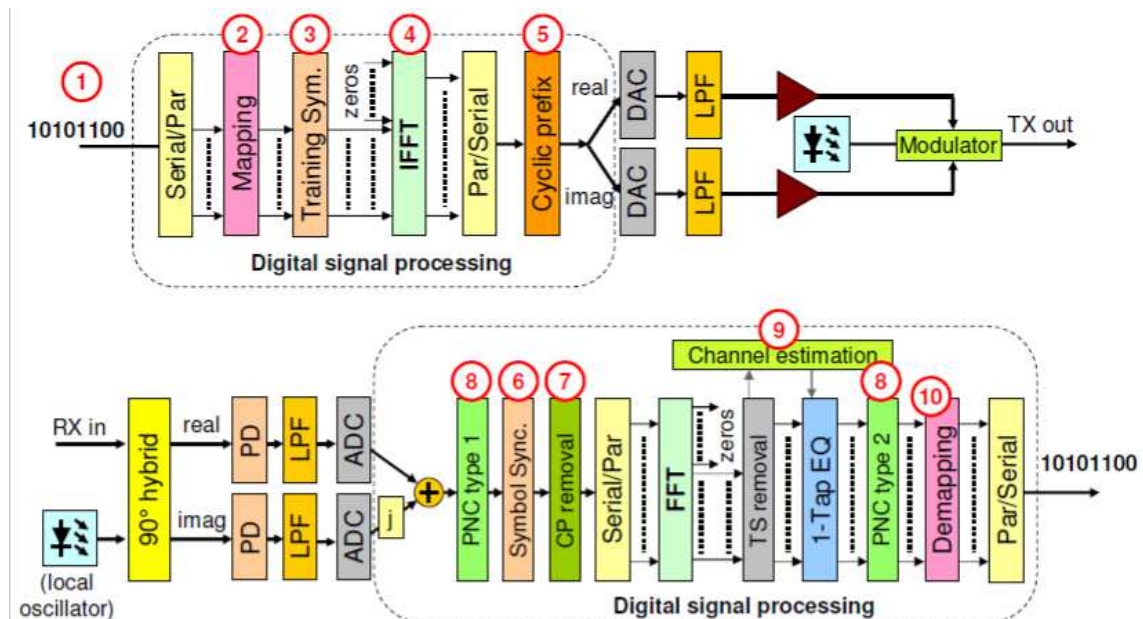


Figura 5. Esquema de transmisión (arriba) y recepción OFDM Óptico (abajo).

Paso 2: mapeo de constelación.

Consiste simplemente en convertir grupos de bits que forman un símbolo en un símbolo en el dominio complejo de acuerdo a la codificación de la modulación elegida.

Paso 3: creación y optimización de símbolos de entrenamiento.

El símbolo de entrenamiento puede usar una constelación diferente a los símbolos OFDM. De hecho es muy frecuente que este símbolo use modulación BPSK debido a que es más sensible a la SNR óptica (OSNR) que otras. Para seleccionar el mejor símbolo de entrenamiento, se realiza un sobremuestreo, y se escoge el de menor PAPR (factor de cresta). Los símbolos con esta propiedad mejoran la SNR del símbolo de entrenamiento, y reduce las no linealidades.

Paso 4: implementación de IFFT/FFT y sobremuestreo.

El sobremuestreo es necesario para evitar las componentes de aliasing en el transmisor y poder recuperar la señal de reloj en el receptor.

También se puede utilizar la técnica de pre-énfasis antes aplicar IFFT para igualar el rendimiento de todas las subportadoras, aunque para algunos canales reduce la resolución efectiva vertical.

Paso 5: inserción de prefijo cíclico.

Consiste simplemente en copiar la cola de un símbolo OFDM e insertarlo al principio de este. También puede hacer copiando el comienzo del símbolo en la parte final, es indiferente. Esta técnica reduce el efecto de la selectividad frecuencial del canal, por ejemplo la dispersión asociada en la propagación por fibra óptica.

Un efecto no deseado del prefijo cíclico es que eleva las componentes frecuenciales fuera de banda. Este problema se puede solucionar mediante enventanado.

Paso 6: sincronización.

En el receptor se necesita un algoritmo para encontrar el punto de inicio de los símbolos OFDM, existen diferentes métodos de sincronización. Uno de ellos es

la correlación cruzada entre dos símbolos adyacentes. Mediante correlación de los símbolos de entrenamiento, puede encontrarse un pico donde la correlación es mayor, y sincronizar la señal en recepción.

Paso 7: retirada de prefijo cíclico.

Después de la sincronización hay que retirar el prefijo cíclico. En un canal dispersivo, el rango dónde la sincronización puede comenzar se ve reducido. Lo ideal es que la sincronización de símbolo OFDM se fije a mitad del prefijo cíclico. Para encontrar el punto óptimo de desplazamiento de CP, se va variando hasta encontrar el pico donde la intensidad de la señal sincronizada es mayor.

Paso 8: compensación de ruido de fase.

Como sabemos hay dos tipos de compensación de ruido de fase:

- Compensación con señal piloto RF (RFP): se introduce una señal portadora sin modular en el espectro OFDM. La señal piloto RF monitoriza la diferencia de fase entre la señal transmitida y el láser local. La conjugación de la señal proporciona la inversa de estas distorsiones.
- Estimación de fase común (CPE): por cada símbolo OFDM, se hace una estimación de fase promediando la fase de los símbolos recibidos.

Paso 9: estimación de canal.

Las señales ópticas recibidas sufren distorsión de amplitud y de fase. Es por ello que necesitamos hacer una estimación de canal en recepción para saber cómo se han “deformado nuestros símbolos”. Esta estimación se basa en los símbolos de entrenamiento.

Una ecualización mejorada del ecualizador 1-Tap, consiste en promediar los símbolos de entrenamiento consecutivos. Para ello suponemos que hay pocos cambios entre TS continuos. También se puede promediar entre frecuencias (subportadoras) vecinas.

Una ecualización más compleja consiste en ecualización MIMO, haciendo una estimación del canal completa a diferentes frecuencias, y teniendo en cuenta cómo las frecuencias vecinas interactúan entre sí en el canal.

Paso 10: troceado y desmapeado.

Es el proceso inverso al mapeado del transmisor. Antes del demapeado se hace el troceado, que consiste en decidir qué símbolo de la constelación se ha recibido. Normalmente se hace aplicando un umbral de decisión.

Para acabar con la implementación del sistema OFDM óptico, vamos a hablar sobre algunos elementos de transmisión y recepción relevantes, es decir los que no corresponden al tratamiento digital de la señal, según la figura inicial.

Existen varios métodos para modular una señal OFDM óptica: Modulador Mach-Zehnder (MZM), IQ MZM, modulador de fase, láser modulado directamente, modulador de electro absorción...Nosotros vamos a centrarnos en los dos primeros.

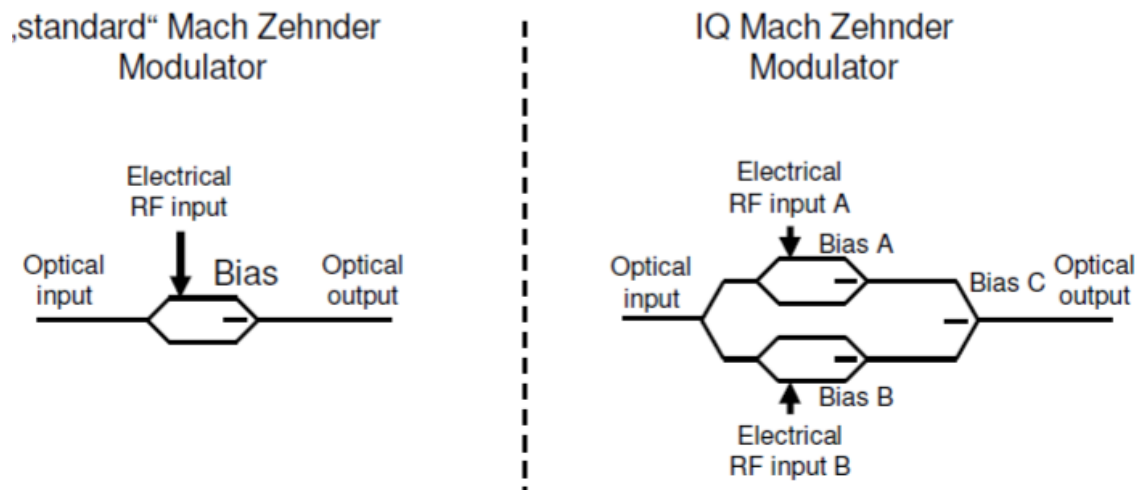


Figura 6. Modulador Mach Zehnder y Mach Zehnder IQ.

Un modulador Mach Zehnder normal tiene típicamente una entrada RF, y una entrada de DC bias. Cambiando ambas señales, se modifica la fase de los dos brazos del modulador, provocando una interferencia constructiva o destructiva a voluntad. Así, la entrada DC bias nos fija un punto de trabajo, mientras que en la entrada RF típicamente se pone la señal con la que deseamos modular la portadora óptica.

En nuestro caso queremos que el modulador se comporte como un modulador lineal para OFDM. Las señales de entrada y salida quedarían cómo en la Figura 8:

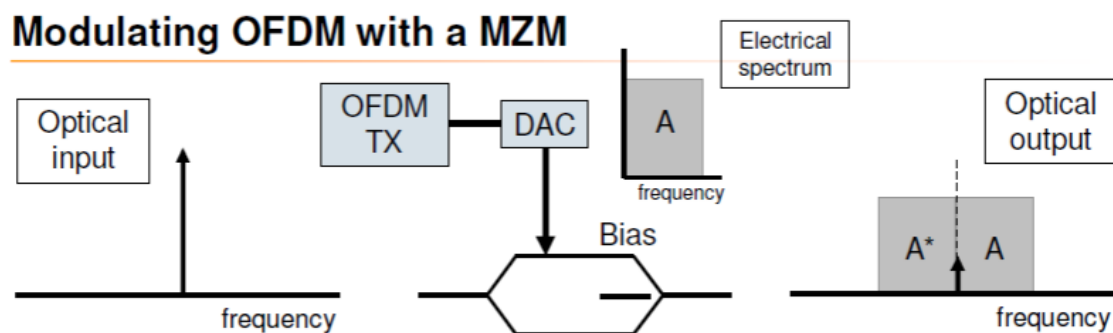


Figura 7. Señales de entrada y salida en un modulador MZM, modulando OFDM.

Para OFDM de detección directa no se debe suprimir totalmente la señal portadora. A la salida del modulador tenemos el espectro de la señal moduladora sobre la portadora, además de su complejo conjugado. Este es un efecto indeseado, puesto que la señal resultante es menos robusta a la dispersión; por lo que buscaremos formas para eliminar el espectro complejo conjugado. Por ejemplo, se puede usar un filtro óptico para obtener una modulación de banda lateral única (SSB).

Para evitar el duplicado de la información y otros efectos no deseados de la transmisión por fibra, se pueden insertar subportadoras no moduladas cerca de DC, o bien se usa un modulador eléctrico IQ a fin de desplazar frecuentemente la señal OFDM antes de modularla ópticamente. Típicamente, dicho

desplazamiento se fija para dejar una banda de guarda respecto la continua igual al ancho de banda de la señal OFDM.

Por otra parte, el modulador IQ Mach-Zehnder tiene dos entradas RF y tres voltajes de bias. Básicamente este modulador consiste en dos MZMs convencionales conectados a través de un “súper” MZM. Así la modulación es un poco más compleja que usando solo un modulador Mach-Zehnder de una rama, aunque tiene la ventaja de que permite modular las componentes de fase y cuadratura de la señal óptica.

Por último vamos a hablar sobre los receptores OFDM de detección directa. El principio general de detección directa con offset de frecuencia es la siguiente:

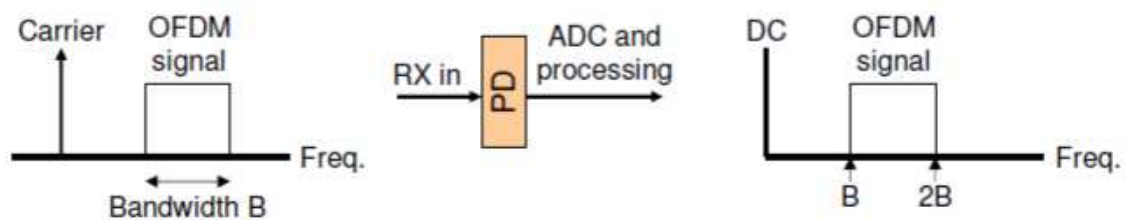


Figura 8. Detección directa con offset y comportamiento espectral.

Después de la detección directa la señal OFDM, ésta estará entre las frecuencias B y $2B$. Por lo tanto hay una frecuencia intermedia de 1.5 y la señal OFDM debe desplazarse hacia abajo en frecuencia para poder realizar los pasos de detección digital de forma similar a lo propuesto en la Figura 5. Éste desplazamiento se puede realizar bien digitalmente empleando una FFT, o bien usando un mezclador IQ.

Las principales ventajas que nos aporta OFDM en comunicaciones ópticas son las siguientes:

- Escalabilidad: OFDM es fácilmente escalable dado que viene implementado por procesado digital. Así, por ejemplo, se puede escalar fácilmente a usar formatos de modulación con mayor número de niveles
- Flexibilidad: Gracias a la estimación de canal, que se puede realizar con los símbolos de entrenamiento, se puede determinar ad hoc la SNR por cada subportadora OFDM. Así, se puede variar de forma adaptativa el formato de modulación utilizado por cada subportadora
- Implementación: OFDM consiste en varias subportadoras paralelas transmitiendo a baja velocidad, por lo cual es ideal para la paralelización. Esto simplifica la implementación en DSP y la recuperación de reloj.
- Diafonía lineal: debido a su forma espectral bien definida, OFDM tiene una diafonía lineal despreciable por definición. Esto permite una banda de transmisión continua donde el espaciado de canal es casi despreciable.
- Tasa de muestreo: comparado con los sistemas monoportadora con detección coherente, OFDM óptico reduce los requisitos de tasa de muestreo de los conversores analógico-digital.

NG-PON2

NG-PON2 es el primer estándar de la industria basado en redes ópticas pasivas que usa múltiples longitudes de onda en cada sentido y es compatible con redes ópticas de distribución basadas en divisores de potencia. En nuestro estudio del estado del arte, vamos a centrarnos en aspectos de diseño del enlace como las características de la red de distribución óptica (ODN), el plan de longitudes de onda, la degradación no lineal Raman de la fibra y la tolerancia a las diafonías entre canales. También comentaremos parámetros relacionados con el estándar, como el control de la longitud de onda, realización de la tecnología y el diseño de la gestión y control de canales.

Para cubrir la demanda del crecimiento exponencial del tráfico que sufren los operadores en sus redes, así como ofrecer nuevas aplicaciones que demandan el uso de fibra (cómo redes troncales para conexión a la red móvil y el alquiler de redes Ethernet de alta velocidad), surge la necesidad de nuevas tecnologías de acceso de fibra óptica. Los miembros de la FSN llegaron a definir un primer sistema que satisface los requisitos iniciales y la demanda esperada, basado en multiplexación en longitud de onda y en tiempo (TWDM). La capacidad objetivo de este sistema era al menos 40 Gb/s con una velocidad por canal de longitud de onda de 10Gb/s. También se incorporó una capa de canales por longitud de onda para habilitar la conectividad virtual punto a punto (PtP WDM) sobre la misma infraestructura PON que TWDM.

Una vez maduras las ideas iniciales de la FSN, sus miembros trabajaron conjuntamente con la ITU-T en los grupos de estudio 15, cuestión 2. Así se definió la recomendación de la capa dependiente del medio físico, la ITU-T G.989.2, dónde se especifica formalmente NG-PON2.

NG-PON2 es un estándar sucesor de G-PON y XG-PON1, las cuales representan los estándares PON de la ITU-T de 1 y 10Gb/s, respectivamente. Como ya adelantamos NG-PON2 es el primer estándar de múltiples longitudes de onda en cada sentido compatible con ODNs basadas en divisores de potencia. Este nuevo estándar es retrocompatible con los anteriores en muchos aspectos para poder asegurar la reutilización y convivencia con los sistemas PON heredados.

NG-PON2 especifica dos tecnologías: TWDM PON y PtP WDM PON. Debido a la compatibilidad requerida con las ODN basadas en divisores de potencia, estos sistemas PON necesitan una óptica con longitudes de onda sintonizables en el transmisor (Tx) y en el receptor (Rx) de la unidad óptica de red (ONU).

Los sistemas NG-PON2 soportan una capacidad agregada mínima de 40Gb/s de bajada (DS) y 10 Gb/s en subida (US). Desde la perspectiva de canal por longitud de onda, TWDM ofrece tres combinaciones DS/US de tasa de línea: el caso base con 10/2.5 Gb/s y velocidades simétricas opcionales de 10/10 y 2.5/2.5 Gb/s. Para PtP WDM se especifican tres tasas de línea (1, 2.5 y 10 Gb/s) para transportar servicios Ethernet, SDH/OTN y CPRI. Cada sistema NG-PON2 soporta un mínimo de 256 ONUs direccionables por ODN. Los parámetros ópticos se especifican asumiendo cuatro y ocho canales de longitud de onda bidireccionales para TWDM y PtP WDM, respectivamente. Aunque la

especificación anticipa un incremento futuro en el número de canales de longitud de onda para ambas tecnologías.

De aquí en adelante vamos a comentar algunos aspectos de la capa física que distinguen NG-PON2 de los estándares PON previos.

Los sistemas NG-PON2 tienen la capacidad de soportar ODN con divisores de potencia y de longitud de onda, así como híbridos de ambos. Se mantienen las cuatro clases de pérdidas de camino óptico (OPL) especificados en XG-PON1.

ODN OPTICAL PATH LOSS CLASSES IN NG-PON2				
Loss	Class N1	Class N2	Class E1	Class E2
Min.	14 dB	16 dB	18 dB	20 dB
Max.	29 dB	31 dB	33 dB	35 dB

Tabla 1. Clases OPL en NG-PON2.

Se describen dos clases de arquitectura ODN para PtP WDM PON en el Anexo A de G.989.2: 1) la ODN de selección de longitud de onda (WS-ODN), la cual depende de filtros sintonizables para proporcionar una capacidad de selección de longitudes de onda en las ONUs, y 2) la ODN enrutada por longitud de onda (WR-ODN), la cual tiene una capacidad intrínseca de enrutamiento de longitud de onda, a través de divisores de longitud de onda en la ODN.

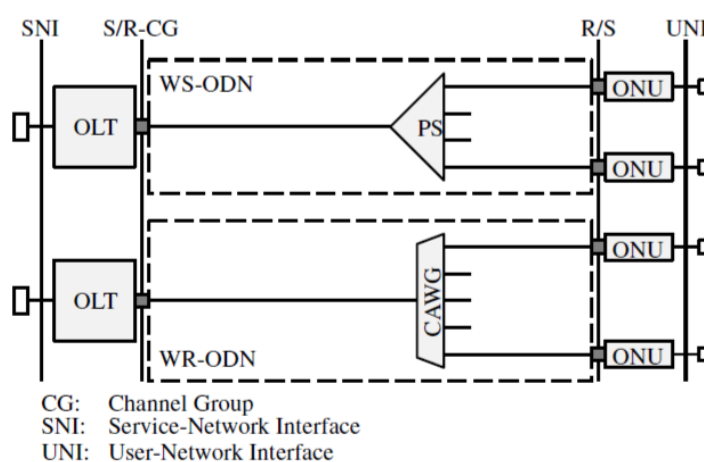


Figura 9. Arquitectura WS-ODSN y WR-ODN.

A continuación comentamos los diferentes tipos de ODNs y sus consideraciones de diseño.

WS-ODN y WR-ODN: los sistemas NG-PON2 soportan separaciones en una etapa así como multietapa WS-ODNs con un ratio máximo de división de 1:64.

Los sistemas NG-PON2 pueden estar también basados puramente en WR-ODN, lo cual sólo tiene sentido para despliegues PtP WDM. WR-ODN permite mayor alcance o el uso de transceptores con clases de menor presupuesto. Esto es debido a las menores pérdidas de inserción de los separadores de longitud de onda, comparado con los separadores de potencia.

Los sistemas NG-PON2 necesitan un multiplexor de longitud de onda (WM) para combinar los múltiples canales de longitud de onda. El WM se considera parte del equipo del terminal óptico de línea (OLT).

Los filtros en el WM, y los separadores de longitud de onda para WR-ODNs, se recomienda realizarlos con filtros de film finos (TFFs) o con arrayed waveguide gratings (AWG), respectivamente..

Una planta de fibra agnóstica en longitudes de onda puede simplificar la planificación y provisión de ancho de banda y longitud de onda. La flexibilidad total requiere una WS-ODN. Las WR-ODNs solo pueden soportar un cierto grado de flexibilidad en asignación de longitudes de onda cuando se usan AWGs cíclicos de N x M con puertos de entrada y salida múltiples.

El producto total de alcance por capacidad de fibra de un WR-ODN puede ser mayor que en un WS-ODN. Esto está relacionado con las pérdidas menores de división de WR-ODN. Por lo tanto una WR-ODN puede estar mejor acondicionada en casos donde PtP WDM se usa para la parte de agregación de una red, por ejemplo en escenarios de red troncal fija-móvil convergentes. WS-ODN está estrictamente impuesto en casos de soporte de ODN heredados y típicamente es preferido para acceso residencial y en áreas urbanas densas.

ODN Híbrida: una ODN NGPON2 puede ser un híbrido de tipos WS y WR. En comparación con una WS-ODN, un híbrido puede proporcionar un ratio de división mayor usando la misma clase OPL. Otra utilidad de una ODN híbrida es separar segmentos de la ODN, según funciones de cada tramo.

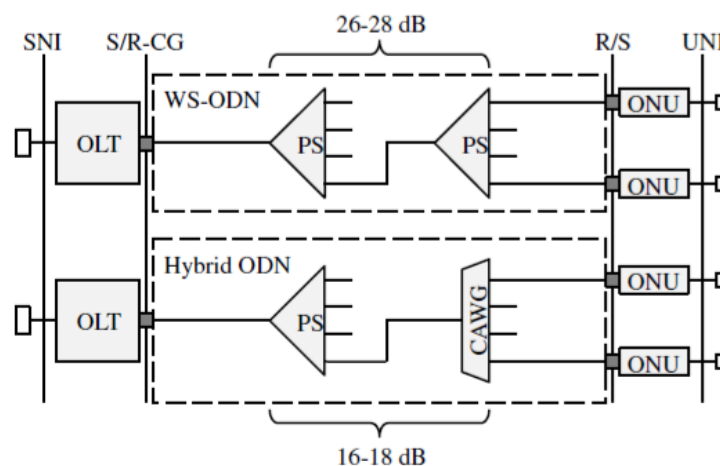


Figura 10. Ejemplos de ODNs híbridas.

Clases de Pérdidas de Camino Óptico y tipos de enlaces: las cuatro clases OPL especificadas para NG-PON2 son heredadas de la recomendación XG-PON1 PMD. Estas clases OPL permiten la reutilización de la infraestructura de fibra instalada, basada en WS-ODNs, para sistemas NG-PON2. Los parámetros de interfaz de Tx y Rx para TWDM y PtP WDM se especifican para soportar estas cuatro clases OPL.

Como opción de implementación, NG-PON2 incluye dos tipos de enlace de subida TWDM, que se diferencian en sus parámetros de interfaz óptico. Los

parámetros de tipo de enlace A son derivados a través de la suposición implícita de no usar un preamplificador óptico en la OLT Rx. Por el contrario en el enlace Tipo B se supone el uso de una OLT RX preamplificada ópticamente. Por lo tanto el enlace tipo A requiere un transmisor (Tx) en ONU más potente, y el enlace Tipo B requiere de un receptor (Rx) en la OLT con mayor sensibilidad en el punto S/R-CG. Esto permite más opciones tecnológicas para los componentes NG-PON2.

El plan de longitudes de onda de NG-PON2 parte del compromiso de coexistencia con los sistemas PON heredados, y la flexibilidad necesaria para para acomodar los diferentes escenarios de despliegue y expansión futura.

El plan de longitudes de onda acordado finalmente es el siguiente:

NG-PON2 WAVELENGTH PLAN		
TWDM		PtP WDM
Downstream	Upstream	Down/Upstream
1596–1603 nm	<i>Wide Band</i>	<i>Expanded Spectrum</i>
	1524–1544 nm	1524–1625 nm
	<i>Reduced Band</i>	<i>Shared Spectrum</i>
	1528–1540 nm	1603–1625 nm
	<i>Narrow Band</i>	
	1532–1540 nm	

Tabla 2. Plan de longitudes de onda NG-PON2.

Las bandas han sido seleccionadas para convivir con los servicios e infraestructuras legadas. Las tres opciones de espectro TWDM US están determinadas por la capacidad de control de longitud de onda del transmisor de la ONU. Cuanto mejor es esta capacidad de control, más pequeña puede ser la banda de operación. Para PtP WDM, hay dos opciones de espectro: espectro expandido para soportar el despliegue desde cero, o bien con la banda de los sistemas PON heredados disponible; y espectro compartido para una coexistencia completa con sistemas PON heredados y TWDM. Al contrario que TWDM, PtP WDM permite tener los canales DS y US en la misma banda para permitir algo de flexibilidad en la implementación.

La característica distintiva de NG-PON2 es su capacidad de múltiples longitudes de onda, tanto en TWDM como PtP WDM, para permitir un incremento de la capacidad total del sistema. Para esto hacen falta ONUs con la capacidad de sintonizar en un canal específico. Esta nueva capacidad de sintonización ofrece nuevas capacidades, pero también nuevos retos que comentaremos posteriormente.

Una característica especificada del dispositivo sintonizable en una ONU NG-PON2 es su tiempo de sintonización, es decir el tiempo transcurrido desde que el dispositivo sintonizable deja el canal de la longitud de onda hasta que el dispositivo alcanza la longitud de onda del canal objetivo.

TUNING TIME CLASSES

Tuning Time Class	Tuning Time
Class 1	<10 μ s
Class 2	10 μ s to 25 ms
Class 3	25 ms to 1 s

Tabla 3. Clases de tiempo de sintonización.

Las clases de los tiempos de sintonización son las tres siguientes:

- Clase 3: el dispositivo está basado en efectos térmicos para cambiar la longitud de onda de operación. Está pensado para aplicaciones en las que las operaciones de sintonización no son frecuentes, o cuando un breve corte de servicio es tolerable. Se pueden tomar medidas de protección de canal, pero sólo hasta 50ms. Permite mecanismos de compartición de la carga semiestática y ahorro de energía basados en cambio de canal.
- Clase 2: permiten una sintonización más rápida, haciendo posible la protección de canal por debajo de 50ms. También permiten la compartición dinámica de la carga y ahorro de energía dinámico.
- Clase 1: tienen el menor tiempo de sintonización, y pueden permitir una localización dinámica de la longitud de onda y del ancho de banda en el futuro. La OLT también podría hacer un control dinámico, además del tiempo de transmisión y duración, las longitudes de onda de la ONU para permitir saltos de longitud de onda entre los periodos de tiempo.

Un aspecto esencial en el diseño de sistemas ópticos a tener en cuenta son las penalizaciones de camino óptico (OPP). Para NG-PON2, además de las penalizaciones habituales de dispersión cromática, la relativamente alta potencia y la naturaleza multi-longitud de onda hacen que tengamos que tener en cuenta otro efecto de degradación más, la no linealidad Raman. Esta puede resultar en diafonía no lineal y reducción de señal para ciertas longitudes de onda.

UPSTREAM OPTICAL PATH PENALTY VALUES FOR 2.5 Gb/s					
Condition	Distance (km)	OPP (dB)			
		N1	N2	E1	E2
Chromatic dispersion	20	0.5	0.5	0.5	0.5
Chromatic dispersion	40	1.0	1.0	1.0	1.0
Raman 4-ch	20	0.25	0.4	0.75	0.75
Raman 4-ch	40	0.4	0.6	1.0	1.0
Raman 8-ch	20	0.5	0.8	1.5	1.5
Raman 8-ch	40	0.75	1.25	2.25	2.25
Combined					
4 Channel	20	0.75	0.9	1.25	1.25
4 Channel	40	1.4	1.6	2.0	2.0
8 Channel	20	1.0	1.3	2.0	2.0
8 Channel	40	1.75	2.25	3.25	3.25
Values in the G.989.2 Standard					
4 Channel	20	1.0	1.0	1.5	1.5
4 Channel	40	1.5	1.5	2.0	2.0
8 Channel	20	1.0	1.5	2.0	2.0
8 Channel	40	2.0	2.5	3.5	3.5

Tabla 4. OPP total para 2.5Gb/s considerando diferentes efectos.

A modo de ejemplo, exponemos la Tabla 4 que recoge la OPP total para el caso de 2.5Gb/ US para TWDM.

Las características de longitud de onda múltiple de de NG-PON2 en ambos sentidos de la transmisión tiene implicaciones para el diseño del enlace óptico, como desajustes por diafonías que se deben tener en cuenta y contenidas mediante una definición apropiada del estándar NG-PON2 PMD.

Los términos de diafonías ópticas que se deben tener en cuenta en NG-PON2 PMD están relacionados con la potencia óptica desviada a la region espectral de otros canales, como se muestra en la Figura 12:

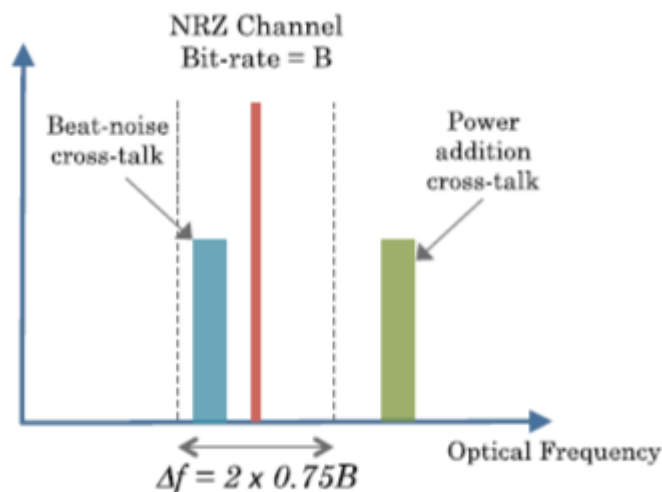


Figura 11. Desvío de potencia óptica y diafonías.

En general los requisitos más estrictos en las características espectrales en Tx están en US. Esto resulta de la transparencia de longitud de onda de WS-ODN y de la gran diferencia en niveles de energía en el receptor de la OLT para señales de diferentes ONUs. Para definir las propiedades espectrales de transmisor de la ONU, debe considerarse el peor caso de condiciones de operación del sistema PON, que se representa en la Figura 13:

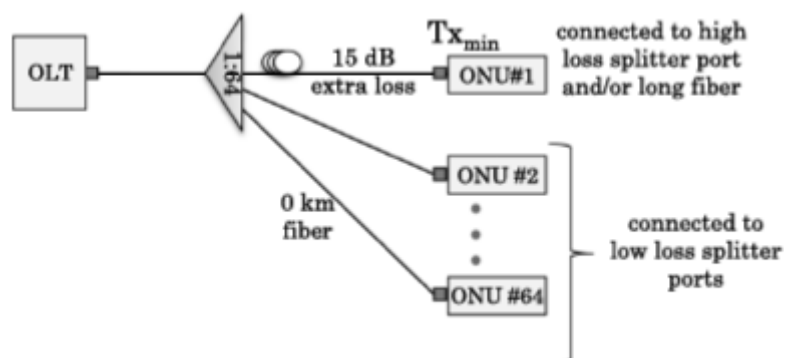


Figura 12. Peor caso de operación PON.

Estas condiciones se dan cuando la ONU impactada por diafonía se sitúa en la máxima pérdida ODN y es emitida en la parte baja del rango de potencia Tx. Las señales interferentes que llegan de las ONUs, se sitúan en las mínimas pérdidas de ODN. Para un ratio de división de $1:2^M$ (dónde M es un entero), un ratio de

1:64 es el máximo para el cual una pérdida diferencial de 15dB es posible dentro de la clase OPL E2. Esto fija un límite para el máximo número de potenciales interferentes que deben ser consideradas.

Dos términos de diafonía son importantes para caracterizar un canal habilitado: la interferencia causada por una señal similar, TWDM - TWDM o PtP WDM - PtP WDM, y la interferencia causada por señales distintas TWDM - PtP WDM o PtP WDM – TWDM. La recomendación NG-PON2 usa dos términos para describir estos casos: (1) densidad espectral de potencia fuera de canal y (2) densidad espectral de potencia fuera de banda. También se cuantifica la interferencia causada por un Tx cuando la unidad está apagada.

Para cuantificar la diafonía en los diferentes casos posibles, necesitamos describir algunos parámetros y fórmulas previas. La penalización atribuida a cada término de interferencia se puede calcular en función de la diafonía relativa (ϵ) para un Rx preamplificado y un umbral de decisión de potencia media:

$$\text{Penalty (dB)} = -10 \log \left(1 - 4\epsilon Q^2 \frac{1+r}{(1-r)^2} \right).$$

Fórmula 1. Penalización atribuida a un término de interferencia.

Dónde r es la señal de ratio de extinción y el factor Q' se deriva de la BER requerida usando la siguiente ecuación:

$$\text{BER} = \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\frac{Q}{\sqrt{2}} \right).$$

Fórmula 2. Tasa de error y relación con Q, para el caso anterior.

La BER del canal víctima viene dada por por la BER de referencia para el enlace como se define en G.989.2, y dictado por si se usa FEC o no.

Para contar la reducción en el ratio de extinción después de la transmisión, r se reemplaza con un ratio efectivo de extinción (r') dado por la ecuación:

$$r' = \frac{(r+1) + 10^{-E/10}(r-1)}{(r+1) - 10^{-E/10}(r-1)},$$

Fórmula 3. Ratio efectivo de extinción.

dónde E es la penalización de cierre de ojo en dB, equivalente al OPP.

Una vez descritas las fórmulas, pasamos a comentar las posibles situaciones de diafonías y los cálculos:

Densidad espectral de potencia fuera del canal óptico (OOC-PSD): define la máxima densidad espectral de potencia que un Tx NG-PON2 permite para emitir fuera del intervalo espectral correspondiente a su actual canal de longitud de onda de operación.

Para el cálculo, se asume el peor caso de ODN:

$$P_{\text{OOC}} \text{ (dBm)} = P_{\text{Tx}} \text{ (dBm)} + \epsilon_{\text{OOC}} \text{ (dB)} - \Delta\text{ODN} \text{ (dB)} \\ - 10 \log(N_{\text{OOC}}).$$

Fórmula 4. Densidad espectral de potencia OOC.

dónde ΔODN es la máxima pérdida diferencial desde la ODN entre los canales interferentes, y N_{OOC} es el número de canales interferentes.

Densidad espectral de potencia óptica fuera de banda (OOB-PSD): define la máxima densidad espectral de potencia permitida en un Tx NG-PON2 para emitir fuera de la banda de longitud de onda operativa.

Para el cálculo de la OOB-PSD, el peor caso de ODN se asume de nuevo, y POOB viene dada por:

$$P_{\text{OOB}} \text{ (dBm)} = P_{\text{Tx}} \text{ (dBm)} + \epsilon_{\text{OOB}} \text{ (dB)} - \Delta\text{ODN} \text{ (dB)} \\ - 10 \log(N_{\text{OOB}}).$$

Fórmula 5. Densidad espectral de potencia OOB.

Dónde N_{OOB} es el número de canales interferentes, equivalente a todas las longitudes de onda en la dirección relevante en la banda operativa.

Densidad espectral de potencia óptica cuando no está habilitado (WNE-PSD): define la máxima densidad espectral de potencia que a un Tx NG-PON2 se le permite transmitir a cualquier longitud de onda dentro o fuera de la banda operativa, cuando el Tx no está habilitado. Se calcula con la siguiente fórmula:

$$P_{\text{WNE}} \text{ (dBm)} = P_{\text{Tx}} \text{ (dBm)} + \epsilon_{\text{WNE}} \text{ (dB)} - \Delta\text{ODN} \text{ (dB)} \\ - 10 \log(N_{\text{WNE}}).$$

Fórmula 6. Densidad espectral de potencia WNE.

Tolerancia de diafonía dentro de banda: este término se usa para expresar el mínimo valor de este ratio que debe ser tolerado para que se cumpla la sensibilidad de Rx especificada.

Máscara para la densidad espectral de potencia fuera de canal (OOC-PSD): el objetivo de la máscara es definir la potencia transmitida permitida fuera de la máxima excursión espectral del transmisor. Se define en función del espaciado de canal (CS).

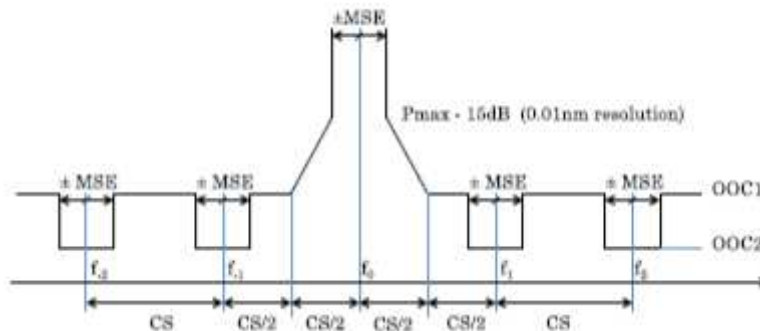


Figura 13. Máscara para la densidad espectral de potencia fuera de canal.

Vamos a discutir ahora algunos aspectos clave relativos al control de la longitud de onda en los sistemas NG-PON2. Estos aspectos claves son tres: estabilidad de la longitud de onda, precisión de la longitud de onda y bloqueo de la longitud de onda.

Estabilidad de longitud de onda: la estabilidad de longitud de onda de un sistema NG-PON2 se mide con un parámetro llamado máxima excursión espectral (MSE). La MSE se especifica por dos razones: 1) para prevenir que la potencia óptica de un canal de longitud de onda se derrame en otro canal adyacente causando degradación por diafonía inducida, y 2) para asegurar que el transmisor opera dentro de la longitud de onda deseada de la banda de paso del multiplexor de longitud de onda (WM) y así alcanzar el rendimiento especificado del enlace. La excursión espectral de un Tx en un estado de canal de longitud de onda estacionario se define como la diferencia absoluta entre la frecuencia nominal central del canal y el punto del espectro de Tx más cercano donde la potencia cae 15dB.

Para TWDM DS el espaciado de canal (CS) es 100GHz y la MSE requerida ± 20 GHz. En este caso, es relativamente simple para un filtro sintonizable seguir la máxima potencia recibida a través de un bucle local realimentado, no se necesita una calibración ajustada de la longitud de onda del filtro Rx de la ONU.

Para US, el CS no es fijo y puede variar de 50 a 200 GHz, con los valores de MSE especificados para tres valores concretos de CS cómo se ve en la tabla:

MSE VALUES FOR THE NG-PON2 US DIRECTION (THE MSE FOR INTERMEDIATE VALUES OF CS IS INTERPOLATED)			
Channel Spacing (GHz)	50	100	200
MSE (GHz)	± 12.5	± 20	± 25

Tabla 5. Valores de MSE para NG-PON2 en dirección de subida.

Estos valores de MSE fueron seleccionados teniendo en cuenta la necesidad de evitar requisitos exigentes en la calibración de longitud de onda, variación de potencia sobre longitud de onda y granularidad de sintonización.

Precisión de la longitud de onda: la precisión en la calibración de un Tx de una ONU sintonizable tiene un impacto en su coste. Se definen tres niveles de precisión de calibración de Tx de ONU sintonizable en el estándar NG-PON2: calibración suficiente, calibración débil, y sin calibración. Las dos últimas no pueden garantizar la transmisión dentro del límite MSE por sí solas y estrictamente requieren de mecanismos adicionales como describiremos a continuación.

Bloqueo de longitud de onda: la fiabilidad de longitud de onda intrínseca y la estabilidad de los dispositivos ópticos de una ONU pueden ser relajados para reducir costes, pero esto debe ser compensado adoptando mecanismos alternativos de bloqueo de longitud de onda.

En dirección DS, el receptor ONU puede encontrar por sí mismo el punto de sintonización de longitud de onda buscando la mayor potencia y/o la menor tasa de error dentro del canal de operación.

En la dirección US, el bloqueo de longitud de onda en el Tx de la ONU puede ser más complicado que depender del feedback OLT.

En G.989.2, el método de bloqueo de longitud de onda que se asume en la especificación de los parámetros ópticos se hace de forma que la longitud de onda del Tx de la ONU “se tantea” para obtener el bloqueo. Para facilitar esto, se hacen dos suposiciones: 1) el Rx de la OLT puede hacer una medida buena de energía, pero no de longitud de onda, y 2) la entrega de energía del Tx de la ONU no varía mucho para pequeños cambios de longitud de onda. Una posible implementación del esquema de tanteo es realizar un lazo cerrado de control de longitud de onda entre la ONU y la OLT para alcanzar y mantener el punto óptimo de sintonización del transmisor de la ONU. En este caso, la forma del filtro del OLT WM juega un rol fundamental, ya que la variación de longitud de onda del Tx de la ONU se transforma en una variación de potencia medible en la OLT cómo se muestra en la figura 15.

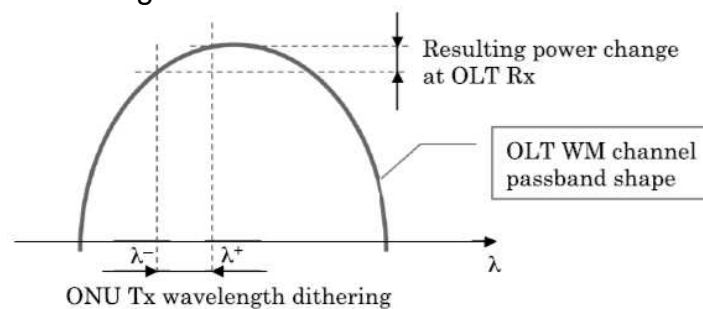


Figura 14. Medida de la variación de longitud de onda en el Tx de la ONU.

Bajo el control de la OLT, la ONU transmite en diferentes momentos dos longitudes de onda ligeramente diferentes (λ^- y λ^+) alrededor de la longitud de onda central λ . Si λ es perfectamente coincidente con el centro del canal OLT WM y el canal WM es perfectamente simétrico, entonces el Rx de la OLT no detectaría variación de potencia entre diferentes momentos de transmisión, en cuyo caso, no habría que hacer nada más.

Para los casos que se muestran en la Figura 16, el cambio de potencia revela la magnitud y el signo de la desalineación. Como resultado, la OLT mandaría a ONU aplicar la corrección de sintonización apropiada.

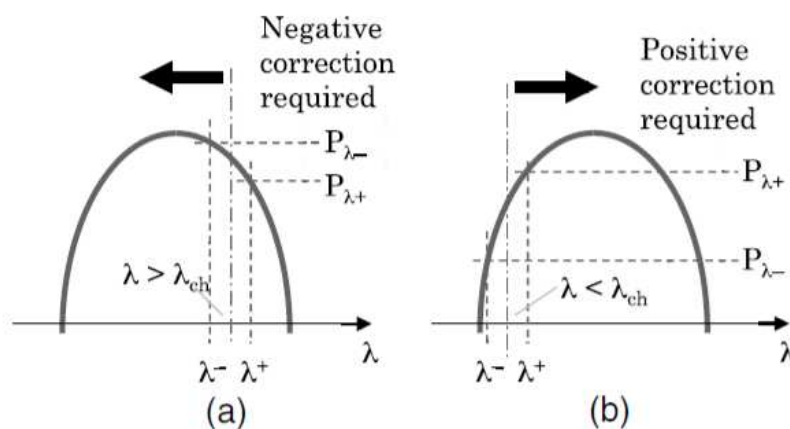


Figura 15. Señal recibida con necesidad de corrección negativa (a) y positiva (b).

Respecto a generaciones anteriores de estándares PON, NG-PON2 ha abierto un área adicional de flexibilidad y configuración en el dominio de la longitud de

onda. Esto lleva a la necesidad de nuevas implementaciones de componentes con capacidades DWDM eficientes en coste. A continuación nos centraremos en tres elecciones clave de implementación para abarcar diferentes aspectos WDM: 1) transceptores sintonizables, 2) láseres para las ONUs directamente modulados, frente a externamente modulados, y 3) multiplexores de longitud de onda.

Transceptores sintonizables: las ONUs NG-PON2 necesitan estar equipadas con transceptores sintonizables capaces de espaciar los canales hasta un mínimo de 50 GHz. Esto implica a los requerimientos de capacidad de sintonización, incluyendo la banda de operación, la excursión espectral y la granularidad de sintonización. Los requisitos de capacidades de sintonización, en Tx y Rx, incrementa la complejidad de los transceptores. Los transceptores sintonizables, especialmente para clases altas de OPL ODN y velocidades de 10Gb/s, son por lo tanto un reto para la implementación a bajo coste.

La sintonización en el receptor ONU se puede conseguir poniendo filtros sintonizables delante de los respectivos fotodiodos de avalancha (APD).

La sintonización láser de banda estrecha se puede conseguir con láseres DFB sintonizados por temperatura, o láseres DBR electrónicamente sintonizados. Su implementación bajo un factor de forma estándar (e.g. SFP+) es altamente deseable, especialmente en escenarios pay-as-you-grow.

Algunas configuraciones en NG-PON2 pueden requerir amplificación óptica adicional. Esta amplificación se puede implementar en la OLT con un booster o preamplificador en la dirección de transmisión y de recepción, respectivamente. En la práctica esto se haría con amplificadores ópticos semiconductores (SOAs) por cada canal, integrados en el respectivo Tx o Rx, o bien con SOAs o amplificadores de fibra dopados con erbio en el respectivo grupo de canal.

Láseres para transceptor ONU externamente modulados frente a directamente modulados: mantener la longitud de onda del receptor de la ONU dentro de la MSE permitida para el camino US presenta varios retos, sobre todo para 10Gb/s.

El láser modulado externamente (EML) del transmisor se adapta bien a la transmisión a alta velocidad para distancias de hasta 100 Km de fibra. En la siguiente figura (izquierda) se muestra el espectro de un Tx EML a 10Gb/s. El espectro de señal tiene unos 14GHz en el punto de 15dB. Si se elige un espaciado de 100GHz para los canales US, la MSE permitida es ± 20 GHz. La precisión con la que este pico de espectro de Tx debe ser controlado, para cumplir la MSE, es por tanto ± 13 GHz. Este Tx EML se considera realizable en la industria a un coste aceptable con la tecnología actual.

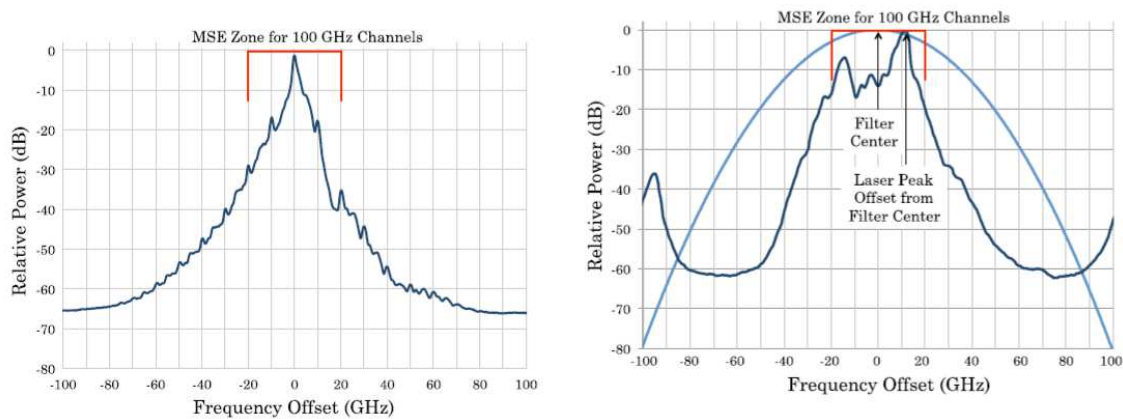


Figura 16. Espectro EML (izquierda) y DML(derecha).

En la figura 17 (derecha) se puede observar el espectro medido de un transmisor DML a 10 Gb/s. El espectro tiene dos picos correspondientes a los niveles lógicos “0” y “1”. El espectro es bastante más ancho que en el caso anterior, el ancho espectral en el punto de 15 dB es de 35 GHz, 15 GHz más que en EML. La precisión con la que el pico de espectro de este Tx debe ser controlado es de ± 2.5 GHz. Este control de longitud de onda tan ajustado no es realizable sin un bloqueador de longitud de onda costoso en el Tx.

Para mitigar la dificultad de control de longitud de onda en un Tx DML, se puede usar el filtro WM que se usa en la OLT antes de Rx. Con un diseño adecuado el filtro atenúa la potencia de los bits cero, y reduce la penalización de dispersión.

El hecho de si DML puede ser un buen candidato para transmitir a 10Gb/s depende del peso relativo que se dé a la potencia transmitida (ventaja de DML) frente a la precisión de sintonización requerida (desventaja de DML).

Multiplexores de longitud de onda: los WM se usan en NG-PON2 para combinar y separar las longitudes de onda para DS y US. Los componentes tecnológicos de un WM pueden ser AWGs o TFFs. Los WMs que usan TFFs están compuestos por un número de elementos individuales de filtrado para crear las propiedades de WM. Los AWGs tienen una propiedad cíclica de múltiples bandas de paso en un solo puerto, con un rango espectral libre (FSR) designando el espaciado de longitud de onda entre estas bandas de paso. Los AWGs se despliegan para un gran número de canales de longitud de onda (>80) con un espaciado de canal de 100GHz o menos.

Por otra parte, un módulo convencional de WM basado en TFF ofrece un pequeño número de canales (cuatro es lo típico) porque consiste en varios TFFs y otra óptica de espacio libre. Los TFFs tienen ciertas ventajas respecto a las AWGs, como menores pérdidas de inserción, menor diafonía de canal adyacente y bajo coste cuando se necesitan pocos canales. Estas ventajas van desapareciendo gradualmente según se aumenta el número de canales. El punto de cruce donde AWGs son mejores que los TFFs dependen de la tecnología y del fabricante.

Sobre la gestión y el control, la principal diferencia entre TWDM y PtP WDM está en la especificación de extremo a extremo del sistema completo en las capas 1

y 2. Las especificaciones de protocolos PON previos se extienden, incluyendo las funciones de gestión y control del enlace TWDM. Por otra parte, PtP WDM especifica el transporte de servicios de cliente con una mínima modificación de la carga útil de información transmitida, por lo que las características de gestión y control para PtP WDM se añaden de una nueva forma. Un canal auxiliar de gestión y control (AMCC) se define para proporcionar estas funciones.

Para PtP WDM, un AMCC se añade a cada canal de longitud de onda individual en cada sentido de la transmisión porque la carga útil del tráfico pasa transparentemente en lugar de terminar en la PON. Esta transparencia permite la ausencia de latencias adicionales en la red troncal móvil por ejemplo.

En PtP WDM, se definen dos métodos de capa física para AMCC: transparente y transcodificación. Para transportar la carga útil transparentemente, el AMCC se añade a la carga en la misma longitud de onda con una interferencia mínima. En el caso de transcodificación, la carga útil se codifica para convertirse en un código de línea diferente y así se transmite la AMCC, mediante transformación del código.

El TWDM AMCC cómo hemos comentado es similar a los sistemas PON basados en TDM, para descubrir una nueva ONU conectada se crea una pequeña interrupción del tráfico en la trama US en la cual la ONU puede enviar información de identificación.

Redes SLICE (Spectrum-Sliced Elastic Optical Path Network)

Ante la necesidad de plataformas de transporte que permitan velocidades de más de 100 Gbps y que sean totalmente escalables, surge la arquitectura SLICE. Esta arquitectura permite el ajuste del tráfico por debajo de la longitud de onda, por encima de la longitud de onda, y a múltiples tasas, de forma eficiente en espectro, proporcionando un servicio de ancho de banda fraccionado. La variación dinámica del ancho de banda de los caminos ópticos elásticos proporciona a los operadores nuevas oportunidades de negocio efectivas en coste y servicios de conectividad altamente disponibles a través de una compartición de ancho de banda dependiente del tiempo, con una operación eficiente en energía, y una restauración con alta supervivencia aprovechando el ancho de banda. Para hacer esto posible se usa un transpondedor con velocidad flexible y un nodo óptico (también llamado wavelength cross-connect, WXC) que permita trabajar con ancho de banda variable.

Los principales problemas que tratan de resolver esta arquitectura de red son acomodar el tráfico con una alta granularidad de ancho de banda (menor que una longitud de onda) y el gran tráfico que ocupa varias longitudes de onda de una forma eficiente en coste y escalable.

SLICE es la analogía de la concatenación contigua (CCAT) de SONET/SDH, con la diferencia de que SLICE permite la concatenación contigua de espectro óptico con un ancho de banda personalizable en tamaño. El concepto de SLICE es fijar el tamaño apropiado de ancho de banda óptico de extremo a extremo. La localización se hace de acuerdo con el volumen de tráfico o la petición de usuario de forma altamente eficiente en espectro y de forma escalable. En SLICE, los recursos espectrales necesarios en una ruta concreta, se trocean, y se asignan al camino óptico de extremo a extremo. Al contrario que las redes ópticas convencionales rígidas en ancho de banda, un camino óptico en SLICE se expande y se contrae de acuerdo con el volumen de tráfico y las peticiones del usuario, si es necesario.

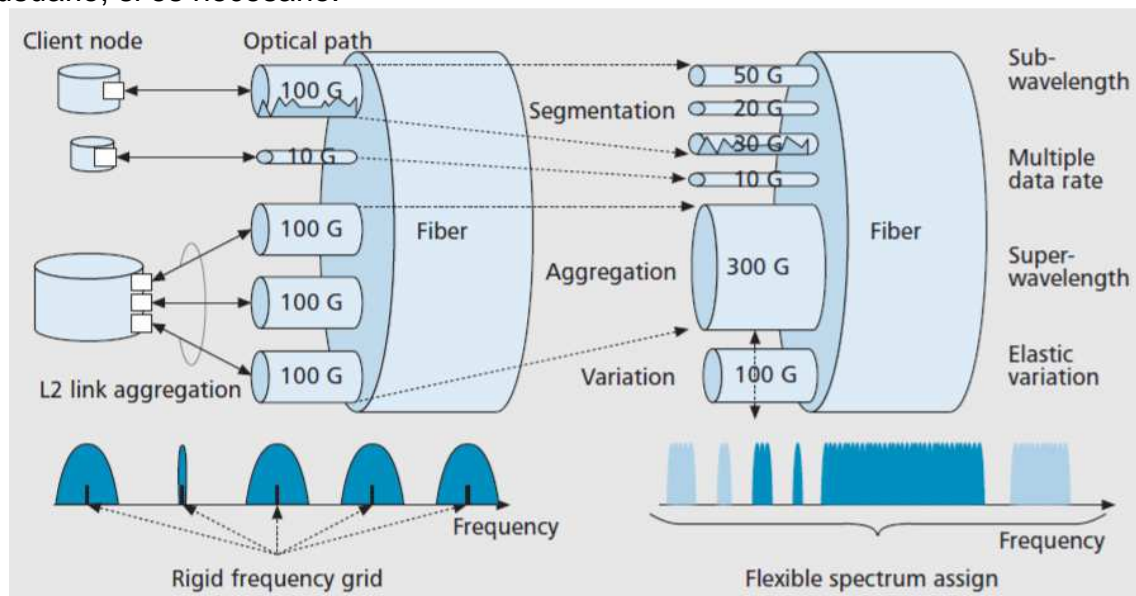


Figura 17. Comparación de asignación rígida de espectro y asignación flexible.

En la Figura 18 se ven reflejadas las características de SLICE en términos de segmentación y agregación de recursos espectrales, acomodación eficiente de múltiples tasas de datos, así como variación elástica de los recursos asignados. A continuación vamos a comentar algunas de estas características:

- Acomodación sub-longitud de onda: si un cliente tiene una conexión de 100Gb/s Ethernet y sólo necesita usar una fracción del ancho de banda máximo, SLICE puede asignar sólo el ancho de banda óptico demandado por el cliente. Al mismo tiempo, cada nodo en la ruta del camino óptico asigna conexiones cruzadas con el espectro óptico adecuado para crear un camino óptico de extremo a extremo.
- Acomodación súper-longitud de onda: SLICE habilita la creación de un camino óptico con ancho de banda por encima de la longitud de onda combinado en el dominio óptico, asegurando por lo tanto la alta utilización de los recursos espectrales. Esta característica, llamada agregación de enlace de nivel 1 (L1), puede realizarse por los transpondedores ópticos SLICE, por ejemplo utilizando OFDM.
- Acomodación de múltiples tasas de datos: SLICE habilita la acomodación espectralmente eficiente de tasas de bit mezcladas en el dominio óptico gracias a la asignación flexible de espectro.

El modelo de red SLICE es el siguiente:

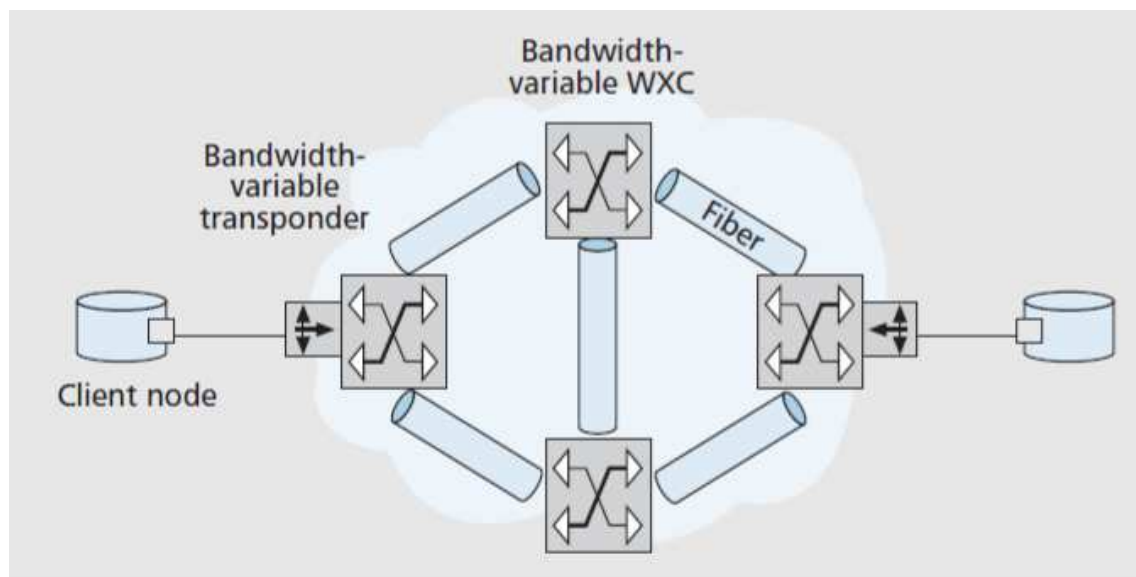


Figura 18. Modelo de red SLICE.

Este modelo consiste en transpondedores de ancho de banda variable en el extremo de la red y WXC de ancho de banda variable en el núcleo de la red. Para conseguir una alta utilización de recursos ópticos en las redes de camino óptico enrutadas por longitud de onda, el transpondedor de ancho de banda variable genera una señal óptica usando solo el recurso espectral necesario para transmitir la señal del cliente mientras minimiza la separación entre caminos ópticos adyacentes. Al mismo tiempo cada WXC en la ruta del camino óptico asigna una conexión cruzada con el correspondiente ancho de banda espectral para crear un camino óptico apropiado de extremo a extremo. Cuando el uso incrementa, el transmisor incrementa la capacidad de la línea y cada WXC de la ruta expande la ventana de conmutación, incrementando la capacidad del

camino óptico elástico. El uso de OFDM como una modulación altamente eficiente de ancho de banda variable, así como de los switch selectivos en longitud de onda (también llamados wavelength selective switches WSSs) con ancho de banda continuamente variable como bloque constituyente de WXC permite el incremento de la eficiencia espectral general de la red comparado con redes WDM convencionales de ancho de banda fijo.

Resumiendo, las ventajas que nos proporciona SLICE son: una mayor eficiencia espectral respecto a redes ópticas de ancho de banda fijo, variación elástica del ancho de banda (esto nos permite compartir el ancho de banda de forma elástica en el tiempo, una mayor eficiencia energética en la red y la restauración del ancho de banda de un enlace caído) y facilidades como solución multiservicio a futuro gracias a la gran capacidad y flexibilidad que ofrece al mismo tiempo.

LightRadio

LightRadio es una tecnología desarrollada por Alcatel-Lucent que ofrece un nuevo paradigma de redes inalámbricas que permite añadir suficiente capacidad en el lugar adecuado, con la tecnología adecuada para optimizar la experiencia de usuario de extremo a extremo y la economía del operador al mismo tiempo. La necesidad de esta tecnología surge debido al incremento exponencial en el tráfico demandado por los usuarios de redes inalámbricas. Con la tecnología actual esta demanda no podrá ser cubierta, o bien no será económicamente viable.

En nuestro caso, vamos a interesarnos especialmente en los elementos esenciales de una red lightRadio, el impacto que puede tener en la economía de la red y la experiencia de usuario de extremo a extremo, además de las ventajas de dónde y cuándo realizar el procesado en banda base de las señales.

Cómo adelantábamos, la demanda de tráfico en las redes inalámbricas sigue una tendencia exponencial. Esta es causada por el siguiente círculo vicioso o virtuoso, según queramos verlo:

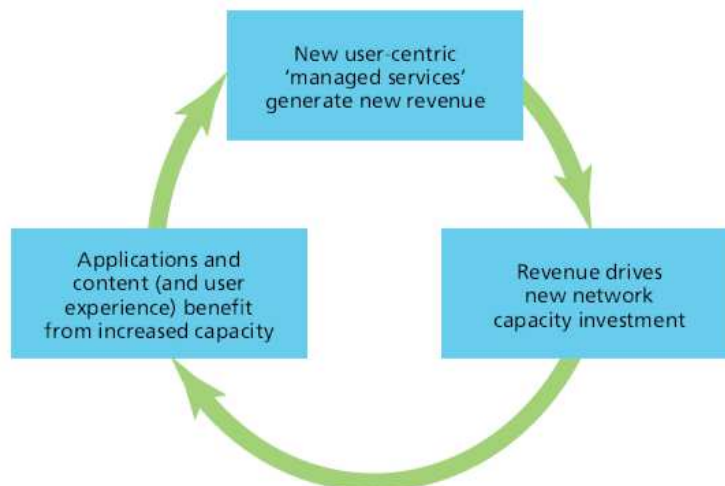


Figura 19. Círculo creado por la nueva demanda de tráfico y beneficios.

Cada vez hay más dispositivos, para los cuales se crean nuevas aplicaciones que mejoran la experiencia de usuario y permiten la generación de ingresos, que el operador reinvierte en dar más capacidad a la red y mejora el funcionamiento de los dispositivos y aplicaciones.

Esto es algo positivo, ya que se generan más ingresos, pero el crecimiento de la red tiene un coste (evolución a las últimas generaciones móviles, adquisición de espectro, procesamiento de señales...) que se acaba haciendo insostenible. Los factores que entran en juego pueden verse en detalle en la Figura 21.

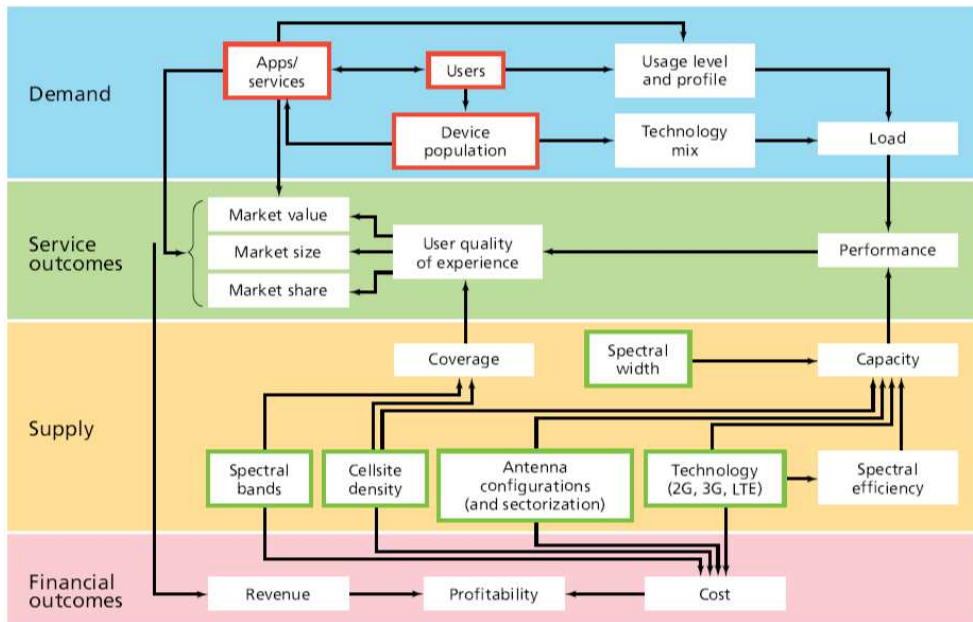


Figura 20. Factores que tiene en cuenta lightRadio.

Desde el punto de vista del operador, hay dos factores que afectan a los beneficios del servicio: cobertura y capacidad. La cobertura depende sobre todo de la densidad de celdas del lugar y la banda de frecuencia de transmisión, además de la configuración de antena y la tecnología inalámbrica que también juegan un rol importante. La capacidad está determinada por los mismos factores, además de la eficiencia espectral, la cual depende del tipo de tecnología inalámbrica.

En la figura anterior también se pueden ver los cinco factores clave del suministrador que el paradigma lightRadio optimiza. Estos cinco factores impactan directamente con los costes de red, por lo tanto cualquier cambio en la arquitectura debe de buscar minimizar costes, especialmente en categorías clave como transmisión, alquiler del sitio, obra civil, equipamiento, energía, mantenimiento, reparación y operaciones, tal como se muestra la figura 22.

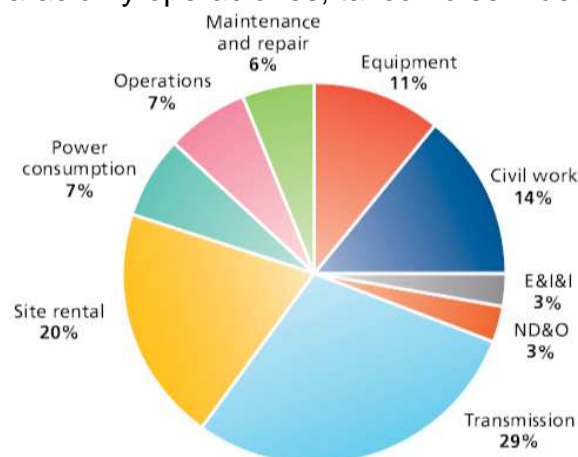


Figura 21. Costes de red sobre los que impacta lightRadio.

El diseño de la familia de productos LightRadio está enfocado en la totalidad de costes a lo largo del tiempo, incluyendo los costes totales de propiedad a largo

plazo. Esto lo hace económicamente atractivo, potenciando las capacidades y activos exclusivos del operador.

Los cinco habilitadores clave de negocio del paradigma lightRadio tienen el objetivo de sumar capacidad suficiente, en el lugar adecuado, con la tecnología correcta, para simultáneamente y continuamente optimizar la experiencia de usuario de extremo a extremo y la economía del operador. La figura siguiente muestra la arquitectura esencial de lightRadio, resaltando dos puntos de escala inalámbricos diferentes (macrocelas convencionales y celdas metropolitanas más pequeñas), así como tres configuraciones de procesado en banda base: procesado banda base en la cabeza de transmisión (todo en uno), procesado en la base de la torre (unidades banda base convencionales) y procesado centralizado banda base en pool (“en la nube”).

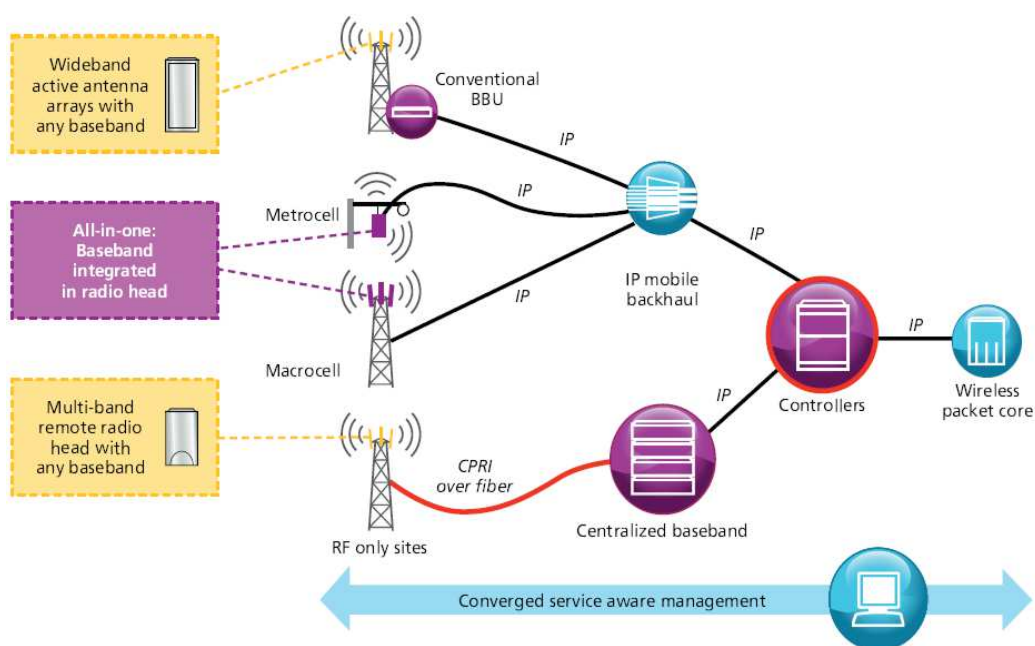


Figura 22. Opciones de configuración de antena y procesado en lightRadio.

Los cinco componentes tecnológicos de la familia de productos lightRadio también están identificados, son los siguientes: antenas, radios, banda base, controladores y gestión. Estos elementos conjuntamente crean los siguientes cinco habilitadores de negocio, los cuales optimizan la capacidad, la cobertura y el rendimiento:

1. Incremento continuo en el ancho de banda espectral.
2. Optimización de la capacidad de las estaciones base.
3. Optimización de la evolución de la tecnología.
4. Máxima utilización de nuevas bandas espectrales.
5. Optimización de configuración de antena.

Todos ellos, salvo el habitador número 2, dependen de tecnologías radio. Nos interesa especialmente el habilitador 2, “Optimización de la capacidad de las estaciones base”, ya que es el que puede verse beneficiado por el uso de fibra óptica y supone un cambio importante en el procesado de banda base cómo veremos.

Habilitador de negocio 2, Optimización de la capacidad de estaciones base: incrementar la densidad de celdas en un punto, incrementa la capacidad efectiva ofrecida usando el espectro actual existente. Esta es la razón principal para desplegar macro celdas más pequeñas y celdas metropolitanas, también llamadas “pico celdas”.

Las macroceldas más pequeñas sectorizadas, ofrecen un rendimiento consistente en todas direcciones. Sin embargo, en entornos urbanos densos, puede ser complicado ubicarlas, al no disponer de espacio suficiente. En estos casos se recurre a una de las siguientes opciones:

- Poner todo el procesamiento de banda base en una sola estación base multi-tecnología.
- Transportar las señales banda base a una localización centralizada donde el equipamiento procesado de banda base pueda situarse.

Estas dos opciones son complementarias. La elección depende de la disponibilidad de ancho de banda troncal, el dinamismo o la elasticidad de la demanda y los costes operacionales.

En nuestro caso vamos a disponer de una red transparente con gran ancho de banda, con una demanda elástica. Por lo tanto, nos decidiremos por un procesamiento banda base centralizado. Para ello utilizaremos el protocolo CPRI (Common Public Radio Interface) para las señales que viajan entre la antena y el nodo de procesamiento central, atravesando la red troncal.

Otra forma de incrementar la densidad de celdas del lugar es introducir celdas más pequeñas o celdas metropolitanas, en localizaciones con coste efectivo y requisitos de red troncal y energía. Cuando se despliegan en los “puntos calientes” urbanos de alto tráfico, ofrecen el potencial de descargar la red macro usando WiFi, 3G y LTE. Sirven solo a una pequeña fracción de los usuarios en un sector macro, pero pueden ofrecer significantes ganancias en capacidad efectiva descargando la red macro.

En el paradigma lightRadio, estas celdas se construyen con la misma tecnología system on chip (SoC) que las macroceldas, y usan los mismos recursos de red troncal.

En resumen, lightRadio combina elementos adaptativos, multi-banda y multi-tecnología, en la antena, procesamiento radio y banda base, acompañado de virtualización, principios cloud y flexibilidad en la arquitectura. Esta combinación puede conseguir reducciones radicales en los costes totales de propiedad de los operadores, ayudando a hacer crecer sus redes para ajustarse a la demanda que llega.

Cómo se mostró en la figura anterior, lightRadio considera dos opciones de procesamiento de banda base, con diferentes requisitos de red troncal:

- Procesamiento banda base en el sitio de la celda en una BBU (baseband unit) en la base de la torre de la celda, o integrada con el cabezal radio (BTS)

todo en uno). Esta opción es menos exigente con la red troncal, utiliza un tráfico IP más lento, con más retardos. Este método se llama, según lightRadio, “IP backhaul”.

- Procesado banda base en una localización central como parte de un pool de recursos “en la nube”. Esta aproximación requiere una red troncal con formas de onda muestreadas simétricas con modulación en cuadratura (QAM). Por ello es sensible a retardos (latencia) y típicamente de gran velocidad. Este método se llama “Interconexión CPRI”, por el protocolo usado. También se consideran nuevas formas de CPRI de alta compresión.

CPRI es el estándar para enlazar radio cabezas remotas con el procesamiento banda base. El tráfico CPRI es simétrico (en subida y en bajada) con una tasa de bit constante, y es sensible a la latencia y el jitter. Por lo tanto la interconexión CPRI debe hacerse sobre una longitud de onda sobre fibra óptica que no se comparta con otros tipos de tráfico u otras estaciones bases.

Las velocidades de transmisión que contempla este estándar, son las que se muestran en la Tabla 6. Tendremos que tenerlas en cuenta para que los sistemas que conectemos mediante CPRI las soporten.

Opción	Velocidad Bruta	Código de línea	Velocidad efectiva
1	614.4 Mbit/s	8B/10B	491.52 Mbit/s
2	1228.8 Mbit/s	8B/10B	2 x 491.52 Mbit/s
3	2457.6 Mbit/s	8B/10B	4 x 491.52 Mbit/s
4	3072 Mbit/s	8B/10B	5 x 491.52 Mbit/s
5	4915.2 Mbit/s	8B/10B	8 x 491.52 Mbit/s
6	6144 Mbit/s	8B/10B	10 x 491.52 Mbit/s
7	9830.4 Mbit/s	8B/10B	16 x 491.52 Mbit/s
8	10137.6 Mbit/s	64B/66B	20 x 491.52 Mbit/s

Tabla 6. Velocidades del estándar CPRI.

Incluso, utilizando fibra óptica, no todas las modulaciones sobre este medio físico soportan la “Interconexión CPRI”. Para una sola estación base soportando tres portadoras de W-CDMA más 20MHz de LTE, utilizaría 7.7 Gb/s usando compresión avanzada, llenando casi la capacidad de una 10-G PON. Por lo tanto, sólo los enlaces punto a punto de fibra, o bien una WDM PON con 10Gb/s por enlace/longitud de onda, representan opciones viables para interconexión CPRI Macro-celda.

El procesado centralizado se refiere a poner el procesamiento de señal banda base a una cierta distancia de la radio cabeza y antenas. La primera realización de esta aproximación disponible hoy día es el “clustering”. Este simplemente pone una pila de unidades banda base en una localización central, conectada por CPRI sobre fibra a cada radio cabeza remota. La siguiente versión es “pooling”, la cual trata los recursos digitales como un recurso en pool (permitiendo a las estaciones base altamente cargadas balancear la carga contra el pool). La última evolución del concepto, es “cooperativa”, la cual comparte información entre diferentes estaciones base para mejorar la capacidad y el

rendimiento. CoMP es un conjunto de características cooperativas que hacen más efectiva (y sustancialmente más fácil y más eficiente en coste de implementar) a través de procesamiento centralizado en banda base.

Cuando sólo se dispone de redes de cobre y/o radio enlaces, con menores velocidades y mayores retardos, se utiliza la primera opción de procesado “IP backhaul”, en alguna de sus dos variantes. En esos casos se consigue aprovechar los activos de la infraestructura del operador, evitando nuevas inversiones.

En nuestro caso de estudio, nos encontramos ante lo que se llama en lightRadio un caso obvio: el operador de la red inalámbrica dispone de fibra oscura entre la estación base y un sitio de procesado centralizado, o lo que es lo mismo, en la primera milla (entre la estación base remota y el primer edificio con equipamiento de agregación de red) y en la segunda milla (entre el punto de agregación y el siguiente nivel más alto de agregación).

La fibra abundante hace posible el procesado centralizado en banda base que típicamente lleva tráfico desde docenas de estaciones base hasta un sitio metro o un punto de presencia. Esto puede ser deseable por las siguientes razones:

- No se necesita equipamiento en la base de un sitio, lo cual es una ventaja donde el espacio está limitado o dónde el alquiler de espacio u otros costes están afectados por la necesidad de un armario BBU con control de temperatura.
- La centralización de equipamiento hace que sea simple de mantener y actualizar el equipamiento de procesado digital.
- La centralización permite usar nuevas técnicas, como CoMP (procesamiento conjunto coherente), el cual requiere que varias señales de múltiples estaciones base sean procesadas en una localización.

Las principales ganancias, se espera que provengan de promediar el tráfico entre estaciones base con mucha carga y las muy descargadas, por lo que el sitio central debe incluir sitios con demografía diferente, más comúnmente de negocios y áreas suburbanas con diferentes horas pico a lo largo del día. Además, para compartir carga, la ganancia potencial de CoMP es mejor cuando todas las estaciones base interferentes están dentro del mismo clúster de procesamiento. Las ganancias de CoMP son mayores si el clúster de procesamiento centralizado es mayor. Un cluster de procesamiento central debería incluir un mínimo de 15 estaciones base para notar la mejora, aunque lo deseable serían 30 o más.

Los ahorros de coste de propiedad que proporciona lightRadio vienen principalmente de:

- En entornos urbanos densos, donde se deben establecer nuevos emplazamientos, pero el coste de colocar armarios con temperatura controlada es difícil, la señal banda base puede ser centralizada o combinada con la cabeza radio para no dejar huella. Esto, además de

- eliminar los costes de obra civil, y el alquiler, también reduce el consumo de energía ya que los costes de enfriar y calentar el armario, se eliminan.
- El trabajo en el sitio para provisionar, instalar, reparar, aumentar y actualizar un emplazamiento de celda, decremanta por el uso de antenas de banda ancha y hardware banda base centralizado o remotamente programable.

3. Ejecución del proyecto. Simulaciones

3.1 Metodología

Para implementar la simulación de la red completa que queremos estudiar, vamos a trabajar las simulaciones de los subsistemas mediante scripts ya preparados en Matlab, los cuáles iremos parametrizando, y observando el comportamiento del sistema.

En todas nuestras simulaciones, para considerar una transmisión como bastante buena, deberíamos tener $BER < 1e^{-3}$, dado que existen varias opciones de códigos correctores de error que permiten recuperar totalmente los datos aún con dicha BER.

Primero trabajaremos simulaciones básicas sin fibra “back to back” (B2B), para ver el comportamiento de las dos modulaciones que vamos a considerar: OOK y OFDM.

Comenzaremos con la simulación OOK B2B, fijando unos parámetros generales de transmisión, y modificando parámetros del fotodetector APD con el objetivo de obtener una $BER < 1e^{-3}$ para la potencia recibida $P_r = -27\text{dBm}$. Dicha potencia se ha escogido para copar con las especificaciones de pérdidas que hemos visto anteriormente para las redes NG-PON2. Una vez fijados unos valores óptimos para el fotodiodo APD, los tomaremos de referencia para el resto de simulaciones.

Después simularemos OFDM B2B bajo condiciones similares a la simulación OOK B2B con los valores óptimos del fotodiodo APD, y podremos comparar el rendimiento de ambas modulaciones bajo condiciones sin fibra óptica. También comentaremos qué comportamiento esperamos de OFDM usando fibra óptica.

Una vez familiarizados con los sistemas básicos y nuestras dos modulaciones, simularemos la transmisión sobre un solo tramo de fibra, considerando diferentes longitudes y modulación OOK.

Por último, trabajaremos en la simulación de la red de agregación y de la red de acceso, considerando de nuevo la modulación OOK, por ser la más simple. Sobre esta red haremos simulaciones para comprobar su correcto funcionamiento, empleando configuraciones con diferente número de nodos intermedios.

En la planificación inicial considerábamos también la simulación OFDM óptica sobre un tramo simple de fibra y sobre la red completa, además de la comparación de estos resultados con los obtenidos con la modulación OOK sobre las mismas redes. Desgraciadamente, debido a la limitación temporal, no hemos podido completar estas simulaciones OFDM con éxito, pero haremos referencia a ellas en el apartado *4.2 Líneas futuras*, dando ideas de cómo podríamos continuar este trabajo.

3.2 Simulaciones

3.2.1 Simulaciones y comparación entre modulaciones OOK y OFDM.

Como mencionábamos en el punto “3.1 Metodología”, vamos a comenzar realizando simulaciones básicas de sistemas ópticos sin utilizar fibra óptica (B2B). Solamente usaremos los elementos básicos de transmisión y recepción, y fijaremos unos valores para estos elementos, en función de la relación entre la potencia recibida y la tasa de error de bit obtenida (BER). Para reducir la potencia recibida incluiremos un atenuador previo al receptor, para así hallar el límite de sensibilidad del sistema propuesto.

Simulación B2B OOK y definición de parámetros ópticos de referencia.

Para realizar esta simulación empleamos en Matlab el script “example_b2b.m”. Desde este script se hacen llamadas a los siguientes scripts:

En la parte transmisora:

- laser_cw.m: simula un láser de onda continua en el transmisor
- modulator.m: simula un modulador ideal con relación de extinción lineal

En el receptor:

- APD.m: simula un diodo fotodetector de avalancha (APD).

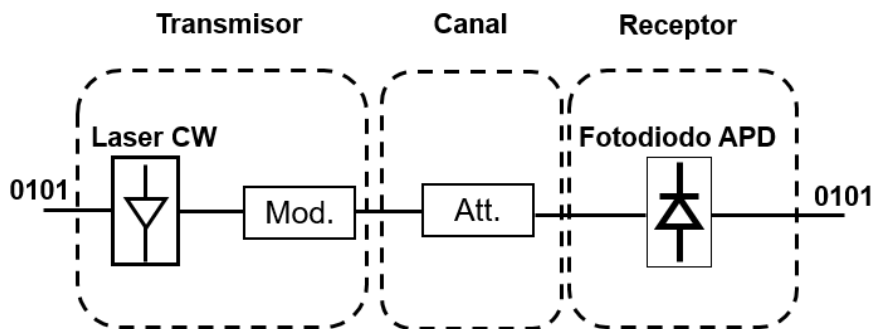


Figura 23. Simulación B2B OOK.

Los parámetros básicos que no modificaremos durante esta fase de ajuste de parámetros serán los siguientes:

Número de bits transmitidos: $128 \cdot 1024 = 131072$

Régimen binario (Rb): 10.7 Gbps.

Con este valor emulamos una transmisión con estándar CPRI y un overhead del 7% para permitir la recuperación de errores mediante códigos FEC.

Ancho de banda de la señal OOK: $1.5 \cdot R_b = 16.05$ GHz

Frecuencia de muestreo (fm): $6 \cdot R_b$

Según el teorema de Nyquist para evitar aliasing debemos muestrear al menos al doble de la señal muestreada. Con este valor estamos muy por encima, y no tendremos problema con el muestreo.

Potencia del laser de onda continua (laser_power): 2mW.

Ancho espectral del laser de onda continua (laser_linewidth): 5MHz

Ratio de extinción del modulador (ERdB): 10 dB.

Estos dos valores nos servirán para simular un láser de onda continua y un modulador físicamente realizables y con valores comerciales reales.

Atenuador (attdB): 25-30dB en pasos de 0.5 dB.

Para el fotodetector APD mantendremos fijos los siguientes parámetros:

Impedancia de carga (RI): 50

Corriente de oscuridad (Id): 1pA

Temperatura (T): 300

Coefficiente de ionización (ka): 1

Los siguientes parámetros del fotodetector serán los que manipulemos y fijaremos para próximas simulaciones en función de los resultados que obtengamos ahora:

Responsividad (R): valores simulados 0.7, 0.9 y 1.

Factor de multiplicación (M): valores simulados 7, 9 y 10.

Factor de ruido (FndB): 1.5dB, 2.5dB y 4.7dB.

Por último comentar que la simulación se hace mediante un modelo de señal equivalente paso bajo, con lo cual la longitud de onda central a la que transmitimos no queda especificada hasta que la definamos al introducir nuestro modelo de fibra óptica en la simulación. Adelantamos que la frecuencia central de la fibra óptica será $\lambda=1550\text{nm}$.

Simulación de referencia, con valores por defecto del fotodiodo:

Valores APD:

R=0.7

M=7

FndB=4.7

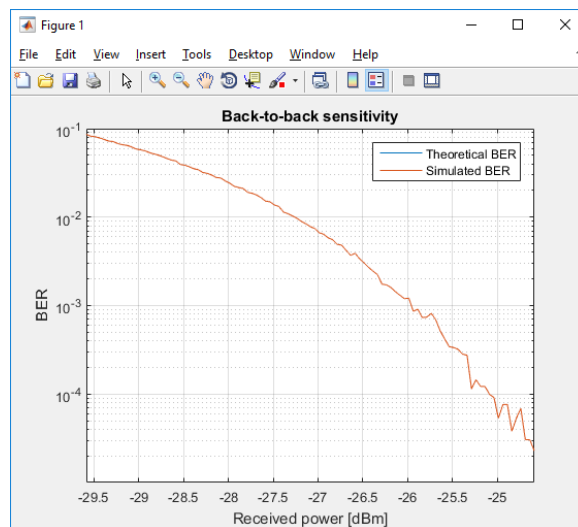


Figura 24. Simulación OOK B2B con valores APD por defecto

Para este caso, que usaremos de referencia, tenemos con $P_r = -27\text{dBm}$ una $\text{BER} = 6.86 \times 10^{-3}$. Nos fijaremos en qué BER se obtiene para esta potencia recibida en todas las simulaciones.

Simulaciones modificando el Factor de Multiplicación (M):

Simulación 1. Valores APD:

R=0.7

M₁=10 (aumentamos respecto M=7)

FndB=4.7

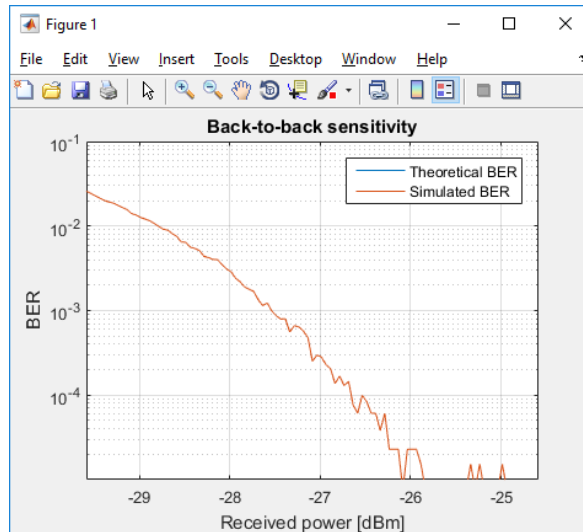


Figura 25. Simulación OOK B2B, M=10

En este caso, para $P_r = -27\text{dBm}$ obtenemos una $\text{BER} = 3e^{-4}$.

Simulación 2. Valores APD:

R=0.7

M₂=9 (reducimos un poco respecto a la simulación anterior M=10)

FndB=4.7

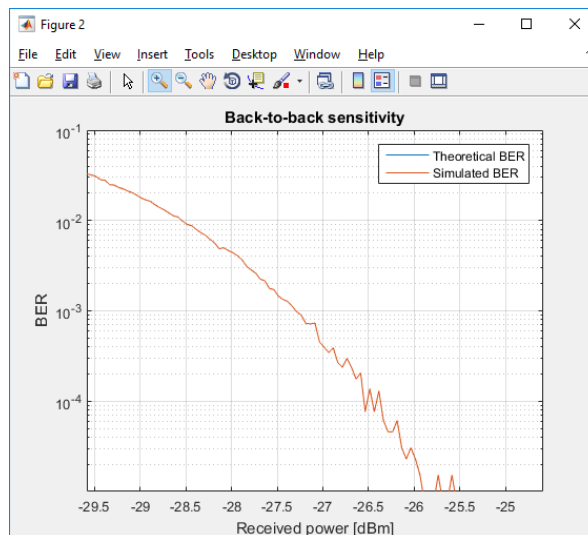


Figura 26. Simulación OOK B2B, M=9

Con una ganancia de M=9, con $P_r = -27\text{dBm}$ obtenemos una $\text{BER} = 4.1e^{-4}$.

Simulaciones modificando la Responsividad (R):

Simulación 1. Valores APD:

$R_1=0.9$ (aumentamos respecto $R=0.7$)

$M=7$

$FndB=4.7$

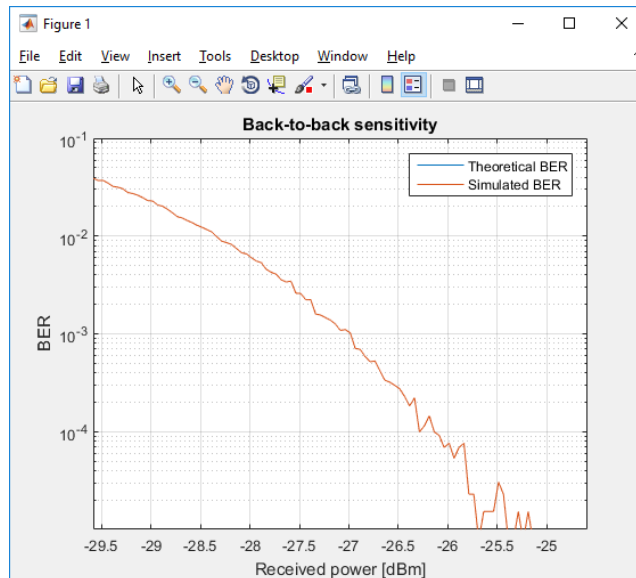


Figura 27. Simulación OOK B2B, $R=0.9$

Con una $R=0.9$, y $P_r=-27$ dBm tenemos una $BER=1e-3$.

Simulación 2. Valores APD:

$R_2=1$ (Subimos un poco más la responsividad)

$M=7$

$FndB=4.7$

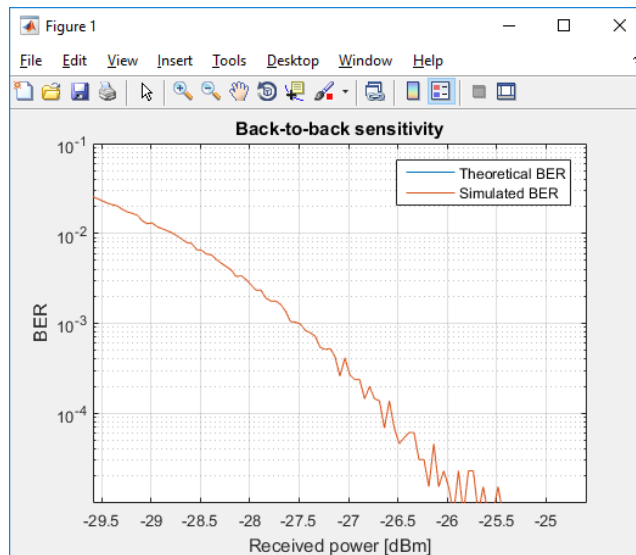


Figura 28. Simulación OOK B2B, $R=1$

En este caso, la BER mejora hasta $3e-4$.

Simulaciones modificando el Factor de Ruido (FndB):

Simulación 1. Valores APD:

R=0.7

M=7

FndB₁=2.5 (reducimos respecto a FndB=4.7)

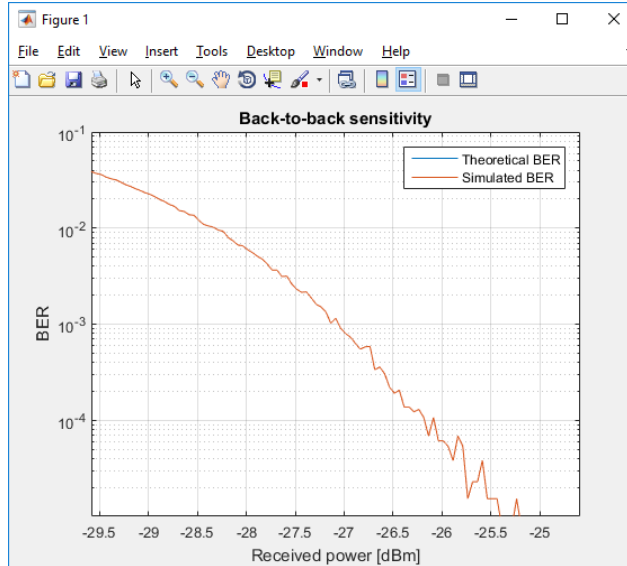


Figura 29. Simulación OOK B2B, FndB=2.5

Hemos tenido que reducir el factor de ruido algo más de 2 dB, para una BER < 1e-3. En nuestro caso para una Pr=-27dBm, tenemos una BER=8.3e-4.

Simulación 2. Valores APD:

R=0.7

M=7

FndB₂=3 (aumentamos un poco respecto al caso anterior FndB=2.5)

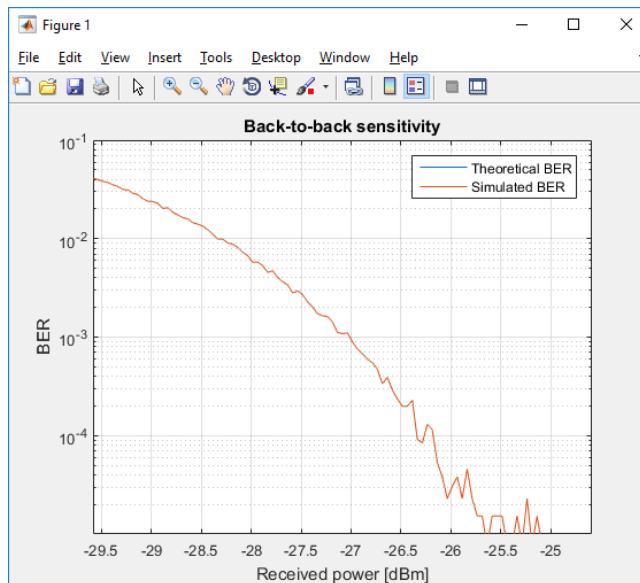


Figura 30. Simulación OOK B2B, FndB=3

Si subimos medio decibelio la figura de ruido, tenemos para Prx=-27dBm, una BER=9.45e-4.

Simulación modificando la Responsividad y el Factor de Multiplicación al mismo tiempo:

Simulación 1. Valores APD:

$R_3=0.8$ (aumentamos un poco respecto al caso de referencia $R_{ref}=0.7$)

$M_3=8$ (aumentamos $M_{ref}=7$)

$FndB=4.7$

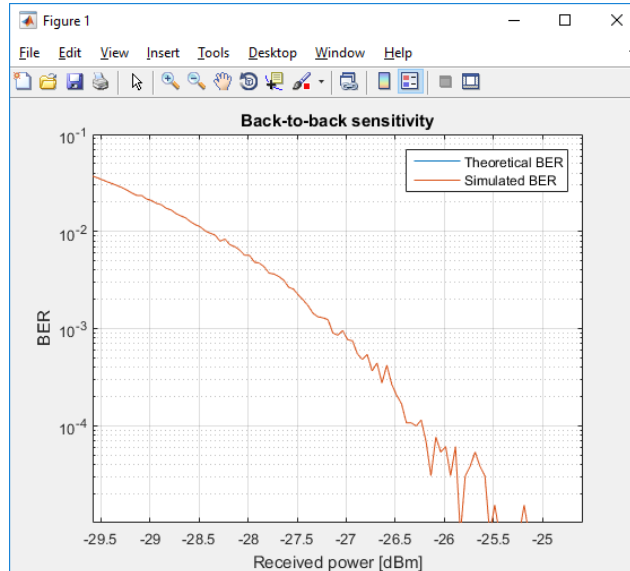


Figura 31. Simulación OOK B2B, $R=0.8$ y $M=8$.

Obtenemos mejorando un poco estos dos parámetros una $BER=8.5e-4 < 1e-3$ para $P_r = -27dBm$.

Resumen de resultados de simulaciones y conclusiones:

Los resultados obtenidos para los diferentes parámetros de fotodetector APD son los siguientes (en negrita los valores modificados respecto al caso inicial):

R	M	FndB	BER($P_r = -27dBm$)
0.7	7	4.7	6.86e-3
0.7	10	4.7	3e-4
0.7	9	4.7	4.1e-4
0.9	7	4.7	1e-3
1	7	4.7	3e-4
0.7	7	2.5	8.3e-4
0.7	7	3	9.45e-4
0.8	8	4.7	8.5e-4

Tabla 7. Resultados de las simulaciones en función de los parámetros del fotodetector APD.

De entre estos valores obtenidos vamos a escoger uno que sea realizable y nos proporcione un rendimiento aceptable.

En principio, poner una responsividad grande es poco realista. De hecho, la responsividad es un parámetro que decrece conforme se sube el ancho de banda

del fotodetector. Así, para el ancho de banda que vamos a utilizar de aproximadamente 10GHz, tiene sentido que esté en torno a 0.7-0.8.

Sobre la ganancia M , se varía cambiando una de las tensiones de alimentación del fotodetector, poniéndola a diferencias tensiones muy altas. Cuanta más alta es la diferencia de tensión, mayor es la M . Por ello tampoco se puede poner muy grande, con lo que un margen de 7-10 es algo razonable.

Finalmente, el factor de ruido es algo que viene limitado por el propio fotodetector y el (posible) amplificador eléctrico que hay después de él, que normalmente viene integrado. Es difícil llegar con ello a muy bajo ruido (alrededor de 3-4 dB). Aun así, son componentes de bajo coste comparados con los ópticos, con lo que es realista tener un factor de ruido relativamente moderado, en un margen de 4dB a 6dB.

Teniendo en cuenta estas limitaciones, los valores más razonables serán los que hemos resaltado en color amarillo en nuestra tabla, $R=0.7$, $M=9$ y $FndB=4.7dB$. Salvo que indiquemos lo contrario, estos serán los valores que utilizaremos de aquí en adelante en el resto de simulaciones.

Simulación B2B OFDM.

Para realizar esta simulación empleamos en Matlab el script "exemple_OFDM_BER.m". El esquema de modulación corresponde al de la figura 5, teniendo en cuenta que nuestra simulación es todo digital, sin conversiones a analógico, nuestro modulador es un MZM y que usamos detección directa (no necesitamos oscilador local en recepción). Emplearemos por una parte, los mismos parámetros que en la simulación anterior con OOK, recordemos:

Régimen binario (Rb): 10.7 Gbps.

Potencia del laser de onda continua (laser_power): 2mW.

Ancho espectral del laser de onda continua (laser_linewidth): 5MHz

Ratio de extinción del modulador (ERdB): 10 dB.

Para el fotodetector APD:

Impedancia de carga (RI): 50

Corriente oscura (Id): 1pA

Temperatura (T): 300

Coeficiente de ionización (ka): 1

Responsividad(R): 0.7

Factor de Multiplicación(M): 9

Factor de Ruido (FndB): 4.7dB

El atenuador lo hemos modificado, incluso le hemos dado algo de atenuación negativa (ganancia), para poder apreciar cuando llegamos a una limitación dada por la interferencia intersimbólica(ISI) y una mayor potencia recibida, no mejora la BER.

Atenuador (attdB): -10 – 20 dB en pasos de 0.5 dB.

Respecto al caso OOK, sólo hemos cambiado uno de los componentes ópticos que llamamos mediante script, en lugar de usar el modulador ideal "modulator.m" usamos un modulador MZM mediante el script "modulator_MZM.m". En este modulador hay que fijar algunas tensiones, y el factor de "chirp". Concretamente hemos usado:

Vbias: 0.9V

Vpi: 1

Alpha: 0

En cuanto a los parámetros relacionados con OFDM:

Número de portadoras(Ncarriers): 64

Bits por símbolo (bps): 2 (usamos una constelación QAM)

Número de muestras por símbolo (sps): 8

Frecuencia de muestreo (fs): sps*Rb/bps

Overhead de Prefijo cíclico (CP): 0.02

Número de símbolos de entrenamiento (NTS): 4

Número de símbolos de Payload (Nsymbols): 64*1024

Número de símbolos totales (NsymbolsTS): Nsymbols+NTS*Ncarriers=65792

Números de bits totales transmitidos: NsymbolsTS* bps=131584

Factor de rolloff del pulso raíz coseno alzado (r): 0.15

El cálculo del ancho de banda de la señal OFDM es un poco más complicado de obtener, para ello tenemos que tener en cuenta: la velocidad de bit (R_b), el overhead debido a los símbolos de entrenamiento (lo calculamos a partir del número de símbolos y el número de símbolos de entrenamiento), el overhead del prefijo cíclico y el número de bits por símbolo. De estos datos sólo nos falta el overhead de los símbolos de entrenamiento:

Overhead símbolos entrenamiento:

$$OH_T = \frac{NTS \cdot N_{carriers}}{N_{symbols} + NTS \cdot carriers} = 0.002$$

Fórmula 7. Cálculo Overhead por símbolos de entrenamiento en OFDM.

Y el ancho de banda de la señal OFDM completa sería:

$$BW_{OFDM} = \frac{R_b(1 + OH_T)(1 + CP)}{bps} = 5.47 \text{ GHz}$$

Fórmula 8. Ancho de banda de la señal OFDM óptica.

El cálculo del número de bits transmitidos tampoco es trivial, hay que tener en cuenta el CP y las tramas de entrenamiento para la ecualización:

$$N_{bitsTX} = (N_{symbols} + NTS \cdot N_{carriers})(1 + CP)bps = 134215.68 \approx 134216$$

Fórmula 9. Cálculo número de símbolos transmitidos en la señal OFDM óptica.

Una vez aclarados los parámetros de la simulación, representamos los resultados de BER(Pr) obtenidos:

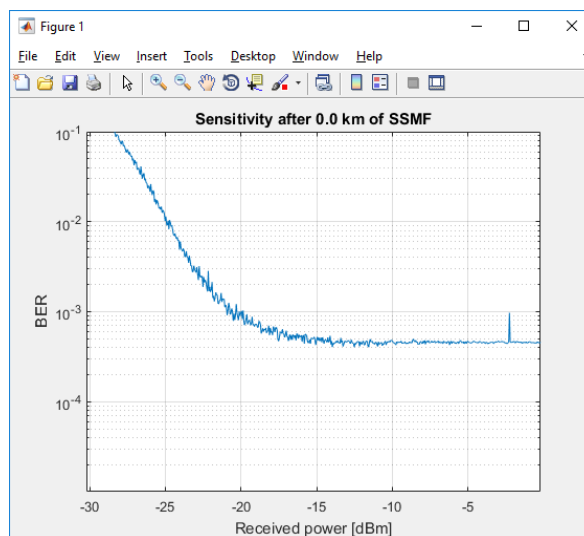


Figura 32. BER(Pr) para OFDM B2B.

Obtenemos para $P_r = -27 \text{ dBm}$ una $BER = 47,5e-3$, para alcanzar una $BER < 1e-3$ necesitamos al menos una potencia recibida $P_r = -20,5 \text{ dBm}$.

Comparación modulaciones en condiciones B2B.

Las gráficas de BER(P_r) obtenida para OOK y OFDM, respectivamente son:

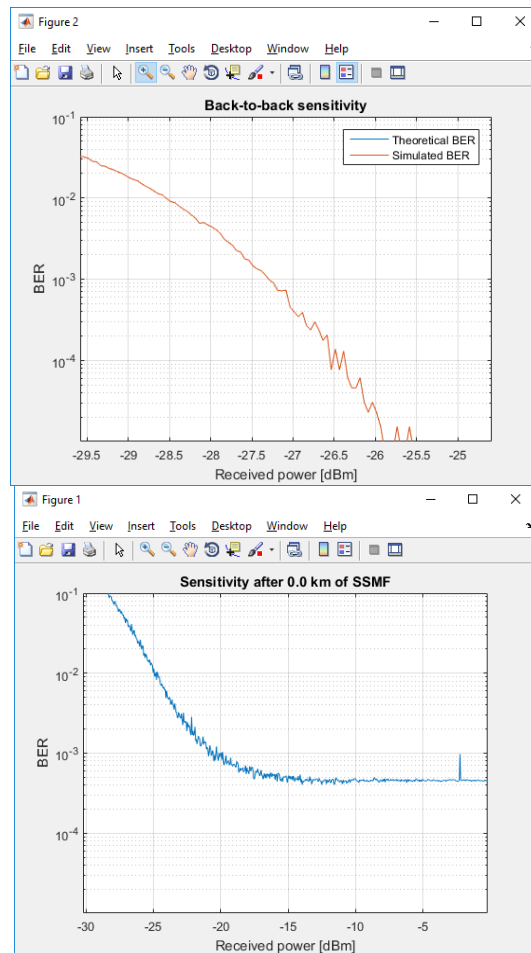


Figura 33. Comparación BER(P_r) entre OOK y OFDM en condiciones B2B

Los puntos destacables, la potencia para la cual obtenemos una BER= $1e-3$ y la BER obtenida para $P_r=-27$ dBm, además del ancho de banda de cada señal, son los siguientes:

	BER ($P_r=-27$ dBm)	P_r (BER = $1e-3$)	BW
OOK	$4.1e-4$	-27,3 dBm	16.05 GHz
OFDM	$47,5e-3$	-20,5 dBm	5.47 GHz

Tabla 8. Resultados BER(P_r) y BW para transmisión OOK y OFDM en condiciones B2B.

Hacen falta unos 7dB más de potencia recibida en OFDM que en OOK para recibir una BER= $1e-3$, aunque el ancho de banda de la señal OFDM es unas tres veces menor que la señal OOK.

Aparte de la diferencia de ancho de banda entre ambas señales, hay varias razones que provocan que la señal OFDM se deteriore, y necesitemos transmitir más potencia:

- La fotodetección de la señal OFDM ocupa un mayor espectro, ya que lleva un desplazamiento a RF de 1.5 veces su ancho de banda.

- En la transmisión se filtra para poder transmitir en banda lateral única. Esto distorsiona la señal en frecuencia, puesto que es un filtro óptico emulado, no ideal.
- El punto de trabajo del modulador no es el mismo que en OOK. En OFDM se utiliza un punto de trabajo cercano al nulo, distorsionando ligeramente la señal óptica generada.
- El número de símbolos de entrenamiento para ecualizar la señal son pocos respecto a la señal transmitida, provocando cierta distorsión al ecualizar. Esto es algo normal, nos introduce cierta penalización que se ve compensada cuando se transmite a gran distancia. Es decir si transmitimos sobre fibra a gran distancia, la ecualización nos ayudaría a recuperar mejor la señal compensando la distorsión acumulada, mejorando las prestaciones respecto a la señal no ecualizada. Sin embargo, al transmitir sin fibra, obtenemos prestaciones peores ecualizando.

Sin embargo OFDM presenta dos grandes ventajas:

- Se ve mucho menos afectado por la dispersión cromática. En OOK, cómo veremos en la siguiente simulación, es necesario compensar la dispersión en cada nodo para evitar sus efectos de deterioro de la señal, mientras que en OFDM, gracias a la ecualización, no es necesario. Esto permite reducir considerablemente los gastos de despliegue, mantenimiento y gestión de una red, dado que los nodos no deben incluir módulos para compensar la dispersión (los cuáles suelen ser bastante caros).
- En OFDM se pueden utilizar diferentes formatos de modulación para cada portadora, dependiendo de cómo sea el canal. Mediante los símbolos de entrenamiento podemos hacer una estimación del canal de cada portadora, determinar su SNR, y en base a esto, poner mayor o menor formato de modulación en cada portadora. Por ejemplo en una portadora con un canal con buenas características podemos poner una 16QAM, mientras que en un canal con malas características podemos poner una portadora con BPSK. De esta forma se puede mejorar la velocidad y optimizar el ancho de banda utilizado.

3.2.2 Simulaciones con fibra óptica red de acceso FTTH OOK fibra

En este apartado hacemos simulaciones con modulación OOK, esta vez empleando un tramo simple de fibra óptica. Haremos tres simulaciones, con tramos de 10, 20 y 50 Km, con la idea de comparar cómo influye la distancia y comparar también con el caso B2B ya estudiado.

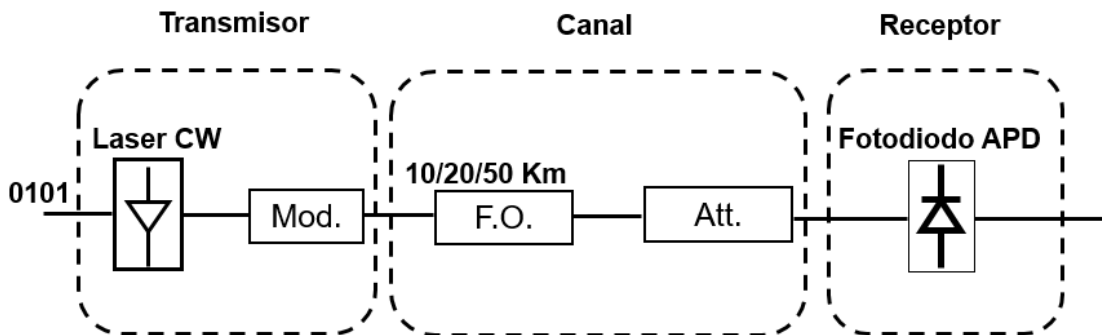


Figura 34. Simulación OOK con fibra óptica.

Los parámetros de simulación son los mismos que empleamos en la simulación OOK que hemos elegido como óptima (fotodetector APD: $M=9$, $R=0.7$, $FndB=4.7$).

Las simulaciones las hacemos con el script "example_fiber.m" que a su vez llama además de los scripts ya usados en OOK, al script "ssprop2.m" que es el que se encarga de simular la fibra óptica.

Este script es clave, simula la propagación por la fibra resolviendo numéricamente las ecuaciones no lineales de Schrodinger que las caracterizan. Sus principales parámetros de entrada son la dispersión, índice de no-linealidad, atenuación, etc. para que pueda emular lo mejor posible la propagación por la fibra. Estos scripts forman parte del ssprop, que es fruto del trabajo de la Universidad de Maryland, para emular la fibra óptica con máxima precisión.

Concretamente, los parámetros de la fibra óptica monomodo, que hemos utilizado, son los siguientes:

Longitud de onda central (λ_0): $1550 \cdot 10^{-9}$
Coefficiente de atenuación (α_{dB}): $0.29 \cdot 10^{-3}$ dB/m
Coefficiente de dispersión (D_p): $16.5 \cdot 10^{-6}$ s/m²
Pendiente de dispersión (S): $0.057 \cdot 10^3$; s/m²
Índice de refracción no lineal (n_2): $2.4 \cdot 10^{-20}$ m²/W]
Área efectiva de la fibra (A_{eff}): $80 \cdot 10^{-12}$ m²

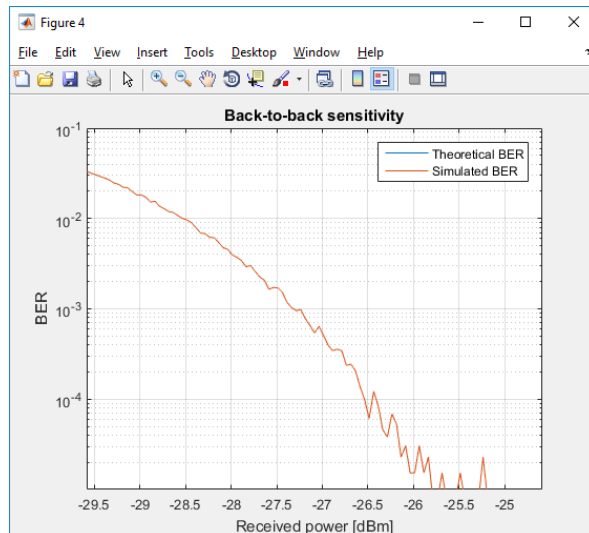
Y por último, el atenuador hemos tenido que modificarlo en función de la longitud de la fibra empleada en cada simulación, ya que la fibra ya introduce su propia atenuación con la distancia y para grandes distancias empleamos un atenuador más bajo:

Longitud de fibra (fiber_length): 10 Km
Atenuador (attdB): 22-28 dB en pasos de 0.5dB

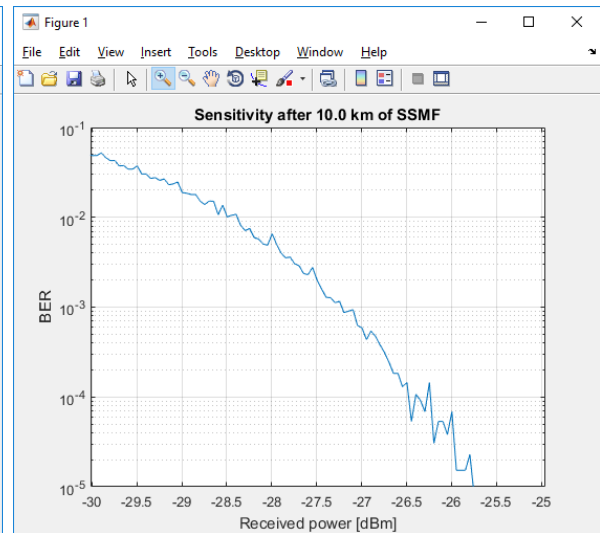
Longitud de fibra (fiber length): 20 Km
Atenuador(attdB): 19-25 dB en pasos de 0.5dB

Longitud de fibra (fiber length): 50 Km
Atenuador(attdB): 10-16 dB en pasos de 0.5dB

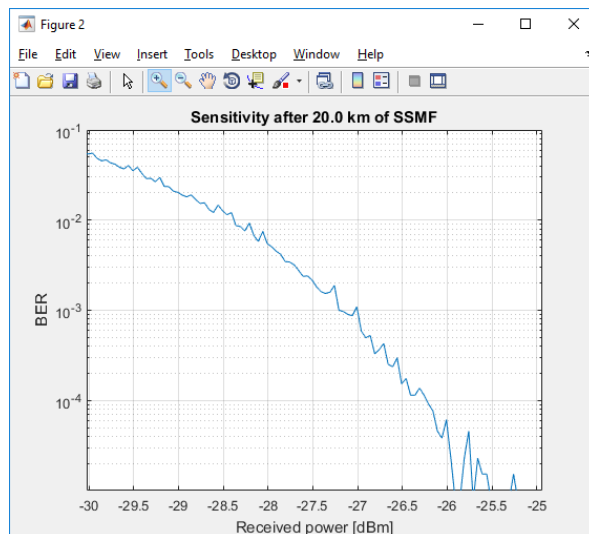
Los resultados obtenidos, representados junto con el caso B2B, los mostramos a continuación:



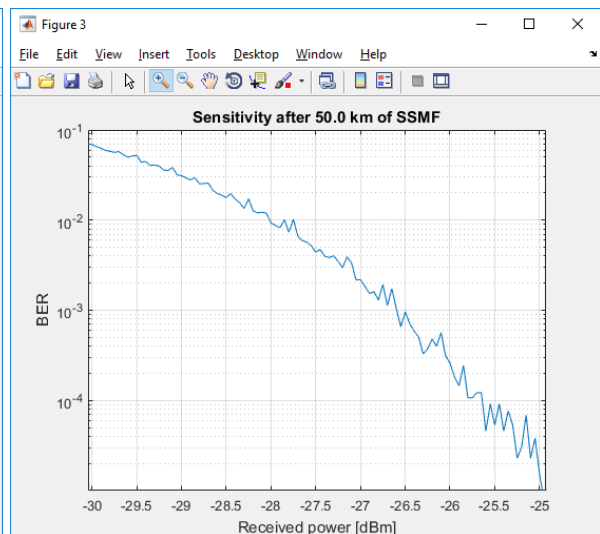
a). OOK B2B.



b) OOK con 10Km de fibra.



c) OOK con 20Km de fibra.



d) OOK con 50Km de fibra.

Figura 35. Resultados curvas BER(P_r) para B2B, 10Km, 20Km y 50Km de fibra óptica

Los puntos destacables, la potencia para la cual obtenemos una $BER=1e-3$ y la BER obtenida para $P_r=-27dBm$ en cada caso, son los de la tabla 9, en donde podemos ver que para una tasa de error de $1e-3$ tenemos una penalización máxima de 0.7 dB. Ello se corresponde al hecho de utilizar una fibra de 50 km, donde empezamos a ver los efectos en transmisión debido a la dispersión que introduce la fibra.

Km fibra	BER (Pr=-27dBm)	Pr(BER =1e-3)
0	5,4e-4	-27,3 dBm
10	5,9e-4	-27,22 dBm
20	9,75e-4	-27,1 dBm
50	2,18e-3	-26,6 dBm

Tabla 9. Resultados BER(Pr) para diferentes longitudes de fibra óptica usando OOK.

3.2.3 Simulaciones de la red completa OOK fibra, redes metro y de acceso.

Por último vamos a simular la red que representamos al principio del trabajo en la Figura 1, utilizando la modulación OOK. En el script “OOK_fibra_red_basica_completa_ligero.m” simulamos la red planteada, que a un nivel inferior y simplificando quedaría así:

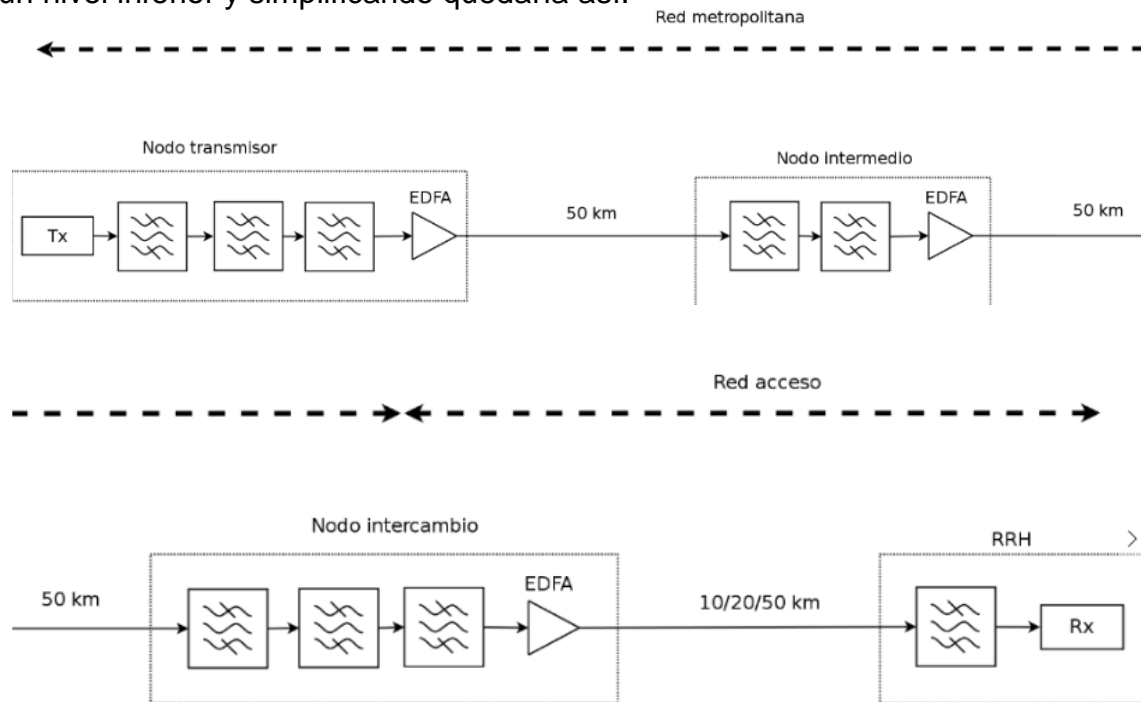


Figura 36. Red metropolitana y red de acceso con todos los elementos extremo a extremo para un nodo intermedio.

En la figura 35, el receptor y transmisor estarían formados por los elementos que ya conocemos: láser de onda continua, modulador con relación de extinción finita y fotodetector APD. El resto de elementos introducidos, representan filtros paso banda WSS (Wavelength Selective Switch) y amplificadores EDFA (Erbium Doped Fibre Amplifier).

Entrando en detalle, en el transmisor hay 3 filtros. Sirven para emular los pasos de inclusión (add) de la señal, además de la parte de enrutado del primer nodo. Después, la señal atraviesa un amplificador óptico. Este amplificador óptico tiene que compensar las posibles pérdidas de los elementos anteriores y fijar una potencia a la salida, no muy grande, en nuestro caso serán 0dBm. Después la señal entra a la fibra y atraviesa el/los nodo/s intermedio/s. Ahí volvemos a amplificar a la salida de cada nodo intermedio para mantener la potencia de señal que lanzamos en la fibra, en nuestro caso 0dBm. En el nodo de intercambio se realiza el paso de metro a acceso. Para ello pasamos por 3 filtros, amplificamos, y la señal entra al tramo final de fibra, que nos emulará la parte del segmento de acceso. En este caso, aumentamos un poco más la potencia de la señal, nosotros lo haremos a 5dBm. Esto lo hacemos porque nos interesa tener un balance de potencias alto (por encima de 20dB) para poder llegar cómodamente a cada receptor, y de forma compatible con los estándares. Finalmente tenemos el receptor, en donde incluimos otro filtro más.

Aunque no queda representado en la figura, se han empleado también compensadores de dispersión ideales junto a los amplificadores de los nodos intermedios y de intercambio, ya que la dispersión acumulada resulta problemática para la modulación OOK. En la práctica la dispersión acumulada puede contrarrestarse con fibra óptica compensadora, o bien con dispositivos compensadores de la dispersión (nuestra compensación ideal se asemejaría en cierto modo a estos dispositivos).

En nuestras simulaciones, en la parte de red metropolitana, tendremos hasta cinco nodos intermedios, cada uno de ellos conectados por 50 Km de fibra al nodo contiguo. Por otra parte, en la red de acceso, simularemos tramos de fibra de 10, 20 y 50 Km entre el nodo de usuario final y el nodo de intercambio con la red metropolitana.

Para no hacer muy pesada la representación de gráficas, vamos a mostrar sólo los resultados de las simulaciones de un nodo, dos nodos, y cinco nodos intermedios. En cada una de ellas mostramos los tres posibles tramos de fibra hasta el usuario: 10Km, 20Km y 50Km.

En cuanto a los parámetros de las simulaciones, aparte de los ya mencionados específicos para este caso, serán similares al caso de OOK con fibra. Usamos el mismo transmisor, modulador, receptor y fibra óptica (sólo varían las distancias).

Además de los parámetros básicos ya mencionados para los nuevos elementos ópticos, (los cuáles simulamos respectivamente con los scripts "WSS.m" y "optamp_p.m"), también hay que considerar los siguientes:

WSS:

BW: 50GHz

Sigma: 5GHz

Empleamos 50GHz de ancho de banda porque estos filtros son fáciles de implementar en la práctica, SLICE nos permite 12.5GHz de ancho de banda, pero estos filtros son complicados de implementar.

El valor escogido para Sigma se obtiene de manera experimental, para ver cómo se relaciona con el resto de parámetros del filtro podemos ver la referencia 8 de la bibliografía.

Optamp:

Lambda: 1550 nm

FndB: 5.5dB

Potencia de salida: 0dBm, 5dBm (sólo en el último amplificador)

A continuación mostramos tres de las cinco simulaciones realizadas con las figuras de BER(Pr):

Simulación 1. Un nodo intermedio

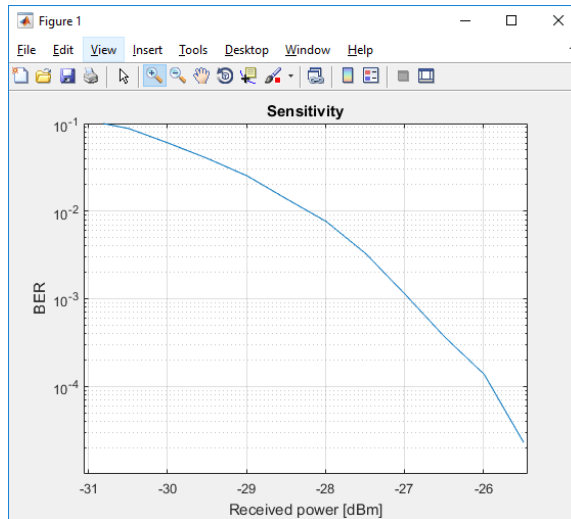


Figura 37. BER(Pr) para un nodo intermedio, 10 Km de fibra en el tramo de acceso.

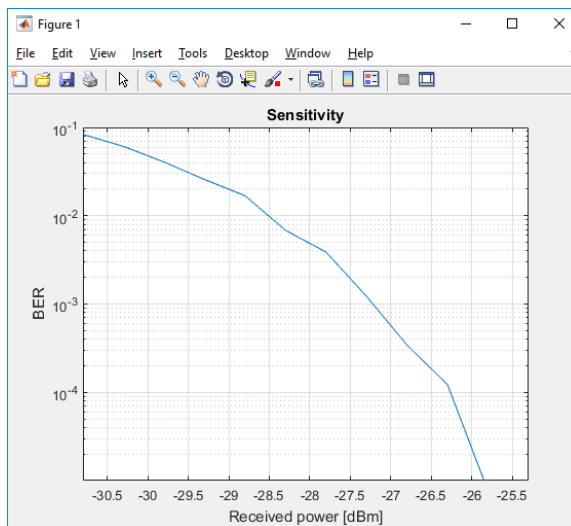


Figura 38. BER(Pr) para un nodo intermedio, 20 Km de fibra en el tramo de acceso.

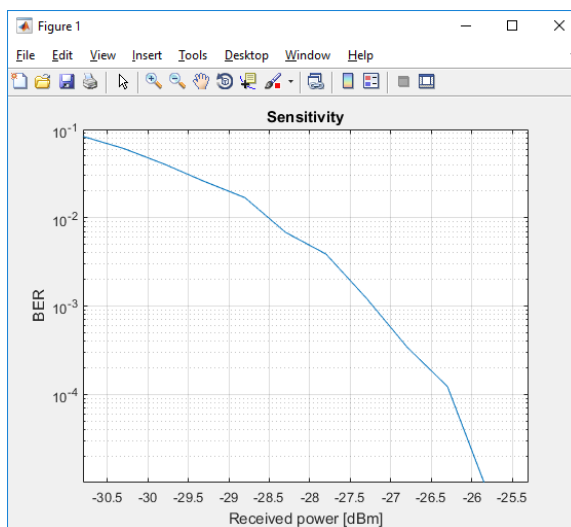


Figura 39. BER(Pr) para un nodo intermedio, 50 Km de fibra en el tramo de acceso.

Simulación 2. Dos nodos intermedios

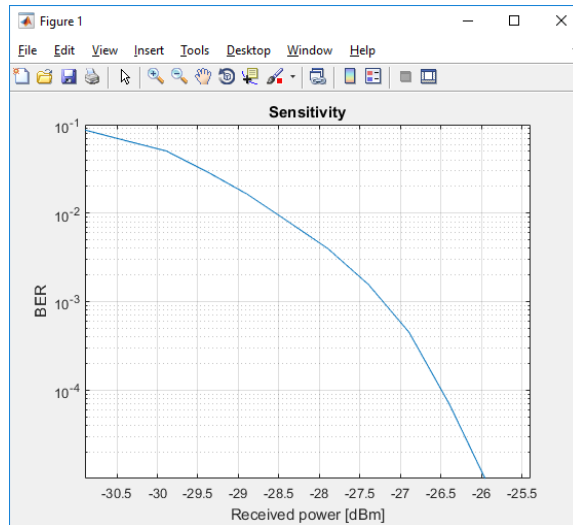


Figura 40. BER(P_r) para un nodo intermedio, 10 Km de fibra en el tramo de acceso.

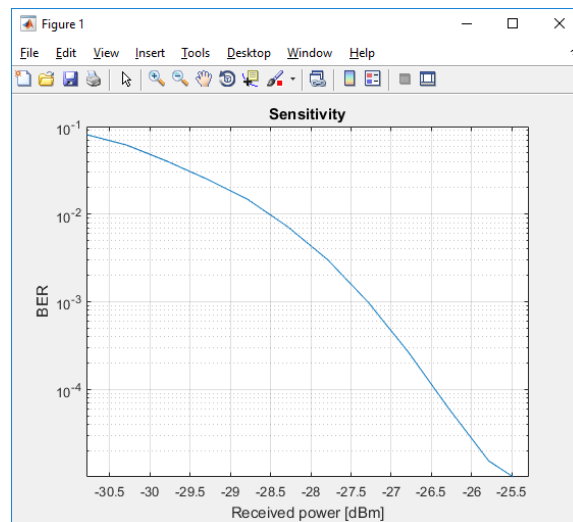


Figura 41. BER(P_r) para un nodo intermedio, 20 Km de fibra en el tramo de acceso.

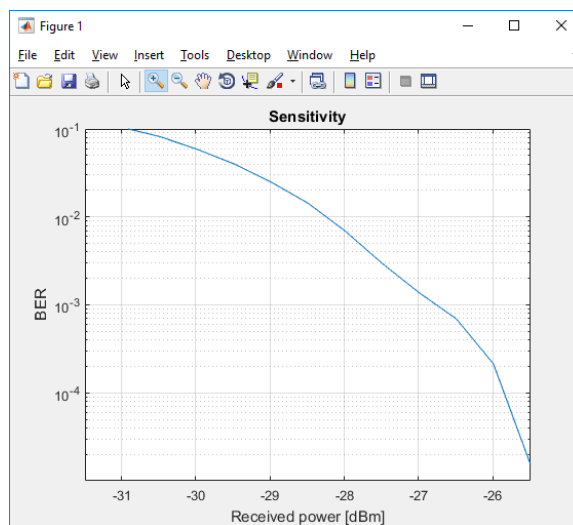


Figura 42. BER(P_r) para un nodo intermedio, 50 Km de fibra en el tramo de acceso.

Simulación 3. Cinco nodos intermedios

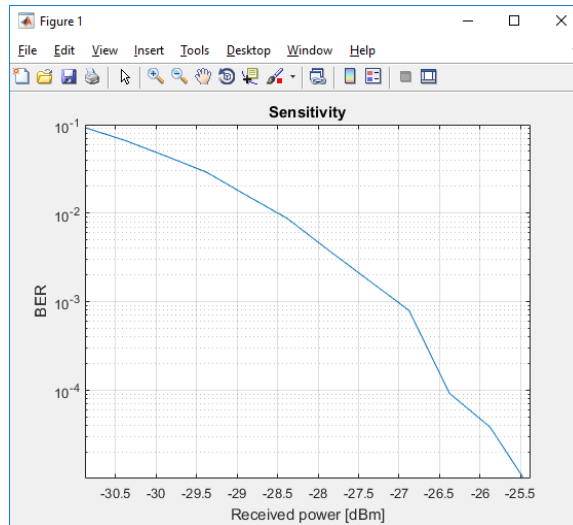


Figura 43. BER(P_r) para un nodo intermedio, 10 Km de fibra en el tramo de acceso.

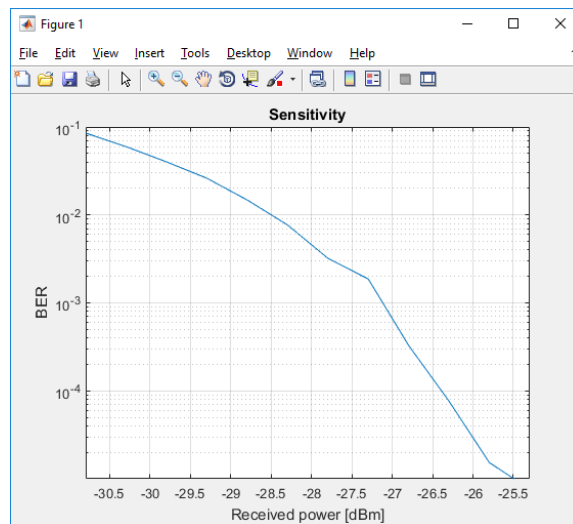


Figura 44. BER(P_r) para un nodo intermedio, 20 Km de fibra en el tramo de acceso.

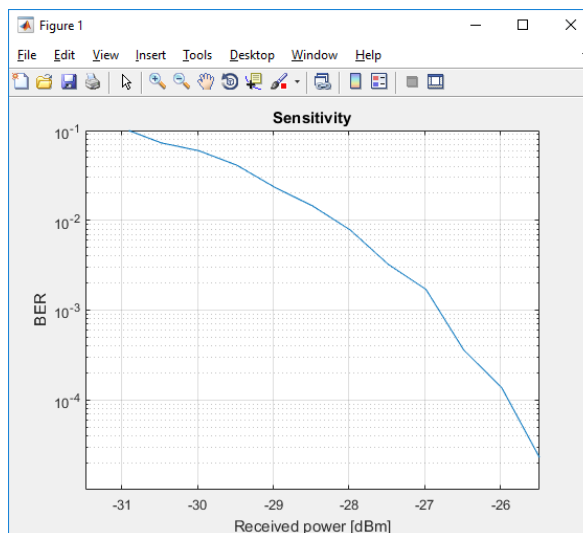


Figura 45. BER(P_r) para un nodo intermedio, 50 Km de fibra en el tramo de acceso.

Cómo podemos ver, todas las curvas son muy parecidas, representan una curva característica BER(Pr) como las que hemos visto anteriormente para OOK. Esto pone de manifiesto que la señal se degrada y se va restaurando correctamente en cada uno de los tramos, con lo cuál tenemos finalmente un comportamiento muy similar al simulado en el caso OOK con fibra.

Aunque no hemos representado todas las curvas que hemos simulado, omitiendo los casos de tres y cuatro nodos intermedios, sí que mostraremos los valores de BER(Pr=-27dBm) y Pr(BER=1e-3) en cada uno de los casos. Podemos concluir de nuevo que no hay grandes diferencias y la señal se restaura correctamente en cada punto cómo es de esperar.

Un nodo intermedio		
Km fibra acceso	BER (Pr=-27dBm)	Pr(BER =1e-3)
10	5,538e-4	-27.175 dBm
20	5.7e-4	-27.22 dBm
50	1.47e-3	-26.938 dBm
Dos nodos intermedios		
Km fibra acceso	BER (Pr=-27dBm)	Pr(BER =1e-3)
10	5.85e-4	-27,21 dBm
20	4.648e-4	-27.292 dBm
50	1.39e-3	-27.759 dBm
Tres nodos intermedios		
Km fibra acceso	BER (Pr=-27dBm)	Pr(BER =1e-3)
10	6.154e-4	-27.154 dBm
20	5.931e-4	-27.248 dBm
50	1.228e-3	-26.855 dBm
Cuatro nodos intermedios		
Km fibra acceso	BER (Pr=-27dBm)	Pr(BER =1e-3)
10	5.55e-4	-27.263 dBm
20	5.93e-4	-27.274 dBm
50	1.287e-3	-26.859 dBm
Cinco nodos intermedios		
Km fibra acceso	BER (Pr=-27dBm)	Pr(BER =1e-3)
10	9.624e-4	-27.02 dBm
20	6.65e-4	-27.11 dBm
50	1.74e-3	-26.81 dBm

Tabla 10. Resultados BER(Pr) para las diferentes configuraciones de red completa OOK.

4. Conclusiones y líneas futuras

4.1 Conclusiones

Las redes de fibra óptica han supuesto un gran avance respecto a otros medios de transmisión utilizados en las redes de telecomunicaciones. Pese a los grandes avances que se han conseguido en este medio de transmisión (materiales, dopaje del material, diferentes ventanas de transmisión...) en la fuentes de transmisión (diodos LED y posteriormente LASER), moduladores (de fase, Mach-Zehnder, IQ), receptores (PIN y APD), filtros y amplificadores (eléctricos y todo óptico: SOA, EDFA y Raman), el formato de modulación digital más utilizado, sigue siendo el más básico conocido: OOK.

En este trabajo nos hemos centrado en evaluar las posibilidades de modulación a utilizar para dar servicio a usuarios fijo y móvil de forma transparente en redes híbridas de agregación y FTTH. Es decir, los usuarios están en el segmento de acceso, mientras que el servicio se da desde nodos pertenecientes al segmento de agregación. Así, se posibilita el procesamiento conjunto de señales en la nube, así como también se abre la puerta a desplegar servicios centrados en el usuario, sin importar el tipo de red por la que se conecta.

Es por ello que en este trabajo hemos comprobado mediante simulaciones el funcionamiento de OOK, en diferentes escenarios: B2B, con un tramo de fibra simple y en una red completa (teniendo en cuenta todos los elementos de extremo a extremo en la red metropolitana y la red de acceso).

Pero además de comprobar el funcionamiento de la modulación más extendida en comunicaciones ópticas, nos hemos planteado el uso de múltiples portadoras utilizando cada una de ellas un esquema de transmisión más complejo.

Hemos conseguido simular en condiciones B2B una señal óptica OFDM con 64 portadoras que emplean un esquema de transmisión QAM (dos bits por símbolo). Comparando con la simulación OOK B2B con el mismo régimen binario, hemos obtenido lo siguiente:

- Necesitamos más potencia en el receptor en el caso de OFDM si queremos obtener una tasa de error de bit similar en ambos casos. Concretamente para una BER=1e-3, OFDM nos exige 7dB más que OOK.
- El ancho de banda de la señal ha sido mucho menor al usar OFDM, aproximadamente unas tres veces menos.

Aparte de la comparación empírica de datos, los inconvenientes y ventajas que esperamos de OFDM en comparación con OOK son:

Inconvenientes:

- La fotodetección de la señal OFDM ocupa un mayor espectro, ya que lleva un desplazamiento a RF de 1.5 veces su ancho de banda.
- En la transmisión se filtra para poder transmitir en banda lateral única. Esto distorsiona la señal en frecuencia, puesto que es un filtro óptico emulado, no ideal.
- El punto de trabajo del modulador no es el mismo que en OOK. En OFDM se utiliza un punto de trabajo cercano al nulo, distorsionando ligeramente la señal óptica generada.

- El número de símbolos de entrenamiento para ecualizar la señal son pocos respecto a la señal transmitida, provocando cierta distorsión al ecualizar. Esto es algo normal, nos introduce cierta penalización que se ve compensada cuando se transmite a gran distancia. Es decir si transmitimos sobre fibra a gran distancia, la ecualización nos ayudaría a recuperar mejor la señal compensando la distorsión acumulada, mejorando las prestaciones respecto a la señal no ecualizada. Sin embargo, al transmitir sin fibra, obtenemos prestaciones peores ecualizando.

Ventajas:

- OFDM se ve mucho menos afectado por la dispersión cromática. En OOK, es necesario compensar la dispersión en cada nodo para evitar sus efectos de deterioro de la señal, mientras que en OFDM, gracias a la ecualización, no es necesario. Esto permite reducir considerablemente los gastos de despliegue, mantenimiento y gestión de una red, dado que los nodos no deben incluir módulos para compensar la dispersión (los cuáles suelen ser bastante caros).
- En OFDM se pueden utilizar diferentes formatos de modulación para cada portadora, dependiendo de cómo sea el canal. Mediante los símbolos de entrenamiento podemos hacer una estimación del canal de cada portadora, determinar su SNR, y en base a esto, poner mayor o menor formato de modulación en cada portadora. Por ejemplo en una portadora con un canal con buenas características podemos poner una 16QAM, mientras que en un canal con malas características podemos poner una portadora con BPSK. De esta forma se puede mejorar la velocidad y optimizar el ancho de banda utilizado.

Hemos propuesto velocidades de transmisión acordes al estándar CPRI, el cual nos define cómo enlazar la estación radio de una antena de telefonía móvil con la estación de procesamiento de señal. Alejar ambos elementos entre sí, presenta grandes ventajas tal y cómo hemos presentado en nuestro estudio sobre lightRadio.

La velocidad de transmisión propuesta también es compatible con el estándar NG-PON2, el cuál define las redes pasivas que conectan con los usuarios domésticos y que por primera vez permiten el uso de múltiples portadoras, haciendo posible el uso de OFDM. El estándar es retrocompatible con las versiones anteriores de PON (G-PON y XG-PON1), con lo cual tampoco hay problema con que en nuestras simulaciones hayamos usado OOK.

Además, mediante el uso de SLICE en el segmento de agregación, el tráfico generado puede ser agrupado con transmisiones de otras velocidades de forma totalmente dinámica, aprovechando mejor el ancho de banda total de la fibra, en lugar de asignar canales de ancho de banda fijo que no van a ser usados a máxima velocidad y acaparan todo el ancho de banda de la fibra con mayor facilidad. El ancho de banda de los filtros en los nodos de conmutación ha sido elegido para ajustarse a las especificaciones de SLICE.

Resumiendo, la modulación multiportadora mediante OFDM óptico y ancho de banda dinámico, respaldada por el estándar NG-PON2 y la metodología SLICE, respectivamente, permite un mayor aprovechamiento del ancho de banda de la

fibra óptica, además de facilitar la introducción de nuevos usuarios del medio cómo la interconexión entre el emplazamiento de antenas de telefonía móvil y los nodos de procesado, mediante el estándar CPRI. Esta combinación de tecnologías permite aprovechar al máximo la capacidad de la fibra óptica y el uso simultáneo del medio por parte de usuarios que generan un tráfico con características muy diferentes entre sí.

4.2 Líneas futuras

En el trabajo presentado hemos estudiado muchas tecnologías bastante modernas, aunque apenas hemos podido experimentar con simulaciones OOK con diferentes configuraciones: B2B, sobre un tramo simple de fibra óptica y sobre una red completa (red metropolitana y red de acceso), y una simulación OFDM B2B. Los parámetros de las simulaciones se han fijado para que cumplan velocidades fijadas en CPRI y ancho de banda definido por SLICE para los filtros. Pese a ello, las tecnologías estudiadas en este trabajo son tan complejas, que podemos continuarlo de las siguientes formas:

- Comparar una simulación B2B para OOK y OFDM en condiciones de igualdad de ancho de banda de la señal transmitida. Observar y comparar los resultados de BER(Pr) y de Rb obtenidos.
- Hacer más simulaciones OFDM y comparar con las simulaciones OOK: para terminar de evaluar las ventajas que proporciona OFDM respecto a OOK, no ha faltado hacer una simulación sobre un tramo de fibra óptica y sobre la red completa. En estos escenarios deberíamos de ser capaces de observar las mejoras que nos proporciona la ecualización que nos proporcionan los símbolos de entrenamiento en OFDM. La ecualización podría llegar a permitirnos prescindir de los compensadores de dispersión en cada nodo, lo cual supone un ahorro de costes en una red real muy importante.
- Experimentar el uso de constelaciones mayores para las portadoras OFDM. Puede ser interesante observar cuál es la máxima constelación que podemos usar considerando que usamos la misma constelación para todas las portadoras, ver qué factores nos limitan y hasta qué punto es conveniente transmitir una constelación grande.
- Relacionado con el punto anterior, utilizar constelaciones diferentes para cada portadora OFDM, en función de las características del canal que atraviesa cada portadora. Incluso podríamos considerar un canal más hostil que la fibra que hemos utilizado.
- Simular utilizando filtros con ancho banda más estrechos (dentro de los valores definidos por SLICE) y diferentes velocidades de transmisión (fijándonos en valores recogidos por CPRI y NG-PON2).
- Simular transmisiones simultáneas modelando el tráfico de varios transmisores diferentes, transmitiendo en momentos diferentes y tráfico con diferentes características. Todo esto con la idea de simular el comportamiento dinámico de SLICE.

Y esto es sólo el principio, disponemos de muchos grados de libertad para continuar el trabajo aquí presentado.

5. Bibliografía

1. SC341 OFDM for Optical Communications
2. Physical Layer Aspects of NG-PON2 Standards—Part 1: Optical Link Design [Invited]
Physical Layer Aspects of NG-PON2 Standards—Part 2: System Design and Technology Feasibility [Invited]
3. Spectrum-Efficient and Scalable Elastic Optical Path Network: Architecture, Benefits, and Enabling Technologies
4. Elastic Optical Networking: A New Dawn for the Optical Layer?
5. LightRadio Portfolio White Paper 1, Portfolio White Paper 3
6. A 25 Gb/s/(km²) Urban Wireless Network Beyond IMT-Advanced
7. [Estándar CPRI](#)
8. Spectral modeling of channel bandshapes in wavelength selective switches
9. <http://www.photonics.umd.edu/software/ssprop/>