



UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA
BARCELONATECH

Departament de Teoria del Senyal
i Comunicacions

Tesis doctoral

Redes de acceso UDWDM operadas con láseres aleatorios de sintonía limitada.

Autor

Vicente Sales Zaragoza

Directores

Josep Prat i Gomà

Josep Segarra i Mullerat

Grup de Comunicacions Òptiques (GCO)



Tesis presentada en cumplimiento del programa de doctorado del
Departament de Teoria del Senyal i Comunicacions.

Universitat Politècnica de Catalunya

JUNIO 2017

Agradecimientos

Quisiera dar las gracias en primer lugar a mis directores Dr Josep Prat y Dr Josep Segarra por el apoyo que me han dado, por sus consejos, su profesionalidad y especialmente por la oportunidad de trabajar con ellos en el Grupo de Comunicaciones Óptica.

Muchas gracias también al Dr. Víctor Polo, sin él el laboratorio hubiera sido un laberinto sin salida.

También mostrar mi agradecimiento a los demás miembros del Grupo de Comunicaciones Ópticas por haberme facilitado el día a día, sin ellos todo hubiera sido más difícil.

Por último, dar la gracias a mis padres por haberme mostrado que se llega más lejos con la voluntad que con la genialidad y a mi hermana porque es el ángel que siempre se encarga de solucionar los problemas.

Gracias a todos.

Índice

Lista de acrónimos.....	7
Índice de tablas	10
Índice de figuras	12
1 Introducción	17
2 Estado del arte	19
2.1 Topologías de red de distribución	19
2.1.1 Topología basada en divisores de potencia	19
2.1.2 Topología basada en multiplexores de longitud de onda	20
2.1.3 Topología híbrida	21
2.2 Estándares actuales.....	22
2.3 Arquitecturas en estudio.....	26
2.3.1 TDM-PON	26
2.3.2 WDM-PON.....	27
2.3.3 Híbridos WDM/TDM PON	28
2.3.4 OFDM-PON.....	30
2.3.5 UDWDM-PON.....	31
2.4 Láseres sintonizables. Tecnologías y características	33
2.4.1 Estructuras monolíticas.....	33
2.4.1.1 Láseres DFB	33
2.4.1.2 Láseres DBR.....	34
2.4.1.3 Láseres VCSEL.....	35
3 Objetivos y organización del estudio.....	37
3.1 Objetivos del estudio.....	37
3.2 Organización del estudio.....	39
4 Aspectos relevantes en la implementación de wavelength to the user en UDWDM-PON	41
4.1 Análisis de la red externa: topología y dimensionado.....	41
4.2 Caracterización de los DFB-láseres: limitación del margen de sintonía	44
4.3 Análisis sobre la activación.....	47
4.3.1 Distribución estadística de los láseres	47
4.3.2 Asignación de canal. Probabilidad de rechazo	49
5 Modos de operación: Half/Full-Duplex	51
5.1 Caracterización de la retrodispersión de Rayleigh en una red PON con divisores de potencia ...	53
5.2 Modo de operación HALF-DUPLEX. Rendimiento	57
5.2.1 Dispersión de Rayleigh producida por una transmisión de duración finita	58
5.2.2 Diagrama de tiempo y retardos	67
5.2.3 Rendimiento del modo de operación HALF-DUPLEX	72
5.3 Modo de operación FULL-DUPLEX	79
5.3.1 Recepción homodina	79
5.3.1.1 Láseres apareados y adyacentes.....	80
5.3.1.2 Láseres aleatorios en bandas independientes.....	81
5.3.1.3 Láseres aleatorios en banda única	82
5.3.2 Recepción heterodina	83
5.4 Resumen del capítulo.....	85
6 Caracterización matemática de la asignación de canal	87

7	Esquemas para la realizar de la asignación de canal	93
7.1	Definición del problema. Claves	93
7.2	Esquemas heurísticos	95
7.2.1	Algoritmos de asignación de longitud de onda estáticos (SWA).....	96
7.2.1.1	Mínima sintonía	96
7.2.1.2	Máxima dispersión.....	97
7.2.1.3	Máxima admisión.....	100
7.2.2	Algoritmos de asignación de longitud de onda dinámicos (DWA).....	102
8	Evaluación de los esquemas de asignación de canal en proceso de activación.	
	Dimensionado de la OLT	105
8.1	Comparativa de rendimiento espectral.....	105
8.1.1	Comparativa de esquemas.....	106
8.1.2	Estáticos vs. Dinámicos	108
8.2	Elección de la ventana de sintonía. Rendimiento vs. Consumo	112
8.2.1	Efecto de la ventana de sintonía del láser	112
8.2.2	Consumo de potencia debida a la sintonía del láser.....	114
8.3	Estructura y dimensionado de la OLT en proceso de activación	117
8.3.1	Estructura de la OLT	117
8.3.2	Dimensionado de la OLT	123
8.3.2.1	Dimensionado para una ventana de sintonía de $\pm 10^{\circ}\text{C}$	124
8.3.2.2	Dimensionado para una ventana de sintonía de $\pm 20^{\circ}\text{C}$	135
8.4	Resumen del capítulo	139
9	Requisitos durante la operación. Influencia de la temperatura ambiente	141
9.1	Definición del problema.	141
9.2	Factores de mérito OAR y probabilidad de bloqueo	144
9.3	Propuestas de solución	148
9.3.1	Sin compensación de temperatura. Reasignación y extensión de banda.....	148
9.3.1.1	Dimensionado de la OLT	152
9.3.1.2	Dinámica temporal.....	159
9.3.2	Con compensación de la temperatura ambiente. "Hitless"	165
10	Propuestas de proceso de activación	173
10.1	ONUs con un solo láser y asignación de canal estática	175
10.2	ONUs con un solo láser y asignación de canal dinámica.....	177
10.3	ONUs con dos láseres aleatorios en la misma banda espectral	180
10.4	ONUs con dos láseres aleatorios en bandas separadas	185
11	Conclusiones y futuros trabajos	187
11.1	Resumen y Conclusiones	187
11.2	Futuros trabajos	192
12	Publicaciones.....	193
12.1	Publicaciones relacionadas directamente con este trabajo.....	193
12.2	Otras cooperaciones en publicaciones relacionados con las comunicaciones ópticas	195
13	Referencias.....	199

Lista de acrónimos

ACCORDANCE	A Converged Copper Optical Radio OFDMA-based Access Network with high Capacity and flexibility
ADC	Analog to Digital Converter
APD	Avalanche Photodiode
AWG	Arrayed Wavelength Grating
BER	Bits Error Rate
CO	Central Office
COCONUT	Cost-Effective Coherent Ultra-Dense-WDM-PON for Lambda-To-The-User Access
DBA	Dynamic Bandwidth Allocation
DBPSK	Differential Binary Phase Shift Keying
DBR	Distributed Bragg Reflector
DFB	Distributed Feedback
DPSK	Differential Phase Shift Keying
DS-DRB	Digital Supermode Distributed Bragg Reflector
DSP	Digital Signal Processor
DWA	Dynamic Wavelength Assignment
DWDM	Dense Wavelength Division Multiplexing
EDFA	Erbium Doped Fiber Amplifier
EPON	Ethernet Passive Optical Network
EU FP7	European Union 7th Framework Programme
FEC	Forward Error Correction
FF	First Fit
FLIPER	Flexible Wavelength Distribution for PONs with Elastic Bandwidth Range
FSAN	Full Service Access Network
FSR	Free Spectral Range
FTTH	Fiber To The Home
GPON	Gigabit Passive Optical Network
HDTV	High Definition Television
HL	Hazard Level
ICTON	International Conference on Transparent Optical Network

IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
ITU	International Telecommunication Union
MA	Maximum Admittance
MAC	Media Access Control
MEMS	Microelectromechanical Systems
MGY-laser	Modulated Grating Y-Branch
MS	Maximum Scattering
N/S	Serial Number
NG-PON2	Next Generation Passive Optical Network 2
OAR	ONU Availability Ratio
ODN	Optical Distribution Network
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OFDM-PON	Orthogonal Frequency Division Multiplexing Passive Optical Network
OLT	Optical Line Terminal
ONU	Optical Network Unit
OS	Optical Switch
OSA	Optical Spectrum Analyzer
OSNR	Optical Signal to Noise Ratio
P2P	Point-to-Point
PAPR	Peak to Average Power Ratio
PON	Passive Optical Network
PSK	Phase Shift Keying
PtP WDM-PON	Point-to-Point Wavelength Division Multiplexing Passive Optical Network
QoS	Quality of Service
RSOA	Reflective Semiconductor Optical Amplifier
RTT	Round Trip Time
SARDANA	Scalable Advanced Ring-based Passive Dense Access Network Architecture
SG-DBR	Sampled-Grating Distributed Bragg Reflector
SMSR	Side Mode Suppression Ratio
SOA	Semiconductor Optical Amplifier
SWA	Static Wavelength Assignment
TDM	Time Division Multiplexing

TDM-PON	Time Division Multiplexing Passive Optical Network
TDWDM	Time Division Wavelength Division Multiplexing
TL	Tunable Laser
TW	Tunable Window
UDWDM-PON	Ultra-Dense Wavelength Division Multiplexing Passive Optical Network
VCSEL	Vertical Cavity Surface Emitting Laser
WBS-PON	Wavelength Broadcast and Select Passive Optical Network
WDM	Wavelength Division Multiplexing
WR-PON	Wavelength Routed Passive Optical Network
WS-PON	Wavelength Splitting Passive Optical Network
WTTU	Wavelength To The User
XG-PON	10 Gigabit capable Passive Optical Network

Índice de tablas

<i>Tabla 1. Características de la capa física de los estándares EPON/GPON.</i>	<i>22</i>
<i>Tabla 2. Principales características del estándar XG-PON1 y 10G E-PON.</i>	<i>24</i>
<i>Tabla 3. Principales características del estándar NG-PON2.</i>	<i>25</i>
<i>Tabla 4. Resumen de las características aportadas por los modos de operación, receptores y bandas espectrales.</i>	<i>85</i>
<i>Tabla 5. Resumen de las principales ventajas e inconvenientes de cada modo de operación, tipo de receptor y organización de canales en bandas espectrales.</i>	<i>86</i>
<i>Tabla 6. Número de canales para alcanzar una probabilidad de rechazo de 0.1%, con sintonía $\pm 10^{\circ}\text{C}$, y rendimiento espectral alcanzado en modo SWA.</i>	<i>107</i>
<i>Tabla 7. Número de canales para alcanzar una probabilidad de rechazo de 0.1% y rendimiento espectral alcanzado en modos SWA y DWA.</i>	<i>110</i>
<i>Tabla 8. Número de canales para alcanzar una probabilidad de rechazo de 0.1% y rendimiento espectral alcanzado.</i>	<i>113</i>
<i>Tabla 9. Núm. de canales necesarios, según escenarios, para alcanzar una prob. de rechazo de 0.1% con una sintonía de ± 1 nm y mediante el algoritmo MA DWA.</i>	<i>125</i>
<i>Tabla 10. Número de subbandas necesarias para la fabricación de los láseres DFB, para una prob. de rechazo de 0.1% y sintonía de ± 1 nm ($\pm 10^{\circ}\text{C}$). x2 indica dos bandas.</i>	<i>126</i>
<i>Tabla 11. Número de puertos de cada AWG en la OLT para una prob. de rechazo de 0.1% y sintonía de ± 1 nm ($\pm 10^{\circ}\text{C}$). x2 indica dos bandas.</i>	<i>129</i>
<i>Tabla 12. Número de láseres por puerto de cada AWG y, entre paréntesis, número de láseres totales (prob. de rechazo de 0.1% y sintonía de ± 1 nm).</i>	<i>129</i>
<i>Tabla 13. Factor de división máximo para una arquitectura de OLT basada en divisores de potencia.</i>	<i>131</i>
<i>Tabla 14. Potencia por canal (dB) a la salida de la OLT.</i>	<i>135</i>
<i>Tabla 15. Número de canales necesarios, para escenarios, para alcanzar una prob. de rechazo de 0.1% con margen de sintonía de ± 2 nm ($\pm 20^{\circ}\text{C}$).</i>	<i>136</i>
<i>Tabla 16. Número de subbandas necesarias para la fabricación de los láseres DFB, para una prob. de rechazo de 0.1% y sintonía de ± 2 nm ($\pm 20^{\circ}\text{C}$). x2 indica dos bandas.</i>	<i>136</i>
<i>Tabla 17. Número de puertos de cada AWG en la OLT para una prob. de rechazo de 0.1% y sintonía de ± 2 nm ($\pm 20^{\circ}\text{C}$). x2 indica dos bandas.</i>	<i>137</i>
<i>Tabla 18. Número de láseres por puerto de cada AWG en la OLT y, entre paréntesis, número de láseres totales (prob. de rechazo de 0.1% y sintonía de ± 2 nm).</i>	<i>138</i>

<i>Tabla 19. Número de canales necesarios, para alcanzar un OAR del 99.9% con margen de sintonía de ± 1 nm y esquema de asignación MA DWA2. Escenario indoor/outdoor.</i>	153
<i>Tabla 20. Número de puertos de cada AWG en la OLT, para un OAR del 99.9%, sintonía de ± 1 nm y con variaciones de temperatura ambiental, indoor $\pm 2.5^{\circ}\text{C}$ y outdoor $\pm 10^{\circ}\text{C}$.</i>	154
<i>Tabla 21. Subbandas necesarias para la fabricación de los láseres DFB, para un OAR del 99.9%, sintonía de ± 1 nm y con variaciones de temperatura ambiental.</i>	155
<i>Tabla 22. Número de láseres por puerto del AWG y, entre paréntesis, número de láseres totales para un OAR 99.9% y sintonía de ± 1 nm.</i>	155
<i>Tabla 23. Número de canales necesarios, para alcanzar un OAR del 99.9% con margen de sintonía de ± 1 nm y esquema de asignación MA DWA2. Escenario indoor.</i>	156
<i>Tabla 24. Número de puertos de cada AWG en la OLT, para un OAR del 99.9%, sintonía de ± 1 nm y con variaciones de temperatura ambiental, escenario indoor.</i>	157
<i>Tabla 25. Número de láseres por puerto del AWG y, entre paréntesis, número de láseres totales para un OAR 99.9% y sintonía de ± 1 nm, escenario indoor.</i>	158

Índice de figuras

<i>Figura 1. Red de distribución basada en divisores de potencia.</i>	19
<i>Figura 2. Red de distribución basada en AWG.</i>	20
<i>Figura 3. Red de distribución híbrida.</i>	21
<i>Figura 4. Resumen de la evolución de las familias de estándares EPON y GPON.</i>	23
<i>Figura 5. Organización de las longitudes de onda de la ITU-T G.987.</i>	23
<i>Figura 6. Esquema de una arquitectura TDM-PON.</i>	27
<i>Figura 7. Esquema de una arquitectura WDM-PON.</i>	28
<i>Figura 8. Esquema de la red SARDANA [26], [28].</i>	29
<i>Figura 9. Esquema de arquitectura OFDM-PON (proyecto ACCORNACE [30]).</i>	30
<i>Figura 10. Esquema de un láser DFB.</i>	33
<i>Figura 11. Esquema de un láser DBR.</i>	34
<i>Figura 12. Esquema de un láser VCSEL.</i>	35
<i>Figura 13. Topologías de la red de distribución de un escenario wavelength-to-the-user. Basada en divisores de potencia (arriba), o híbrida AWG/divisores de potencia (abajo).</i>	42
<i>Figura 14. Niveles de potencia por ONU para cumplir con los límites establecidos por el Hazard level y de la sensibilidad. $d=40$ km y $\alpha=0.25$ dB/km.</i>	43
<i>Figura 15. Potencia óptica recibida y BER vs. temperatura del láser DFB.</i>	44
<i>Figura 16. Frecuencia máxima de modulación el Fase y BER vs. temperatura del láser DFB.</i>	45
<i>Figura 17. Longitud de onda del láser DFB vs temperatura para varias corrientes de bias.</i>	45
<i>Figura 18. Ejemplo de distribución uniforme basada en la mezcla de láseres diferentes longitudes de onda nominal. Subbandas separadas 1 nm.</i>	48
<i>Figura 19. Red de acceso pasiva con divisores de potencia.</i>	53
<i>Figura 20. OSNR de la señal recibida en la ONU vs. distancia de alimentación (F) para diferentes factores de división.</i>	55
<i>Figura 21. OSNR de la señal recibida en la OLT vs. distancia de alimentación (F) para diferentes factores de división.</i>	55
<i>Figura 22. Esquema de los Rx/Tx para modo de operación Half-Duplex, izquierda modulación directa, derecha modulación externa.</i>	57
<i>Figura 23. Representación de la potencia media de la dispersión de Rayleigh vs. número de usuarios en el enlace de subida, para una transmisión continua.</i>	57
<i>Figura 24. Esquema utilizado en el análisis de la dispersión de Rayleigh.</i>	58

<i>Figura 25. Representación esquemática para el intervalo 1.</i>	60
<i>Figura 26. Representación esquemática para el intervalo 2.</i>	61
<i>Figura 27. Representación esquemática para el intervalo 3.</i>	62
<i>Figura 28. Esquema del intervalo 1 del caso 2.</i>	63
<i>Figura 29. Esquema del intervalo 2 del caso 2.</i>	64
<i>Figura 30. Esquema del intervalo 3 del caso 2.</i>	65
<i>Figura 31. Esquema del experimento para la medida de la retrodispersión de Rayleigh.</i>	66
<i>Figura 32. Medidas de la retrodispersión de Rayleigh producida por un pulso. Izquierda, señal eléctrica proporcional a la salida del láser. Derecha, señal eléctrica proporcional a la dispersión de Rayleigh a la entrada de la fibra y señal calculada.</i>	66
<i>Figura 33. Diagrama de tiempo con tráfico simétrico evitando completamente el efecto de la dispersión de Rayleigh.</i>	67
<i>Figura 34. Evolución de la OSNR_{Rup} para diferentes factores de división (N) en el divisor.</i>	69
<i>Figura 35. Diagrama de tiempo con tráfico simétrico permitiendo solapamiento en el lado de la ONU.</i>	69
<i>Figura 36. toff vs. distancia (F) para diferentes factores de división del divisor de potencia (N) y diferentes OSNR_{mín}.</i>	72
<i>Figura 37. Rendimiento máximo de la comunicación Half-Duplex para cada sentido vs. Distancia OLT-ONU, evitando completamente la dispersión de Rayleigh, para diferentes grados de calidad de servicio.</i>	74
<i>Figura 38. Rendimiento máximo de la comunicación Half-Duplex, para cada sentido, cuando se permite solapamiento para un retraso máximo $D_m=1.5ms$.</i>	75
<i>Figura 39. Diagrama de bloques genérico para un Rx/Tx con recepción homodina, con modulación directa para la transmisión (izquierda) y modulación externa (derecha).</i>	79
<i>Figura 40. Ejemplo de asignación de canales para un Rx/Tx con láseres apareados.</i>	80
<i>Figura 41. Ejemplo de asignación de canales para un escenario con láseres aleatorios en bandas independientes.</i>	81
<i>Figura 42. Ejemplo de asignación de canales para un escenario con láseres aleatorios en banda única.</i>	82
<i>Figura 43. Estructura de un Rx/Tx con recepción heterodina.</i>	83
<i>Figura 44. Estructura del canal equivalente en un modo de operación Full-Duplex con receptor heterodino.</i>	84
<i>Figura 45. Adaptación del canal equivalente mínimo al canal estándar ITU.</i>	84
<i>Figura 46. Número de ONUs bloqueadas y admitidas calculado mediante, izquierda, expresión {77}, derecha, método de Monte Carlo. Esta gráfica es una fiel reproducción desde [42].</i>	91

<i>Figura 47. Proceso de asignación general para ONUs con un solo láser.</i>	94
<i>Figura 48. Definición y nomenclatura de los parámetros más importantes.</i>	95
<i>Figura 49. Ejemplo de asignación siguiendo el criterio FF.....</i>	96
<i>Figura 50. Ejemplo de aplicación del algoritmo FF.....</i>	96
<i>Figura 51. Algoritmo en lenguaje natural del esquema FF.</i>	97
<i>Figura 52. Ejemplo de asignación siguiendo el criterio MS.</i>	98
<i>Figura 53. Ejemplo de aplicación del algoritmo MS.</i>	98
<i>Figura 54. Algoritmo en lenguaje natural del esquema MS.....</i>	99
<i>Figura 55. Ejemplo de asignación siguiendo el criterio MA.</i>	100
<i>Figura 56. Ejemplo de aplicación del algoritmo MA.....</i>	101
<i>Figura 57. Algoritmo en lenguaje natural del esquema MA.</i>	101
<i>Figura 58. Proceso de asignación general dinámico para ONUs con un solo láser.....</i>	102
<i>Figura 59. Topología de la red simulada.</i>	105
<i>Figura 60. % de ONUs rechazadas vs. núm. de canales para los algoritmos SWA con sintonía $\pm 10^{\circ}\text{C}$. De izquierda a derecha y de arriba abajo: Half-Duplex, homodino dos bandas, homodino banda única y heterodino.....</i>	107
<i>Figura 61. % de ONUs rechazadas vs. núm. de canales para los algoritmos SWA y DWA. De izquierda a derecha y de arriba abajo: Half-Duplex, homodino dos bandas, homodino banda única y heterodino.....</i>	109
<i>Figura 62. Núm. de canales necesarios para obtener una prob. de rechazo de 0.1% vs. ventana de sintonía. De izquierda a derecha y de arriba abajo: Half-Duplex, homodino dos bandas, homodino banda única y heterodino.</i>	112
<i>Figura 63. Setup utilizado en la medida de potencia consumida en la sintonía.</i>	114
<i>Figura 64. Potencia suministrada a la célula Peltier vs. diferencial de temperatura... </i>	114
<i>Figura 65. Potencia suministrada a la célula Peltier vs. diferencial de temperatura. De izquierda a derecha y de arriba abajo: Half-Duplex, homodino dos bandas, homodino banda única y heterodino.</i>	115
<i>Figura 66. Potencia máxima necesaria para cada margen de sintonía.</i>	116
<i>Figura 67. Arquitectura de la OLT: basada en AWG (izquierda) y basada sólo en divisores de potencia (derecha).</i>	118
<i>Figura 68. Detalle de una de las ramas de una estructura con eficiencia espectral de 100% para la OLT.....</i>	120
<i>Figura 69. Esquema de medida general utilizado para la caracterización de los AWGs.</i>	121
<i>Figura 70. Respuesta en frecuencia de dos puertos consecutivos de un AWG. Izquierda, tipo gaussiano. Derecha, tipo flat-top.</i>	121

<i>Figura 71. Respuesta en frecuencia de dos puertos consecutivos de dos AWGs. Izquierda, tipo gaussiano. Derecha, tipo flat-top.</i>	<i>122</i>
<i>Figura 72. Esquema de la OLT con AWG y divisores de potencia.</i>	<i>123</i>
<i>Figura 73. Canales necesarios por cada banda y eficiencia espectral vs. número de usuarios para el algoritmo DWA con el esquema MA.</i>	<i>124</i>
<i>Figura 74. Definición de subbandas para la asignación de láseres DFB en la OLT.</i>	<i>128</i>
<i>Figura 75. Atenuación vs. cobertura para las dos estructuras de OLT propuestas. Izquierda, sólo divisores de potencia. Derecha, combinación de AWGs y divisores. ...</i>	<i>133</i>
<i>Figura 76. Nivel de potencia a la salida de la OLT vs. núm. de λ activas para las dos arquitecturas. Izquierda, divisores de potencia. Derecha, AWGs y divisores de potencia.</i>	<i>134</i>
<i>Figura 77. Diagrama de flujo de reasignación de canal de una ONU, con una (DWA1) o dos (DWA2) reasignaciones, para adaptarse a los cambios de temperatura ambiente.</i>	<i>142</i>
<i>Figura 78. Porcentaje de ONUs bloqueadas alguna vez durante 10 días vs. número de canales por banda para diferentes algoritmos de asignación.</i>	<i>144</i>
<i>Figura 79. OAR vs. número de canales por banda para diferentes algoritmos de asignación.</i>	<i>145</i>
<i>Figura 80. Representación del efecto de los cambios en la temperatura ambiente sobre la longitud de onda nominal (sin sintonía) de los láseres de las ONUs.</i>	<i>146</i>
<i>Figura 81. Detalle de la limitación del margen de sintonía de los láseres desplazados a la banda lateral.</i>	<i>147</i>
<i>Figura 82. Detalle de las densidades (láseres/canal). Arriba, láseres outdoor en azul, láseres indoor en rojo. Abajo, densidad equivalente con desplazamiento máximo. ...</i>	<i>149</i>
<i>Figura 83. Núm. de canales para alcanzar valores de 0.1% en $(1-OAR)\%$ y Prob₁₀ vs. tamaño de la cada banda lateral. Izquierda, algoritmo MA DWA1. Derecha, MA DWA2.</i>	<i>149</i>
<i>Figura 84. Porcentajes, izquierda Prob₁₀, derecha OAR vs. núm. de canales con bandas laterales y reasignaciones para adaptarse a condiciones ambientales cambiantes. ..</i>	<i>151</i>
<i>Figura 85. Canales necesarios por banda y eficiencia espectral vs. número de usuarios para el algoritmo DWA con el esquema MA en activación y DWA2 en operación.</i>	<i>152</i>
<i>Figura 86. Dinámica del número de reasignación para el esquema MA DWA2, izquierda escenario mixto indoor/outdoor, derecha escenario indoor.</i>	<i>159</i>
<i>Figura 87. Número de reasignaciones vs. frecuencia nominal de los láseres para el esquema MA DWA2 en un escenario mixto indoor/outdoor, izquierda ONUs interiores, derecha ONUs interiores.</i>	<i>160</i>
<i>Figura 88. Función de distribución de probabilidad de la duración de los cortes en un escenario indoor/outdoor con 256 ONUs. Izquierda MA DWA1, derecha MA DWA2.</i>	<i>161</i>
<i>Figura 89. Frecuencia relativa de la duración de los cortes en un escenario indoor/outdoor con 256 ONUs. Izquierda MA DWA1, derecha MA DWA2.</i>	<i>161</i>

<i>Figura 90. Media de la P_m consumida por las células Peltier vs. variaciones de temperatura ambiente para ventanas de sintonía, izquierda, $\pm 10^\circ\text{C}$ y derecha, $\pm 20^\circ\text{C}$.</i>	168
<i>Figura 91. Media de la P_m suministrada por la fuente vs. variaciones de temperatura ambiente para ventanas de sintonía, izquierda, $\pm 10^\circ\text{C}$ y derecha, $\pm 20^\circ\text{C}$.</i>	170
<i>Figura 92. Media de la P_m suministrada por la fuente vs. variaciones de temperatura ambiente para ventanas de sintonía, izquierda, $\pm 10^\circ\text{C}$ y derecha, $\pm 20^\circ\text{C}$.</i>	174
<i>Figura 93. Esquema de la fase de búsqueda de canal libre en la ventana de sintonía.</i>	175
<i>Figura 94. Procedimiento de activación para escenario de un sólo láser en modo SWA.</i>	176
<i>Figura 95. Esquema de la fase de búsqueda de canal libre en la ventana de sintonía.</i>	177
<i>Figura 96. Procedimiento de activación para escenario de un sólo láser modificado para algoritmo de asignación en modo DWA.</i>	178
<i>Figura 97. Espectro correspondiente a 5 canales ópticos de 6.25 GHz. desplazado a banda base</i>	180
<i>Figura 98. Esquema de medida simulado con VPI para la búsqueda de un tono piloto.</i>	181
<i>Figura 99. Señal medida a la salida del filtro correspondiente a 5 canales ópticos. Izquierda, señal completa, derecha, ampliación de la zona del tono piloto.</i>	182
<i>Figura 100. Modificación del receptor homodinos para facilitar la activación. Arriba, con modulador externo, abajo, con modulación directa.</i>	183
<i>Figura 101. Procedimiento de activación para el escenario con ONUs con dos láseres aleatorios.</i>	184

1 INTRODUCCIÓN

La evolución de la tecnología de la fibra óptica es un tema clave para la industria de las telecomunicaciones. Entre todos los ámbitos, la adopción de la fibra óptica para la red de acceso (FTTx) ha tenido un gran auge en los últimos años y en particular las tecnologías FTTH (Fiber-To-The-Home) para el uso residencial e incluso para negocios. Y, como el despliegue masivo continúa en todo el mundo, las operadoras esperan más de las tecnologías basadas en FTTx, confiando que la siguiente generación aumente el ancho de banda (velocidad de transmisión), así como la “coexistencia” con el equipamiento existente en la planta exterior.

A día de hoy, el principal enfoque técnico por el que se ha optado a la hora de implementar las redes de acceso FTTH es la red pasiva basada en divisores conocida técnicamente como PON, de sus siglas en inglés Passive Optical Network. Su gran aceptación entre las operadoras se debe sobre todo a una gran eficiencia en el uso de la infraestructura de las fibras ópticas instaladas y, como su nombre indica, a que sus componentes son completamente pasivos.

Dos tipos de tecnologías se han implantado principalmente: EPON (Ethernet PON) [1] y GPON (Gigabit-PON) [2], ésta última ha sido la elección europea y empieza a ser la tecnología más utilizada en Norteamérica, mientras EPON ha visto despliegues significativos en Asia.

En el mercado residencial, en 2013, la oferta en estos servicios oscilaba entre 20 y 100 Mb/s según el informe del Fiber to the Home Council Europe [3] para unos servicios de internet, TV y telefonía. De acuerdo con la ley de Nielsen, según la cual la velocidad del usuario final se incrementa con una ratio del 50% cada año, lleva a que un usuario con una demanda de velocidad de transmisión de 58 Mb/s en 2013, requeriría una velocidad de 130 Mb/s en 2015. A día de hoy, año 2017 es usual que las operadoras ofrezcan incluso 300 Mb/s entre sus productos. Esto ha conducido a que la Comisión Europea se plantee el objetivo de que la mitad de los hogares tenga una conexión de banda ancha de 1 Gb/s en 2020. Las tecnologías EPON y GPON pueden cubrir estas necesidades del mercado residencial sólo en un corto y medio plazo.

A un largo plazo las perspectivas son otras. La entrada de servicios como HDTV, 3D-TV y un gran aumento de servicios de video bajo demanda (unicast), cloud computing, telepresencia, video juegos de alta definición interactivos entre varios jugadores (HD video gaming multiplayer), entre otros, requerirán todavía un mayor ancho de banda. A esto hay que añadir los mayores requerimientos de ancho de banda que se solicitarán en empresas y especialmente en operadoras de móviles (mobile backhaul). Dado que el gran ancho de banda disponible en las redes PON de acceso, vía fibra óptica, representa un gran atractivo económico con respecto a las líneas dedicadas para conexiones punto a punto. Si bien, estos dos últimos escenarios requieren de un ancho de banda simétrico, con velocidades mayores de 1 Gb/s, cosa que no puede suministrarse con las tecnologías FTTH presentes hoy en día. La próxima generación de redes PON deberá tener en cuenta la gran velocidad y la calidad (QoS) que estos servicios requieren.

A estos requerimientos de prestaciones hay que añadir otros requisitos como:

- Tener una mayor área de cobertura, lo cual implica mayor distancia entre el usuario y la central (ubicación del proveedor del servicio) y, por tanto, mayor atenuación.

- Un mayor número de usuarios por fibra, lo cual implica un mayor número de divisores y una mayor pérdida de potencia. Esto en el caso de una red basada en divisores de potencia, como son las habituales hoy en día.

- La posibilidad de converger en una misma red de acceso el servicio a áreas residenciales, empresas y conexiones para servicios de móviles (mobile backhaul). Es decir, servicios muy diferentes que solicitan velocidades diferentes y sobre todo parámetros de calidad diferentes.

Es este compendio de desafíos que representa la nueva generación de redes de acceso ha llevado a desarrollar este trabajo. El objetivo principal de este estudio es presentar una serie de estrategias que permitan dar una solución a los retos planteados, aprovechando la tecnología actual, y sin perder de vista un concepto fundamental en los días que nos ha tocado vivir como es el bajo coste.

2 ESTADO DEL ARTE

2.1 TOPOLOGÍAS DE RED DE DISTRIBUCIÓN

2.1.1 Topología basada en divisores de potencia

En la actualidad las redes ópticas de acceso comerciales utilizan este tipo de topología basada en divisores de potencia (splitters es un anglicismo ampliamente utilizado) [4], [5].

La gran ventaja de estas redes es, en primer lugar, la reutilización del tramo de fibra entre el divisor y la OLT (Optical Line Terminal) situada en la central (CO, Central Office), que por otra parte suele ser el más importante, dado que el divisor suele colocarse cerca de los usuarios. En segundo lugar, todos los usuarios reciben todas las señales que se transmite desde la OLT, sea una o varias longitudes de onda. Evidentemente en este caso la ONU (Optical Network Unit), terminal del usuario, tiene que poder discriminar entre diferentes longitudes de onda en el caso que las haya.

El gran inconveniente es la gran pérdida de potencia producida en el divisor. Cada divisor por 2 provoca una atenuación de potencia de 3 dB más unas pérdidas de inserción adicionales de alrededor de 0.5 dB, pérdidas de exceso. Con un divisor para 64 usuarios esto representa una atenuación de 21 dB. Esto limita mucho el número de

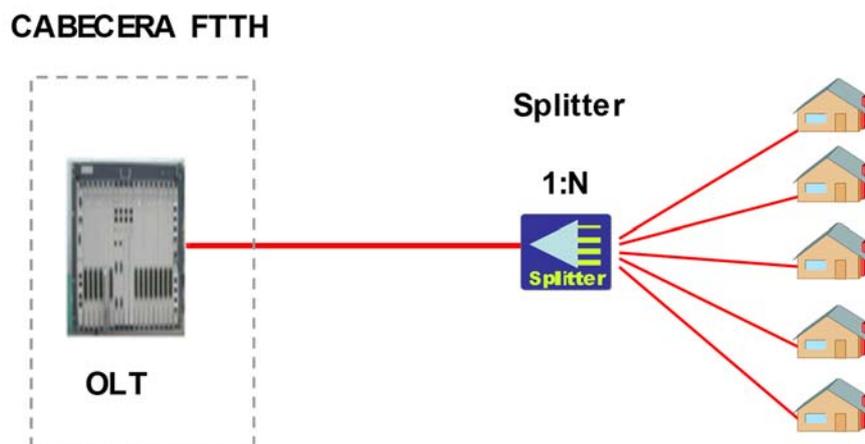


Figura 1. Red de distribución basada en divisores de potencia.

usuarios a los que se les puede dar servicio o la distancia máxima a la que puede darse cobertura.

2.1.2 Topología basada en multiplexores de longitud de onda

Otro tipo de redes de distribución, no implementadas de forma comercial, pero sí definidas y usadas en redes experimentales, son las basadas en multiplexores de longitud de onda, usualmente AWG (Arrayed Waveguide Grating) [5]. Este tipo de redes tiene la desventaja que el usuario final no recibe todas las longitudes de onda transmitidas por la OLT, sólo las que puedan ser transmitidas a través de cada uno de los puertos del AWG, teniendo en cuenta su ancho de banda y su FSR (Free Spectral Range).

La ventaja, aparte de la reutilización del tramo de fibra entre la OLT y el AWG, cercano al usuario final, como el caso del divisor de potencia, es que el AWG aporta unas pérdidas mucho más bajas que el caso de utilizar divisores de potencia. Un AWG pueda aportar unas pérdidas de inserción entre 3.5 y 5.5 dB (Neophotonics, Enablence Technologies). El tener menos pérdidas posibilita una mayor área de cobertura y actualmente ya hay AWG atérmicos pasivos que son insensibles a las variaciones de temperatura. Por el contrario, el número de usuarios quedaría limitado al número de puertos del AWG. Evidentemente el coste de un AWG es mayor que el de los divisores de potencia.

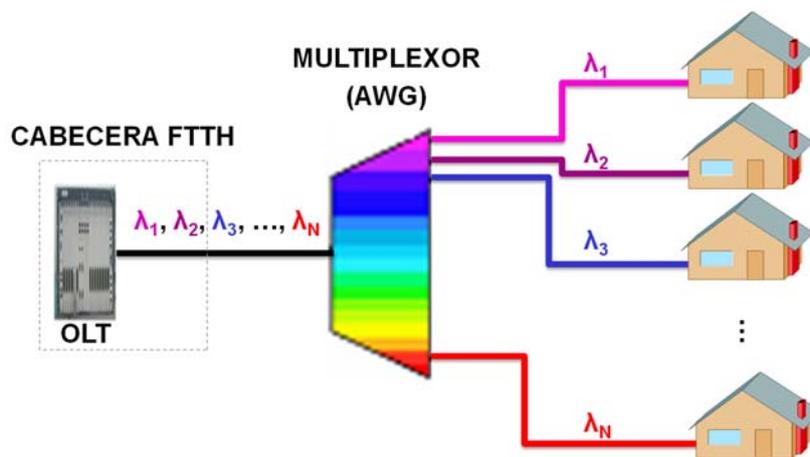


Figura 2. Red de distribución basada en AWG.

2.1.3 Topología híbrida

Una forma de tener un compromiso entre las ventajas y desventajas de cada una de las topologías anteriores es tener un híbrido entre las dos.

Con las redes híbridas se consiguen paliar un poco los inconvenientes de cada una de las primeras arquitecturas, por medio del balance entre el número de puertos del AWG y el factor de división de los divisores de potencia, Figura 3.

Desde la Figura 1 a la Figura 3 se muestra la arquitectura sólo de la red de distribución en la planta exterior. Las mismas estructuras pueden ser utilizadas en la

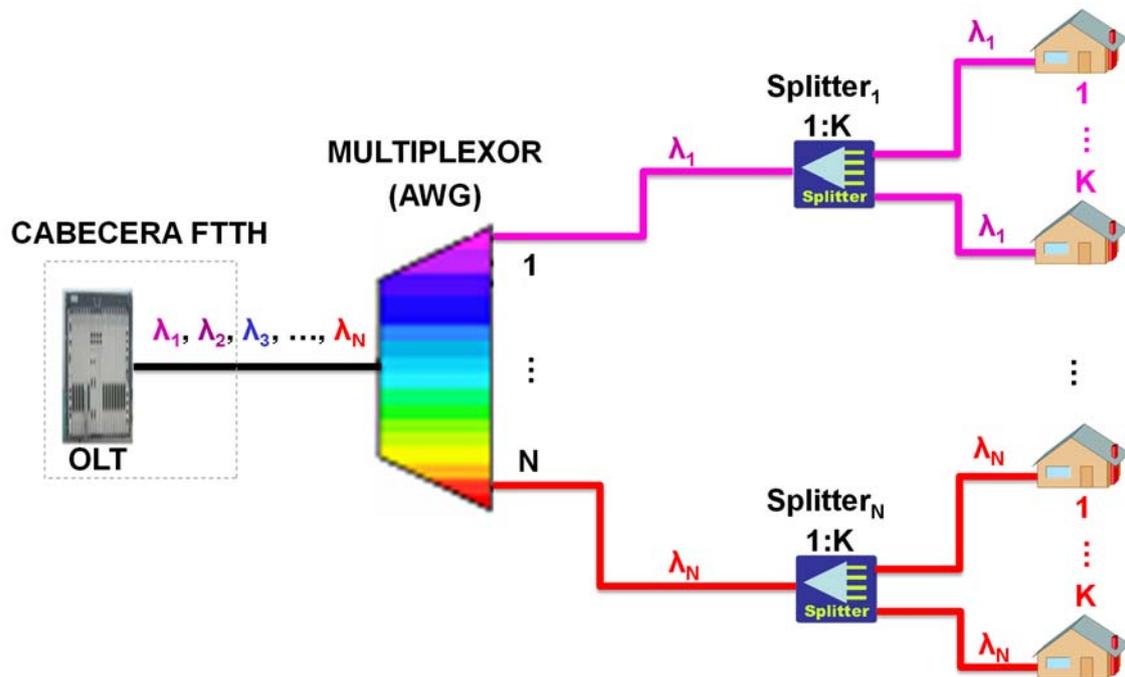


Figura 3. Red de distribución híbrida.

parte de la central (CO), simplemente girando horizontalmente dichas figuras, esto sería el caso de tener varios emisores/receptores en la OLT. Obteniéndose cuatro estructuras central/red de distribución. Contando las combinaciones con una red híbrida este número es elevado a nueve.

2.2 ESTÁNDARES ACTUALES

Los estándares más importantes en las redes de acceso, sobre estructuras PON, son las redes EPON y GPON. Usan TDM con una longitud de onda para subida y otra de bajada compartidas en multiplexación en tiempo entre todos los usuarios. Las redes EPON pertenecen a la familia de estándares en red de acceso desarrollados por el Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), entre los que se puede destacar el nombrado EPON (IEEE 802.3ah) [1], ratificado en 2004 y la versión más evolucionada de 10 Gb/s, 10G-EPON (IEEE 802.3av) [6], ratificada en 2009.

Por otra parte, existe la familia GPON que fue en un principio desarrollada por FSAN (Full Service Access Network), cediendo luego el trabajo a la International Telecommunication Union (ITU)-Telecommunication Standardization Sector (ITU-T) para su estandarización (2003).

En la Tabla 1 se resumen las principales características para los dos estándares.

CARACTERÍSTICA	ITU G.984	IEEE 802.3AH
DISTANCIA	60 km (20 km entre ONUs)	20 km
NÚMERO DE ONUS POR OLT	64 (128 con FEC)	32 (64 con FEC)
VELOCIDAD HACIA OLT (SUBIDA)	155 Mb/s, 622 Mb/s, 1.25 Gb/s o 2.5 Gb/s	1.25 Gb/s
VELOCIDAD HACIA LA ONU (BAJADA)	1.25 Gb/s o 2.5 Gb/s	1.25 Gb/s
CODIFICACIÓN	NZR (+scrambling)	8B10B
LONGITUDES DE ONDA	Hacia OLT: 1260-1360 nm Hacia ONU: 1480-1500 nm	Hacia OLT: 1260-1360 nm Hacia ONU: 1480-1500 nm
EFICIENCIA	92%	70%

Tabla 1. Características de la capa física de los estándares EPON/GPON.

No se tardó mucho en plantearse la evolución de los estándares anteriores. En 2006, FSAN/ITU-T empezó a considerar cuál sería el sistema que seguiría a GPON.

Inicialmente se desarrollaron las especificaciones adicionales que permitieran realizar una suave migración a cualquier sistema que llegara después. Este trabajo dio como resultado la recomendación G.984.5 [7], en la cual se redefine el plan de frecuencias y los filtros de bloqueo en las ONUs para prevenir las posibles interferencias provocadas por frecuencias, que podíamos denominar, no-GPON.

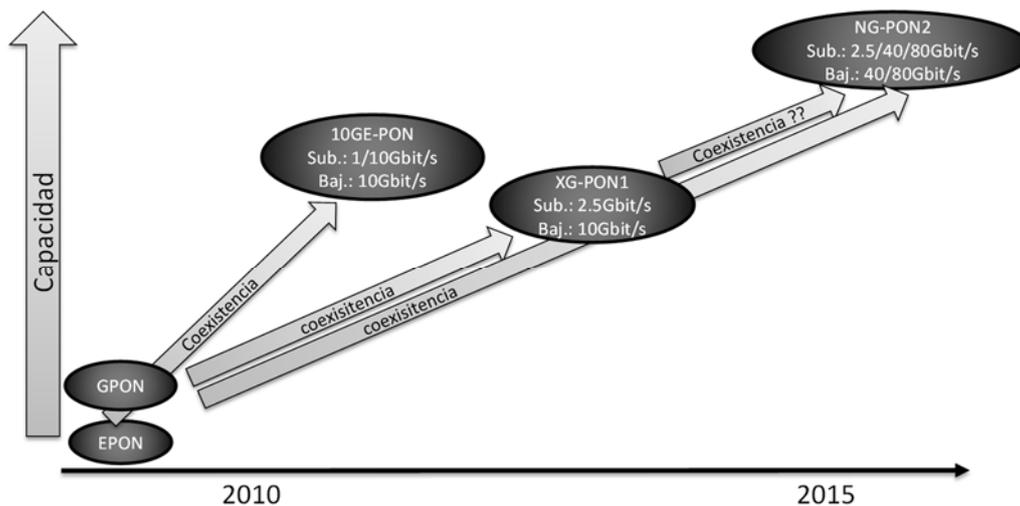


Figura 4. Resumen de la evolución de las familias de estándares EPON y GPON.

Más tarde, en 2007, el trabajo ya se centró más en el propio sistema a desarrollar. Muchas opciones técnicas se plantearon como candidatas, algunas de ellas con arquitecturas y perfiles de servicio muy diferentes a GPON. Finalmente, en 2010 surgió la recomendación G.987 [8], conocida por las siglas XG-PON1 (10-Gigabit-capable Passive Optical Network), como evolución de la red GPON. Sistema basado también en una arquitectura TDM-PON para reaprovechar los despliegues realizados en la red de distribución (ODN, Optical Distribution Network). Este punto es crucial, tanto para los presentes como futuros estándares de la IEEE e ITU-T, por lo menos en un corto plazo. La razón es puramente económica, ya que la ODN representa un 70% del total de la inversión en las redes FTTH. Siguiendo este criterio, la XG-PON1 fue definida por la ITU-T G.987 para ser desarrollada en un corto plazo y operada sobre las redes de distribución GPON ya existentes, y heredando su gestión. La velocidad de transmisión fue aumentada a 10 Gb/s en la bajada y combinada con 2.5 Gb/s para la subida. Hay que tener presente que estas velocidades son compartidas entre todas las ONUs pertenecientes a una OLT mediante una multiplexación temporal.

En cuanto a las bandas de trabajo, éstas fueron elegidas por la FSAN como 1575 nm en la bajada y alrededor de 1270 nm en la subida. Estas bandas permiten mantener la compatibilidad con los estándares existentes anteriormente, característica que permitiría realizar una migración suave. La organización de las bandas por parte de la ITU queda reflejada en la Figura 5, junto con otras bandas ya definidas.

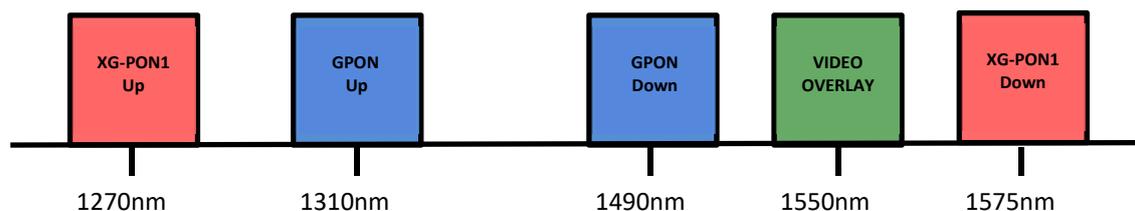


Figura 5. Organización de las longitudes de onda de la ITU-T G.987.

A su vez, un resumen de las principales características del estándar XG-PON1 y 10G E-PON se reflejan en la Tabla 2.

CARACTERÍSTICAS	XG-PON1	10G E-PON
FIBRA OPTICA	Transmisión por fibra individual, compatible con ITU-T G.652	
DISTANCIA	60 km (20 o 40 km entre ONUs)	20 km
NÚMERO DE ONU POR OLT	1:32, 1:64, escalable hasta 256	1:16, 1:32
VELOCIDAD HACIA OLT (UPSTREAM)	2.5 Gb/s	1 Gb/s o 10 Gb/s
VELOCIDAD HACIA LA ONU (DOWNSTREAM)	10 Gb/s	10 Gb/s
CODIFICACIÓN	NZR (+scrambling +FEC)	64B66B
LONGITUDES DE ONDA	1260 nm a 1280 nm (Subida) 1575 nm a 1580 nm (Bajada)	

Tabla 2. Principales características del estándar XG-PON1 y 10G E-PON.

Recientemente, en 2015, se acabó de definir por la ITU, si bien quedan muchos aspectos abiertos, la última evolución dentro de la familia GPON, la llamada NG-PON2, [9]-[11].

Este estándar representa un paso más en las redes de acceso pasivas (PON) al explotar los dos dominios: el tiempo, continuando con la utilización del TDM como sus antecesores, y a su vez, incluyendo la longitud de onda, agregando el uso de la multiplicación en longitud de onda (WDM) para incrementar la velocidad de transmisión total a 40 Gb/s, en un principio con el uso de cuatro longitudes de onda.

También permite unir en la red de acceso varios tipos de servicios: un gran volumen de usuarios residenciales, mediante el concepto TWDM, junto con la posibilidad de realizar enlaces punto a punto (PtP WDM PON), utilizando una longitud de onda, para dar servicio a puntos con una gran demanda de velocidad de transmisión, por ejemplo, estaciones base de móviles.

Un gran reto que incorpora el estándar NG-PON2 es el desarrollo de transceptores sintonizables de bajo coste, junto con el control y la gestión del dominio de la longitud de onda.

A continuación, se muestra un resumen de las principales características del estándar NG-PON2 en la Tabla 3.

CARACTERÍSTICAS		ITU- T G.989	
DISTANCIA	60 km (20 o 40 km entre ONUs)		
NÚMERO DE ONU POR OLT	Hasta 256 con 4 λ s		
VELOCIDAD TWDM	<u>SUBIDA \ BAJADA</u>		
	2.5 Gb/s \ 2.5 Gb/s		
	2.5 Gb/s \ 10Gb/s		
VELOCIDAD PTP	<u>SUBIDA \ BAJADA</u>		
	1.25 Gb/s \ 1.25 Gb/s		
	2.5 Gb/s \ 2.5 Gb/s		
LONGITUDES DE ONDA TWDM	<u>SUBIDA</u>		<u>BAJADA</u>
	1524 nm a 1544 nm (wide band)		1596 nm a 1603 nm
	1528 nm a 1540 nm (reduced band)		
LONGITUDES DE ONDA PTP	1532 nm a 1540 nm (narrow band)		
	1524 nm a 1625 nm (expanded spectrum)		
	1603 nm a 1625 nm (shared spectrum)		

Tabla 3. Principales características del estándar NG-PON2.

2.3 ARQUITECTURAS EN ESTUDIO

2.3.1 TDM-PON

TDM (Time Division Multiplexing) -PON no es una de las arquitecturas en estudio propiamente dicha, sino que está muy desarrollada y de hecho es implementada hoy en día a nivel comercial. Se ha introducido aquí para que consten todas las opciones.

Está implementada sobre una topología basada en divisores de potencia, donde una gran parte de la fibra de la planta exterior es compartida por un gran número de usuarios. En el último tramo ésta se ramifica, mediante divisores de potencia, para llegar a todas las ONUs [12], [13]. Corresponde a la topología representada en la Figura 1.

Estándares representativos de esta topología son el GPON y el EPON.

Detallando sus características, en la transmisión hacia el usuario, la información transmitida por la OLT es difundida a todas las ONUs y cada una recoge la solamente la que va dirigida a ella. Mientras en el sentido hacia la OLT, el canal es compartido por muchas ONUs y debe existir un control de acceso al medio (MAC, Media Access Control) para evitar colisiones entre las transmisiones de diferentes ONUs.

Esta compartición de recursos conlleva implícitamente una reducción de la velocidad de transmisión para cada usuario. La velocidad de transmisión media vendría dada por el cociente entre la velocidad total y el número de usuarios. Si bien, hoy en día, como consecuencia de la naturaleza del tráfico propio de internet, tráfico a ráfagas, un mecanismo de asignación dinámica de ancho de banda (DBA) puede compensar este inconveniente. Pero, mirando un poco más al futuro hay que pensar en servicios (video conferencia, HDTV) que requerirán una velocidad más constante a la vez que simultánea en muchas ONUs en ciertas horas del día [14].

Las ventajas de este tipo de arquitecturas son la eficiencia en el número de fibras y la necesidad de un solo transmisor/receptor en la OLT para dar servicio a N ONUs, lo cual mejora mucho la relación coste/eficiencia.

Una de las desventajas principales es la limitación en cuanto al número de ONUs por OLT. Debido a la atenuación que introduce el divisor de potencia, valores típicos son 32 o 64 ONUs por OLT. Otra desventaja es la necesidad de tener que disponer de un MAC para evitar colisiones entre las transmisiones realizadas por las diferentes ONUs, debido a que se comparte fibra y longitud de onda, lo que complica y encarece las ONUs. Por último, también debido a la compartición del canal, las ONUs tienen que disponer de un transmisor/receptor que debe operar a una velocidad N veces más alta que el tráfico medio que le correspondería, donde N es el número de ONUs pertenecientes a una misma OLT. Esto implica un rendimiento espectral y una eficiencia en el consumo de potencia muy pobre. Utilizando valores típicos, una

velocidad de bajada de 2.5 Gb/s para 64 usuarios se convierte en menos de 40 Mb/s por usuario.

Un esquema típico de este tipo de arquitecturas se muestra en la Figura 6, donde una OLT da servicio a N ONUs. Las longitudes de onda que se reflejan en la Figura 6 son las utilizadas en el estándar GPON.

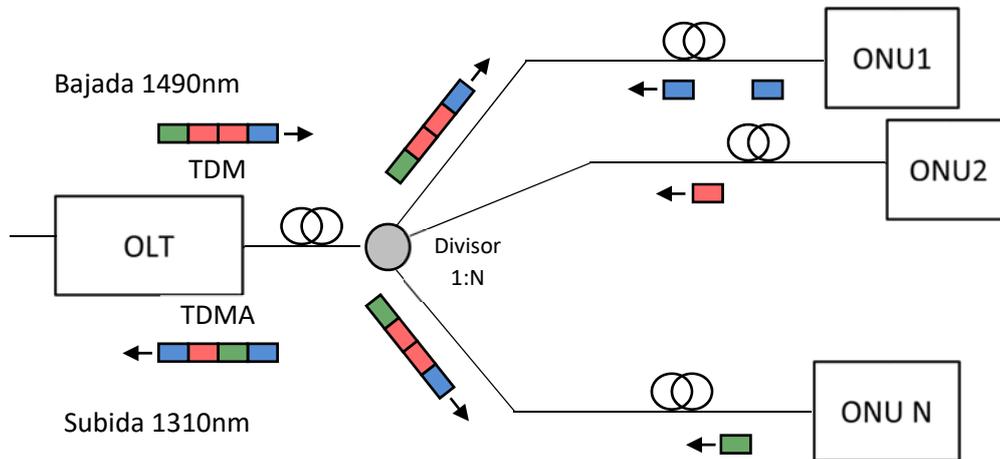


Figura 6. Esquema de una arquitectura TDM-PON.

2.3.2 WDM-PON

Es una arquitectura basada en la multiplexación por división en longitud de onda (WDM, Wavelength Division Multiplexing) [4], [5], [15]. Los canales de subida y de bajada de cada ONU tienen su o sus propias longitudes de onda, mientras que la fibra es compartida por todas las ONUs. Esta arquitectura tiene las ventajas de la TDM-PON en cuanto a eficiencia de fibras, al mismo tiempo que tiene las ventajas de las conexiones punto a punto (P2P).

Esta arquitectura está tomando cada vez más importancia como tecnología a utilizar en FTTH. La ventaja de la WDM-PON es poder ofrecer una cobertura a largas distancias, al mismo tiempo, debido a no ser una comunicación a ráfagas, dispone de mayor calidad de servicio (QoS) en cuanto a retrasos y variación del retraso. A su vez, puede operar a una gran velocidad de transmisión sin un incremento de complejidad en el MAC, dado que cada ONU dispone de un canal dedicado en exclusiva. Todo esto permite ampliar su escenario de utilización y ser utilizada en escenarios backhaul para dar servicio a estaciones base de telefonía móvil, otras OLT y demás servicios donde ya se ha hecho una agregación de tráfico.

El punto clave de esta arquitectura es la utilización de un multiplexor WDM como medio para que diversos usuarios puedan compartir parte de la infraestructura de fibra [16], [17]. En la actualidad, los multiplexores WDM comerciales sólo permiten una granularidad muy limitada, con espaciado entre canales de 100 GHz. Por este motivo no se puede disponer de un número elevado de ONUs en cada OLT, con lo que esto empeora la relación coste/eficiencia de este tipo de arquitectura.

En la Figura 7 se ofrece un esquema típico de una arquitectura basada en WDM-PON. Es necesario mencionar que en esta arquitectura las ONUs deben ser agnósticas en cuanto a longitud de onda (colorless). Esta condición es debida a que deben adaptarse al puerto del multiplexor que se les haya asignado y, además, el puerto puede cambiar por movilidad del usuario o necesidades de la operadora. Dicho condicionante implica que las ONUs deban ser implementadas mediante moduladores RSOA o mediante láseres sintonizables en toda la banda. La opción de láseres sintonizables es difícilmente implementable por razones tecnológicas y de coste.

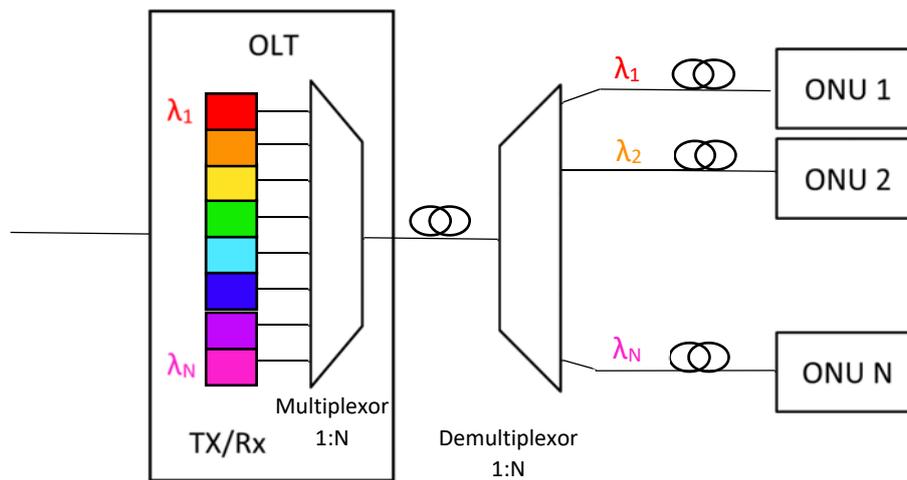


Figura 7. Esquema de una arquitectura WDM-PON.

2.3.3 Híbridos WDM/TDM PON

El principal atractivo de las arquitecturas WDM/TDM PON es maximizar el número de usuarios a los que se da servicio por medio de incorporar conjuntamente las técnicas WDM y TDM. En la literatura aparecen diversas propuestas basadas en este tipo de redes [18]-[28]. Todas ellas tienen como característica común que un conjunto de longitudes de onda se transmite conjuntamente sobre una fibra troncal o un anillo de fibra. A posteriori, cada una, varias o todas estas longitudes de onda se separan para dar servicio a una estructura basada en un árbol TDM. En este árbol se comparte el canal entre varias ONUs por medio de un divisor de potencia. De esta forma, se multiplican los factores de multiplexación que ofrecen WDM y TDM, pudiendo dar servicio a un gran número de usuarios.

En función de cómo se realiza la separación de los canales, y si éstos llegan a todas o una parte de las ONUs, aparecen diversas propuestas de arquitectura.

Una primera es la que usa una topología basada exclusivamente en divisores de potencia. Distribuye todas las longitudes de onda a todas las ONUs por medio de un divisor de potencia y utiliza un MAC para sincronizar la transmisión de las ONUs en un tiempo determinado y sobre una longitud de onda determinada [27]. Esta arquitectura es conocida por las siglas TDWDM o WBS-PON (Wavelength Broadcast

and Select Passive Optical Network) y es sobre la que se basan los estudios del estándar NG-PON2. Los transmisores de las ONU deben poder ser sintonizables y el receptor ofrecer una selectividad en longitud de onda normalmente por medio de un filtro óptico sintonizable.

Otra familia de arquitecturas son las que se basan en una topología híbrida. Responden de forma genérica a las siglas WS-PON (Wavelength Splitting Passive Optical Network) y usan en primera instancia un demultiplexor, normalmente un AWG, para separar cada longitud de onda a un árbol TDM. Posteriormente, en cada árbol se distribuyen mediante un divisor de potencia a las diferentes ONUs que componen ese árbol.

Este tipo de arquitecturas requieren transmisores/receptores de bajo coste en las ONUs, dado que estarán operando a longitudes de onda fijas. Si bien, dado que las longitudes de onda son diferentes para cada rama TDM las ONUs no podrán intercambiarse entre árboles TDM.

Las arquitecturas WS-PON reducen significativamente las pérdidas producidas en la distribución por la aparición del AWG. Al mismo tiempo se pierde la flexibilidad que ofrecía la WBS-PON, puesto que para cada ONU sólo es visible una longitud de onda.

Una tercera arquitectura, utiliza como medio para separar los canales un conmutador óptico y seguidamente la o las longitudes de onda separadas son distribuidas por medio de un divisor de potencia. Responde a las siglas WR-PON (Wavelength Routed Passive Optical Network) y disponen de una flexibilidad igual a las WBS-PON y una reducción de las pérdidas en la red de distribución como las WS-PON. Estas redes introducen elementos dinámicos que permitan cambiar los enrutamientos de las diferentes longitudes de onda, lo que las hace muy caras económicamente hablando [23]-[25].

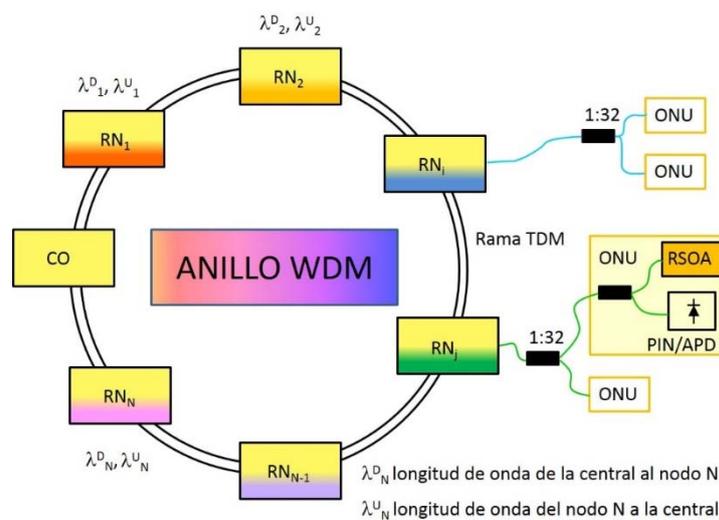


Figura 8. Esquema de la red SARDANA [26], [28].

Una de las opciones más interesantes para la nueva generación de redes son las llamadas directamente WDM/TDM-PON. Una propuesta de este tipo es la implementada y demostrado su funcionamiento en el proyecto SARDANA [26], [28], Figura 8. Esta red proporciona servicio a 1024 usuarios con canales de 2.5 Gb/s o 10 Gb/s. garantizando a cada usuario entre 100 Mb/s y 1 Gb/s en un área de cobertura de 60-100 km.

Esta topología está formada por un anillo doble con N nodos, de donde nacen los árboles TDM, más un nodo para la CO. Los árboles TDM pueden tener una distancia de hasta 20 km, distancia heredada de los estándares PON existentes. Mientras que el anillo puede dar cobertura a distancias típicas de un área metropolitana.

Es de resaltar que esta arquitectura es compatible con ONUs que no dispongan de ninguna selección de longitud de onda, ni sintonía. Debido a la utilización de RSOA (Reflective Semiconductor Optical Amplifier) en las ONUs como transmisores, y puesto que la selección de la longitud de onda se realiza en el nodo, se pueden utilizar como receptores diodos PIN o APD (Avalanche Photodiode). Esta característica permite que todas las ONUs sean iguales, con la consiguiente reducción de costes.

2.3.4 OFDM-PON

Las arquitecturas OFDM-PON (Orthogonal Frequency Division Multiplexing Passive Optical Network) ha sido una de las últimas en ser adaptadas a las redes de acceso. Un esquema representativo de esta arquitectura se muestra en la (Figura 9).

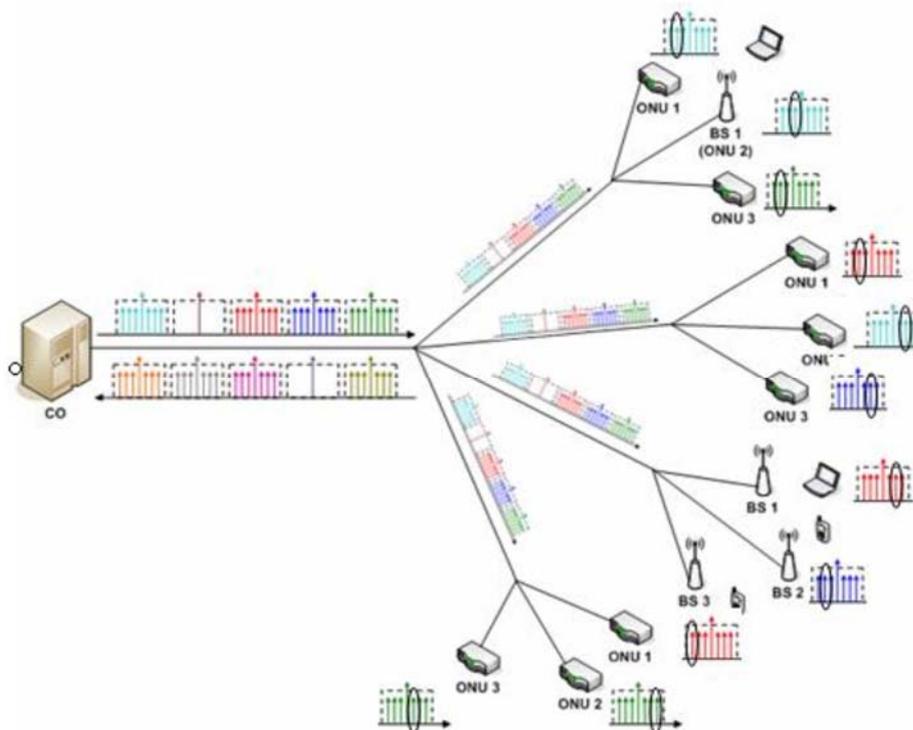


Figura 9. Esquema de arquitectura OFDM-PON (proyecto ACCORNACE [30]).

La clave de esta arquitectura es la compartición de dos señales OFDM, una de subida y otra de bajada, entre todas las ONUs pertenecientes a una OLT sobre una topología de red con divisores de potencia. La compartición de la señal OFDM se hace asignando un grupo de subportadoras a cada ONU [29]-[32].

Este tipo de redes aporta una gran flexibilidad, puesto que el conjunto de subportadoras asignadas a cada ONU puede ir variando. Al mismo tiempo se dispone de una gran granularidad ya que el número de subportadoras puede llegar a ser de 1024 [32]. Incluso puede aumentarse la granularidad compartiendo una subportadora entre varias ONUs por medio de TDM.

Las desventajas de esta arquitectura residen en el coste de los transmisores/receptores. El procesado de señal que se requiere es elevado y existe la necesidad de disponer de un MAC que ordene la transmisión de las ONUs, realizando la asignación de las portadoras a cada una de ellas. Hay que añadir como desventaja que la señal debe distribuirse a todas las ONUs, lo que implica una gran pérdida de potencia por la aparición de los divisores de potencia. Es este caso estas pérdidas son críticas por el pobre PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) que presenta la OFDM.

El funcionamiento de este tipo de arquitectura ha sido demostrado en el proyecto ACCORDANCE [30].

2.3.5 UDWDM-PON

UDWDM (Ultra-Dense Wavelength Division Multiplexing) es una arquitectura basada en WDM-PON. A diferencia de las arquitecturas WDM-PON, este tipo de arquitectura utiliza un divisor de potencia como elemento clave de la red de distribución, lo cual permite que cada ONU pueda acceder en principio a todas las longitudes de onda disponibles.

Al mismo tiempo, este tipo de arquitecturas introduce la detección coherente, lo que permite tener una mejor sensibilidad y una mayor selectividad en los receptores de las ONUs y las OLTs [33]-[37].

Por una parte, la mejora en la sensibilidad de los receptores permite tener un mayor factor de división en el divisor de potencia y, por tanto, tener un mayor número de ONUs compartiendo la misma red de distribución.

Por otra parte, el tener una mayor selectividad incrementa la eficiencia espectral con respecto a los sistemas TDM y WDM, que hacen un pobre uso de la capacidad de la fibra. El aumento de la selectividad permite tener una mayor granularidad en longitud de onda. Como consecuencia directa se dispondrán de más longitudes de onda, canales, lo que permite introducir el concepto de una longitud de onda por usuario (Wavelength-to-the-User).

La tecnología UDWDM necesita una OLT con un gran número de transmisores/receptores. En principio, esto parece incrementar el consumo con respecto a las TDM-PON. Sin embargo, es paliado por el hecho que cada receptor está

funcionando a una velocidad mucho más baja, e incluso, los que no estén funcionando pueden estar apagados.

Debido al uso de receptores coherentes, se debe disponer bien de un conjunto de láseres perfectamente calibrados a las longitudes de onda establecidas o bien de láseres sintonizables en un margen amplio de longitudes de onda. A su vez estos láseres requieren una estabilización en longitud de onda. Esto, que no supone un grave problema en la OLT, implica un encarecimiento de las ONUs, lo cual es contradictorio con el principio de bajo coste establecido para este tipo de equipamiento. Sin embargo, el progreso realizado en el desarrollo de láseres sintonizables permite utilizar esta tecnología a un coste razonable [35]. A título de ejemplo, se pueden proporcionar velocidades de transmisión por encima de 1 Gb/s, lo que parece suficiente para la demanda de un usuario residencial, con una separación entre canales de pocos GHz.

En cuanto al número de usuarios al que se puede dar servicio con este tipo de arquitecturas, es fácilmente alcanzable una ratio de 256 ONUs por OLT, suministrando 1 Gb/s a cada una de ellas.

Estas arquitecturas, junto con la aplicación de receptores coherentes han sido motivo de amplio estudio en el proyecto COCONUT, demostrando la viabilidad de esta opción para las redes del futuro.

2.4 LÁSERES SINTONIZABLES. TECNOLOGÍAS Y CARACTERÍSTICAS

En este apartado se realizará una revisión de las principales técnicas que permiten realizar diodos láseres sintonizables, centrándose en las características que presentan. Principalmente se pueden dividir en dos clases: las estructuras monolíticas (integradas en un solo chip) y los láseres con cavidades externas.

Las últimas disponen de muy buenas características en cuanto a potencia, pureza espectral y bajo ruido de fase. Pero, dado su tamaño y el uso de componentes electromecánicos, que hacen lenta su sintonización, su utilización es dirigida principalmente a equipamientos de medida y testeo. Por tanto, nos centraremos más en las estructuras monolíticas.

2.4.1 Estructuras monolíticas

Desde un punto de vista práctico este tipo de láseres son los preferidos, dada su robustez, manejabilidad y su coste.

Tres tipos de estructuras básicas podemos encontrar: las conocidas como DFB (Distributed FeedBack), DBR (Distributed Bragg Reflector) y VCSEL (Vertical Cavity Surface Emitting Lasers).

2.4.1.1 Láseres DFB

Hoy en día los láseres DFB son usados en casi todas las redes DWDM (Dense Wavelength Division Multiplexing). Una capa corrugada (usualmente se utiliza el anglicismo grating) dentro de la cavidad activa es la encargada de reflejar una sola longitud de onda, induciendo un solo modo resonante en el láser, y produciendo una longitud de onda estable y con un ancho de banda estrecho. El periodo espacial del grating controla la longitud de onda en la cual se produce la resonancia.

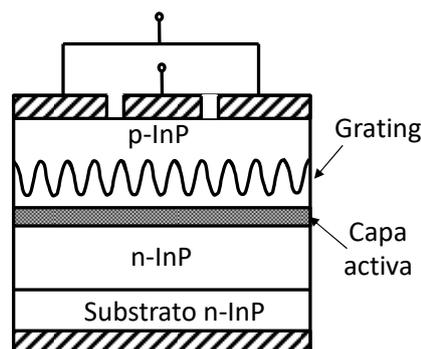


Figura 10. Esquema de un láser DFB.

La sintonía de los láseres DFB se produce cambiando la temperatura de la cavidad resonante. Este cambio induce una variación del índice de refracción, $\Delta n/n = \Delta\lambda/\lambda$, lo cual provoca un cambio en la longitud eléctrica efectiva de la cavidad y la longitud de onda emitida [38]-[40].

La desventaja de este tipo de láseres estriba en que para lograr una sintonía de pocos nanómetros se requieren márgenes de temperatura relativamente grandes. Se puede lograr una sintonía continua de 5 nm con un margen de temperatura de -5 a 50°C.

Pese a esto, son grandes candidatos para la realización de transceptores coherentes [39].

Se pueden integrar varios láseres en una sólo unidad para cubrir márgenes de sintonía más amplia. Este dispositivo requiere una electrónica de control que elija el láser activo para cada longitud de onda. Si bien, esta electrónica puede ser integrada en el mismo chip, encarece el producto y complica en control.

2.4.1.2 Láseres DBR

Estos láseres constan de tres secciones: la zona activa, la zona de grating y la zona de control de fase [38]-[39].

La zona activa que produce la ganancia tiene un ancho de banda grande, por tanto, no produce selectividad.

La zona de grating, que aparece a ambos lados de la zona activa, produce la selectividad. Al estar a ambos lados de la zona activa simplifica el proceso de crecimiento epitaxial durante su fabricación, pero al ser menor disminuye la pureza espectral. En un láser DBR la sintonía se realiza cambiando el índice de refracción de esta sección, bien térmicamente, bien por inyección de corriente.

Una zona de control de fase, situada entre la zona activa y la de grating, permite alinear el modo de la cavidad con el pico de reflexión. Esto permite un ajuste fino en la sintonía.

Un láser DBR estándar de tres secciones puede sintonizarse en un margen de 10 nm. Estos márgenes de sintonía pueden incrementarse con estructuras más especializadas, como son la SG-DBR (Sampled-Grating Distributed Bragg Reflector) y la DS-DRB (Digital Supermode Distributed Bragg Reflector) las cuales se basan en añadir secciones grating con diferentes espaciados espaciales. Durante la sintonía, el grating

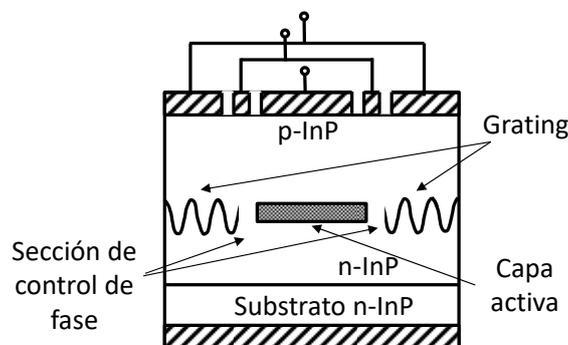


Figura 11. Esquema de un láser DBR.

es ajustado para resonar en la sección donde se corresponde con la longitud de onda deseada.

Otra estructura es la MGY-laser (Modulated-Grating Y-Branch), donde se utiliza la interferencia constructiva de dos reflectores para seleccionar el modo que produzca la longitud de onda deseada. Evidentemente, todas estas técnicas requieren de una circuitería que controle las diferentes secciones, lo cual encarece y complica el dispositivo. Además, debido a que la sintonización no es continua en todo el margen, su utilización se complica más si cabe.

2.4.1.3 Láseres VCSEL

Los láseres VCSEL están basados en una región activa y una pila de espejos contruidos en capas de un cuarto de longitud de onda. El mecanismo de sintonía está basado en tecnología MEMS (Sistemas-Micro-Electro-Mecánicos), que modifica la cavidad del láser moviendo uno de sus extremos.

El hecho de emitir por la parte superior permite una gran facilidad de testeado y de construir estructuras en dos dimensiones, agrupando muchos de ellos.

El margen de sintonía de este tipo de dispositivos puede llegar a ser de 30nm, pero, si sólo consideramos el método de sintonía basado en la temperatura, no es posible ir más allá de los 2nm.

La potencia de emisión limitada, una capa activa muy corta y la fiabilidad de los elementos electromecánicos son sus desventajas, así como en ruido de fase que presentan.

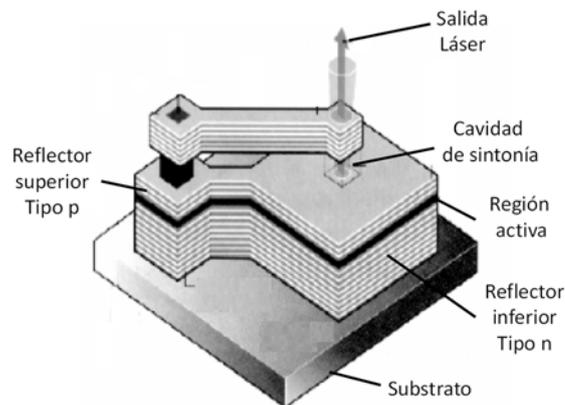


Figura 12. Esquema de un láser VCSEL.

A título de resumen final sobre de las tres familias candidatas a ser utilizadas como láseres sintonizables, se observa que todas presentan ventajas y desventajas. Pero sobre todo pesará en la valoración los inconvenientes en su utilización en aplicaciones UDWMD, algunos de ellos de difícil solución.

Los láseres VCSEL son descartados por la anchura de línea que presentan, en el mejor de los casos 50 MHz, demasiado grande para las aplicaciones que se mostrarán

en este trabajo. Otro inconveniente que presentan es su escaso nivel de potencia. Por último, disponen de un SMSR (Side Mode Suppression Ratio) pobre, de 30 dB aproximadamente, que puede interferir a otros canales.

La familia de láseres DBR son descartados por su complicación en el control, lo cual encarecerá el transceptor donde se incorporarán y por no disponer de una sintonía continua. Es posible que en un futuro la tecnología permita disponer de un control sencillo, con lo cual pasarían a ser unos excelentes candidatos.

Los láseres DFB serán los elegidos, pese a que tampoco sean ideales, porque cumplen con los requisitos de transmisión: su anchura de línea es menor de 5 MHz, su SMSR es mayor de 50 dB y tienen una sintonía continua y de fácil control mediante la temperatura. Así mismo, no son menos importantes los motivos comerciales como es su coste reducido y su gran disponibilidad en el mercado.

3 OBJETIVOS Y ORGANIZACIÓN DEL ESTUDIO

3.1 OBJETIVOS DEL ESTUDIO

El objetivo de este trabajo de investigación es diseñar y dimensionar una red de acceso basada en el concepto de una longitud de onda aleatoria por usuario, como una alternativa viable y de bajo coste para la nueva generación de redes de acceso [33].

Esta red deberá estar basada, en la planta exterior, en una arquitectura UDWDM-PON con divisores de potencia que permitirá aprovechar en lo posible el despliegue en planta exterior existente.

Como la nueva generación de redes de acceso impone grandes ratios de usuarios por OLT, los receptores habrán de ser coherentes. Este tipo de receptores presentan una mayor sensibilidad y, como la selectividad la ofrece un filtrado eléctrico y no óptico, un rendimiento espectral mucho mayor comparándolos con receptores con detección directa. La selectividad permitirá disponer de un número de longitudes de onda suficiente y la sensibilidad un factor de división en el divisor de potencia elevado, para dar servicio a un gran número de usuarios [34]-[37]. Como aspecto negativo de los receptores coherentes puede pensarse que son económicamente prohibitivos, pero como se demuestra en [15], [35] son una buena opción para las redes de acceso.

Las ONUs han de ser de bajo coste, eso implica la utilización de láseres DFB, ampliamente utilizados en las comunicaciones ópticas, cuyos costes de fabricación son bajos [39] y su manejo es mucho más sencillo.

Debido a que encarecería mucho el producto, es deseable no realizar una calibración y selección de los láseres en su proceso de instalación. Por otra parte, las ONUs deben poder trasladarse de una OLT a otra sin tener que preocuparse de qué canales estén libres en su nuevo emplazamiento. Esto no sería posible si los láseres tuvieran preseleccionada y fijada su longitud de onda siguiendo la estricta rejilla de canales de la ITU.

En vez de disponer de láseres calibrados, se aprovechará que los procesos de fabricación de láseres DFB actualmente acaban produciendo láseres con una longitud de onda aleatoria, con un margen de unos pocos nm, alrededor de la longitud de onda de diseño [41]. Es decir, aprovechando esta “imperfección” se podrá disponer de láseres con una longitud de onda aleatoria dentro de una banda, bien extendiendo el margen aleatorio dentro del proceso de fabricación o bien mezclando láseres diseñados para varias longitudes de onda. En este estudio se optará por la segunda opción. Posteriormente, se realizará una sintonía fina, por medio de calentar o calentar/enfriar los láseres mediante una célula Peltier, para situarlos en el canal adecuado [27], [41]-[45]. Esto nos lleva a que todas las ONUs sean idénticas, es decir, agnósticas en longitud de onda, dada la posibilidad de sintonizarlas, lo cual abarata los costes en la fabricación y distribución. El inconveniente que habrá que superar es el margen de sintonía limitado, no más de 4-5 nm en el mejor de los casos, manteniendo sus prestaciones. Este margen no permitirá alcanzar toda la banda necesaria [38].

La limitación en el margen de sintonía lleva a tener que realizar una gestión dinámica del espectro. Esto implicará dotar a la red de una cierta inteligencia para, en la fase de activación, asignar longitud/es de onda. Por una parte, a cada nueva ONU que se active se le asignará una o dos longitudes de onda (canal) de forma que no colisionen con otras ya asignadas. A su vez, esta asignación debe maximizar la probabilidad de que la siguiente ONU pueda encontrar un canal libre dentro de su margen de sintonía. Por otra parte, debido a motivos de coexistencia con las bandas utilizadas por otros estándares y por el dimensionado de la OLT, todo se realizará utilizando la mínima banda posible. Debido a esto, se desarrollan algoritmos heurísticos que asignen longitudes de onda en fase de activación, manteniendo la probabilidad de no poder dar servicio a una nueva ONU por debajo de un umbral de al menos 10^{-3} y utilizando el menor número de canales posible.

Así mismo, en algunos casos, se requerirá la instalación de las ONUs en armarios situados en el exterior de las viviendas o incluso en postes. Esto provocará que se vean expuestas a condiciones ambientales cambiantes que afectarán a la sintonía de los láseres, ya que la sintonía se realiza de forma térmica. Si los cambios son lo suficientemente grandes provocará que la ONU no pueda mantener el canal asignado. Esto plantea otro reto a superar, ahora durante el proceso de operación, como es el de las reasignaciones del canal en las ONUs que no puedan mantenerse en el canal asignado previamente. En este punto habrá que modificar/diseñar nuevos algoritmos heurísticos que permitan realizar estas reasignaciones de forma adecuada.

Los resultados obtenidos con los diferentes esquemas propuestos de asignación/reasignación de canales permitirán establecer el número de canales necesarios para cada una de los escenarios considerados.

Una vez dimensionada la planta externa se abordará el diseño de la OLT.

Por último, se presentarán los posibles procedimientos de activación para las diferentes organizaciones de bandas consideradas y los diferentes modos de operación.

3.2 ORGANIZACIÓN DEL ESTUDIO

Para alcanzar el objetivo marcado se realizarán unos objetivos parciales, de forma que cada uno de ellos permita establecer los condicionantes para el siguiente paso. La relación de objetivos parciales a seguir es la siguiente:

- 1) Realizar un análisis de las exigencias de la red: topología, velocidad de transmisión por usuarios, número de usuarios, separación de los canales, potencias de transmisión.
- 2) Establecer los requisitos y limitaciones que establecen los dispositivos sintonizables en función de la temperatura.
- 3) Medidas de caracterización de láseres y su sintonía.
- 4) Realizar un análisis y valoración de los modos de operación Half-Duplex y Full-Duplex, evitando el backscattering.
- 5) Estudiar los modelados estadísticos que permitan dimensionar el número de canales necesarios, dado en número de usuarios, presentes en la literatura.
- 6) Desarrollar y validar algoritmos heurísticos de asignación de canal para minimizar la probabilidad de no permitir la activación de un nuevo usuario. Realización de un dimensionado del número de canales en función del número de usuarios y la topología de la red. Esto permitirá establecer los parámetros de fabricación de los láseres y las bandas del espectro necesarias.
- 7) Analizar y diseñar metodologías de asignación de longitudes de onda bajo condiciones ambientales cambiantes. Establecer factores de mérito que permitan su valoración.
- 8) Diseño de la estructura la de OLT. El uso de divisores de potencia o AWG en la OLT, junto con amplificadores ópticos, permitirá establecer el área de cobertura y el número de canales efectivos de los que se disponga.
- 9) Medidas de caracterización de los AWG, anchos de banda efectivos y sintonización mediante la temperatura.
- 10) Diseño de la estructura y organización de los emisores y receptores de la OLT. Valoración del tipo de láseres a utilizar en los emisores/ receptores

Desarrollar algoritmos de activación de las ONUs, tanto para el modo de transmisión Full-Duplex como Half-Duplex.

4 ASPECTOS RELEVANTES EN LA IMPLEMENTACIÓN DE WAVELENGTH TO THE USER EN UDWDM-PON

En este apartado se irán detallando los parámetros que se han ido fijando para el diseño de la red. Estos parámetros se fijarán de forma que puedan ser alcanzados con la tecnología existente y al mismo tiempo consigan dar servicio a un número máximo de usuarios. Evidentemente hay muchos aspectos que no aparecerán en este redactado, sólo formarán parte de él aquellos que estén ligados con la estructura de la red de distribución, las limitaciones físicas y los procesos de activación y operación.

4.1 ANÁLISIS DE LA RED EXTERNA: TOPOLOGÍA Y DIMENSIONADO

En este punto se definirá cuál debe ser la estructura y dimensión de la red de distribución en la planta externa, es decir, desde la salida de la central (OLT) hasta los usuarios finales.

Dado que todos los usuarios tienen que poder, en principio, acceder a todas las longitudes de onda disponibles en la red, de las dos opciones mostradas en la Figura 13 la elegida será la red basada en divisores de potencia, pues en este caso prima la característica que todos los usuarios tengan la posibilidad de recibir/transmitir en todas las longitudes de onda disponibles. El alcance, como se comprobará seguidamente, será más que suficiente con este tipo de topología para una red de acceso.

El hecho de utilizar divisores de potencia implica que la potencia recibida por cada una de las ONUs será dividida por el factor de división propio del divisor de potencia más unas pérdidas adicionales. Esto junto con la potencia máxima emitida y la sensibilidad del receptor marcará el número de usuarios máximo de la red i/o la distancia máxima a la que podrán estar de la central.

Si se analiza cada una de ellos por separado, la potencia máxima viene limitada por la normativa 608025-2 del International Electrotechnical Commission [46], que

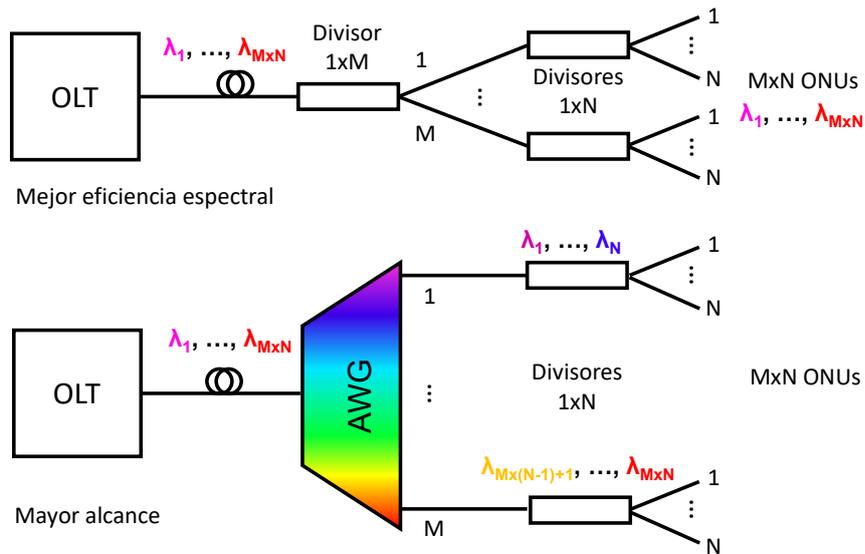


Figura 13. Topologías de la red de distribución de un escenario wavelength-to-the-user. Basada en divisores de potencia (arriba), o híbrida AWG/divisores de potencia (abajo).

califica la planta externa como zona restringida y limita la potencia máxima transmitida por una fibra a 21.34 dBm (Hazard Level 1M), por razones de seguridad en los ojos. La máxima potencia media de cada canal en la entrada a la red de distribución, que es el punto más crítico, en función del número de láseres viene dada por la expresión:

$$P_m \text{ (dBm)} = 21.34 \text{ (dBm)} - 10 \log[N] \quad N = \text{número de canales} \quad \{1\}$$

Hay que tener presente que cada usuario debe disponer de una longitud de onda y, por tanto, un canal. Así es equivalente hablar de usuarios o canales.

A cada usuario se le desea suministrar una capacidad de transmisión de 1 Gb/s, que teniendo en cuenta la codificación de línea 8B/10B se transformará en 1.25 Gb/s. Teniendo en cuenta las condiciones de capacidad de transmisión especificadas, para una transmisión de 1.25 Gb/s, utilizando una modulación de fase diferencial de dos niveles y una probabilidad de error de 10^{-3} , como ha sido demostrado experimentalmente en [47], se requiere una sensibilidad en el receptor de entre -46 y -49 dBm dependiendo si la recepción es heterodina u homodina. Aunque el valor 10^{-3} es una BER pobre, con los FEC (Forward Error Correction) de nueva generación es fácilmente alcanzable una BER post-FEC de 10^{-9} [48]-[50].

Si, con estos valores, se calcula la potencia media necesaria al inicio de la red de distribución (P_m) en función del factor de división del divisor de potencia, que será igual al número de usuarios (N), se dispone de la siguiente expresión:

$$P_m \text{ (dBm)} = -46 \text{ (dBm)} + 10 \log[N] + 0.5 \log_2[N] + d \text{ (km)} \alpha \text{ (dB/km)} \quad \{2\}$$

En esta expresión se han añadido 0.5 dB extras, pérdidas de exceso, por cada etapa divisora por 2 necesaria, una atenuación de la fibra (α) de 0.25 dB/km y se ha

tomado una distancia OLT-ONU (d) de 40 km, considerada suficiente para una red de acceso. Para la sensibilidad se ha optado por coger -46 dBm, el peor caso del margen dado en [47].

Como se puede apreciar en la Figura 14, el número máximo de usuarios que pueden compartir una fibra en las condiciones establecidas, una longitud de onda por usuario y 1 Gb/s de capacidad de transmisión por usuarios, será de 256. A partir de este punto se sobrepasaría el nivel de seguridad. En este punto se dispondrá de un margen de unos 5 dB para posibles imperfecciones en el diseño, por ejemplo, conectores, soldaduras o para aumentar el alcance.

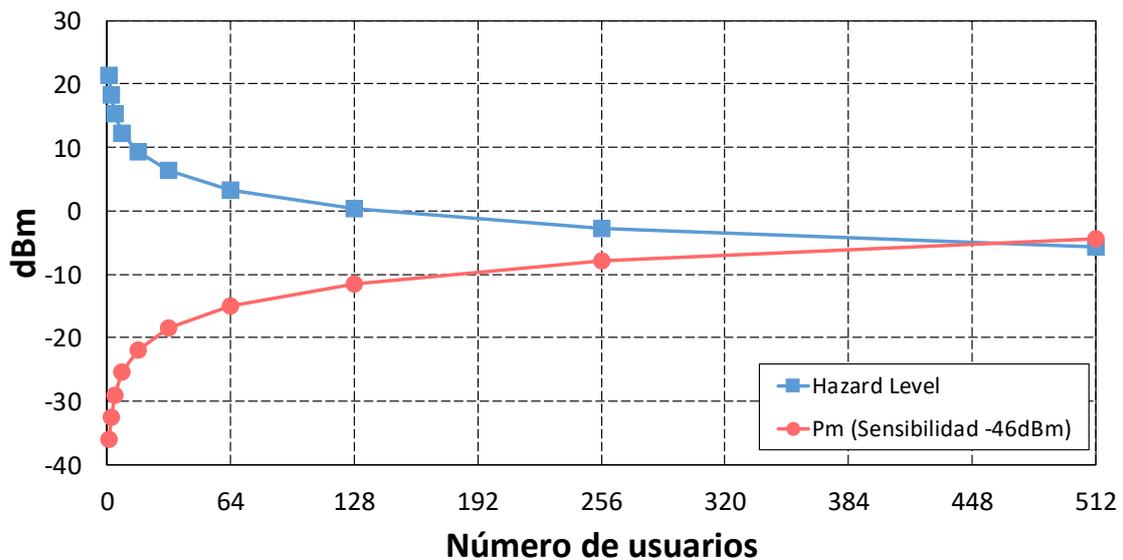


Figura 14. Niveles de potencia por ONU para cumplir con los límites establecidos por el Hazard level y de la sensibilidad. $d=40$ km y $\alpha=0.25$ dB/km.

Véase que sólo se ha tenido en cuenta una dirección de transmisión puesto que, teniendo en cuenta los niveles de sensibilidad implicados, la potencia recibida en cada extremo de la red procedente del otro es despreciable en este cálculo.

Para 512 el nivel de seguridad no permite tener la suficiente potencia en cada longitud de onda para cumplir con los niveles de seguridad.

4.2 CARACTERIZACIÓN DE LOS DFB-LÁSERES: LIMITACIÓN DEL MARGEN DE SINTONÍA

El elemento óptico principal en las redes wavelength-to-the-user (WTTU) en UDWDM-PON es el láser que permitirá no sólo realizar la modulación, sino también la sintonía, tanto en emisión como en recepción. Dado que uno de los requisitos fundamentales es el bajo coste, se optará por la utilización de láseres del tipo DFB, puesto que comercialmente son muy accesibles. El inconveniente principal de este tipo de láseres es su margen de sintonía limitado, dado que, éste depende de la temperatura y el margen de variación de la temperatura está limitado como se mostrará seguidamente.

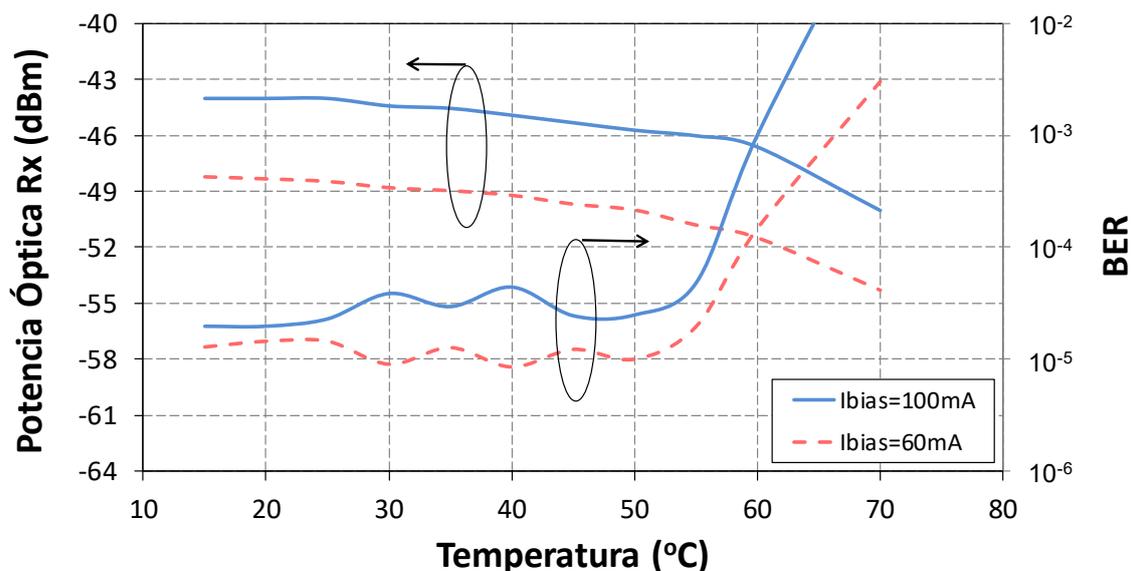


Figura 15. Potencia óptica recibida y BER vs. temperatura del láser DFB.

Si bien en la literatura existen ensayos con láseres DBR operando a temperaturas de hasta 90°C [51], los ensayos realizados en nuestro laboratorio sobre láseres DFB convencionales mostrados en la Figura 15 revelan que el funcionamiento de este tipo de láseres es sólo operativo hasta unos 55°C. A partir de estos valores se puede observar que las prestaciones del láser en potencia decaen al ir aumentando la temperatura, siendo este empeoramiento más acusado a partir de los 60°C. Incluso se observa en la representación del BER (bit error rate), para una modulación DPSK de 1.25 Gb/s, que decae antes que la potencia, esto es debido a una degradación en el ancho de línea del láser y de su respuesta en frecuencia.

También se ha realizado la medida del ancho de banda máximo ($BW_{m\acute{a}x}$) que podría tener la señal moduladora en función de la temperatura, cuando el láser es modulado en fase directamente. En la Figura 16 se muestra este ancho de banda máximo, definiéndolo como: la frecuencia máxima de un tono modulador, al realizar una modulación de fase directa del láser, para la cual la potencia de la señal después de la demodulación decae 3 dB. Curiosamente, esta medida también limita la utilización del láser DFB a 55°C. Esta última limitación no sería estrictamente un impedimento, puesto que podría utilizarse un modulador externo, pero encarecería el

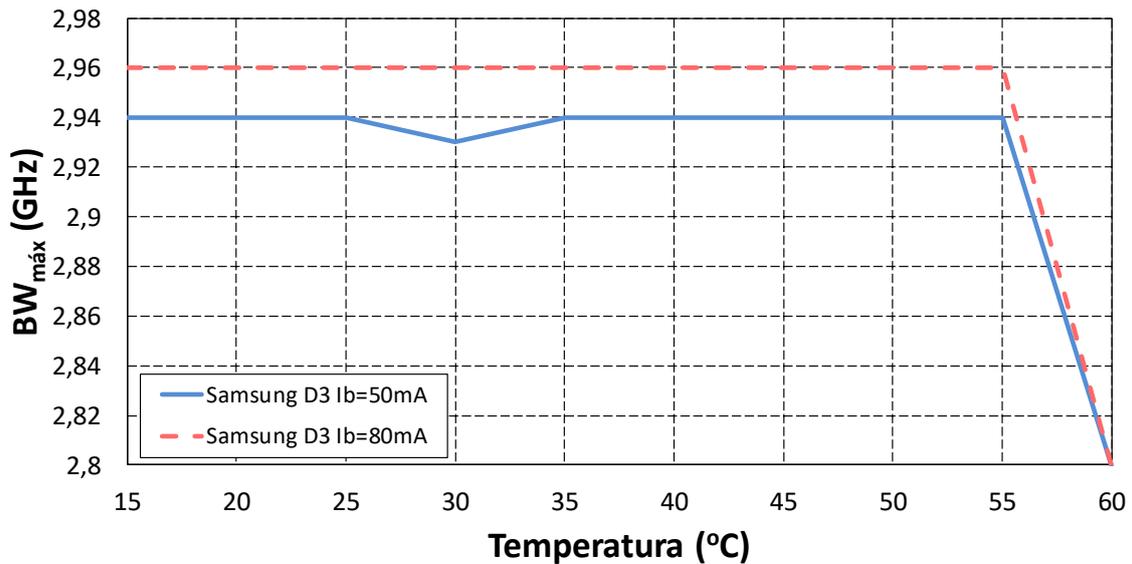


Figura 16. Frecuencia máxima de modulación el Fase y BER vs. temperatura del láser DFB.

producto, lo haría más voluminoso y reduciría la potencia. Estas medidas han sido realizadas sobre varios láseres Samsung modelo DL47B3A-D33B7.

Otro aspecto importante en la caracterización del láser DFB es la variación de la longitud de onda con la temperatura. Esta variación es combinación de varios factores, entre ellos los más importantes son: la variación del índice de refracción y la variación del tamaño del grating en la cavidad del láser. Es necesario caracterizar esta dependencia y ver en qué margen es lineal con la temperatura, puesto que esto simplifica mucho en control de su sintonía. De nuevo una caracterización de un láser DFB se presenta en la Figura 17, donde se observa una dependencia altamente lineal,

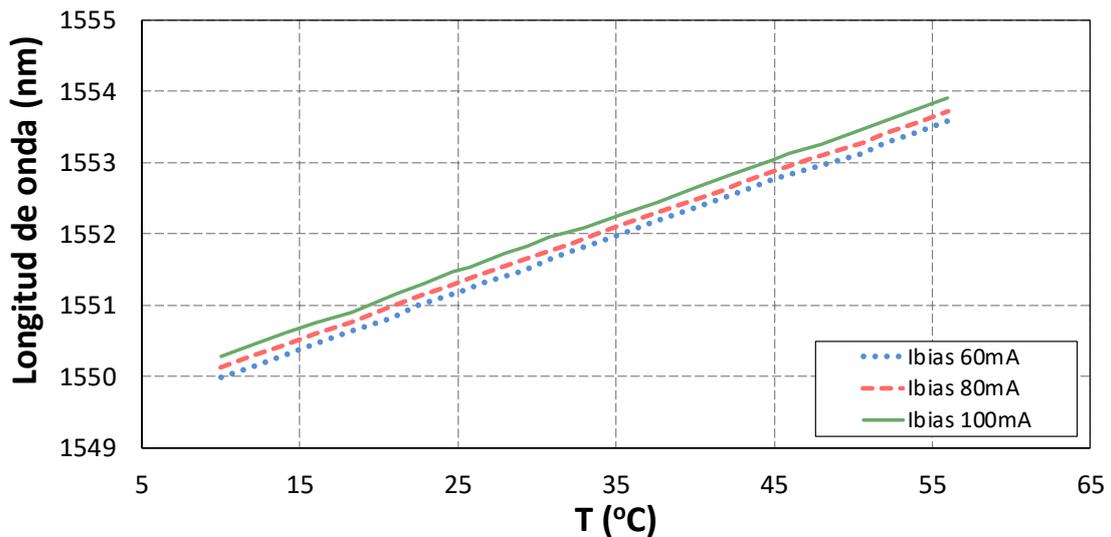


Figura 17. Longitud de onda del láser DFB vs temperatura para varias corrientes de bias.

al contrario que los láseres DBR, y repetitiva con la temperatura en un margen entre 10° y 56°C con contante de proporcionalidad de aproximadamente 0.08 nm/°C para varias corrientes de bias. En la literatura, debido a que aparecen constantes de proporcionalidad entre 0.08 a 0.12 nm/°C, es usual tomar un valor medio de 0.1 nm/°C [42], [52]. Estos márgenes de variación de la temperatura son fácilmente alcanzables con una célula Peltier o simplemente calentando más o menos a partir de una temperatura central de funcionamiento.

La diferencia fundamental en la utilización de una célula Peltier o una resistencia está por una parte en el coste, una célula Peltier evidentemente es más cara. Por otra parte, una célula Peltier permite poder trabajar con temperaturas ambiente o márgenes dinámicos mayores, puesto que permite enfriar, lo cual da más versatilidad al diseño.

A modo ejemplo, si se supone que un láser es modulado directamente, sin utilizar ningún sistema de control de temperatura, el dispositivo se sitúa a una temperatura de unos 35°C. Este dato es para una corriente de bias de 80 mA y una temperatura ambiente de 25°C. Para el caso de crear las variaciones de temperatura sólo calentando con una resistencia, se dispone de un margen dinámico en la temperatura para el control de la sintonía de 20°C con un offset de 10°C, considerando una temperatura máxima de funcionamiento de 55°C. En el caso de una célula Peltier, considerando un margen dinámico simétrico, en las mismas condiciones éste podría ser de 40°C, $\pm 20^\circ\text{C}$, puesto que a temperaturas bajas no se encontró límite de funcionamiento dentro los márgenes razonables de utilización.

Utilizando una reflexión similar permite observar que con una célula Peltier se puede trabajar a temperaturas ambientales más altas que calentando con una resistencia, para un margen dinámico de la temperatura de control igual. Para un margen dinámico de control de sintonía de 20°C, con una resistencia, la temperatura ambiente no puede sobrepasar los 25°C, con una célula Peltier ésta puede ser elevada a 35°C.

Como resumen, se puede concluir que el hecho de poder utilizar márgenes de temperatura mayores llevará a utilizar células Peltier como elemento principal para el control de temperatura. Los márgenes máximos de diferencial de la temperatura y de sintonía son directamente proporcionales, serán de $\pm 20^\circ\text{C}$ y ± 2 nm respectivamente. Por último, es necesario recalcar que cuanto mayor sea el margen de sintonía, menor será la temperatura ambiente máxima a la que se podrá utilizar el láser, sin la ayuda de algún tipo de aislamiento o sistema de disipación de calor.

4.3 ANÁLISIS SOBRE LA ACTIVACIÓN

El proceso de activación consiste en recibir y atender la petición de un nuevo usuario de ser conectado a la red. El nuevo usuario debe ser identificado y suministrarle los parámetros necesarios para establecer una comunicación correcta entre el equipamiento de usuarios (ONU) y el proveedor del servicio (OLT), sin alterar el funcionamiento de los demás usuarios más allá de los parámetros de calidad establecidos. En el caso que se está planteando, una red de acceso con longitudes de onda dedicadas para cada usuario, el punto fundamental es asignarle a la ONU del nuevo usuario uno o dos canales, una o dos longitudes de onda, donde sintonizar su/s láser/es. Esta asignación debe tener en cuenta los demás usuarios existentes en la red y no provocar ninguna colisión con alguno de ellos.

Los parámetros importantes a la hora de realizar la asignación del canal son en primer lugar la distribución de los láseres que implementan las ONUs y en segundo lugar la forma de realizar la asignación del canal propiamente dicha.

4.3.1 Distribución estadística de los láseres

Si se dispusiera de un conjunto de láseres perfectamente calibrados, y diferentes para cada usuario perteneciente a la misma OLT, la asignación sería directa y no existiría ningún tipo de discusión sobre la sintonía de los láseres a utilizar. Simplemente requeriría, en el momento de la instalación, la elección de una ONU con una longitud de onda no utilizada en la OLT donde va a ser activada. Si bien, este escenario podría imposibilitar trasladar una ONU de una OLT a otra, ya que la longitud de onda podría ya estar asignada.

Para evitar este problema es conveniente que las ONUs cuenten con láseres sintonizables. Evidentemente sería deseable que los láseres fueran sintonizables en todo el ancho de banda que ocupen todos los canales disponibles. Este margen depende del número de usuarios, se ha establecido en este capítulo un máximo de 256, y del ancho de banda de cada canal. Este último dato dependerá de la velocidad de transmisión y de los parámetros de modulación. Para una modulación de fase diferencial de dos niveles (DBPSK) y una velocidad de transmisión de 1 Gb/s se requiere un ancho de banda 3 GHz [53]-[54]. Con este requerimiento, se puede establecer un ancho de canal de 6.25 GHz siguiendo la rejilla marcada por la ITU [55] y dividiendo el canal de 12.5 GHz por dos. Esta división del canal de 12.5 GHz parece razonable pensar que será el próximo paso en la estandarización de la rejilla de canales. Es decir, para 256 usuarios y un ancho de canal de 6.25 GHz se necesitarían márgenes de sintonía de alrededor de 13 nm en la banda C, imposible de conseguir con un solo láser DFB según se ha visto en el punto 4.2.

Es necesario superar estos inconvenientes, que las ONUs sean agnósticas, en el sentido de dependencia, en cuanto a longitud de onda (colorless) y que los márgenes de sintonía sean posibles de conseguir mediante la sintonía térmica de un láser DFB. Para superarlos se plantea el disponer de un conjunto de láseres distribuidos de una cierta forma aleatoria en toda la banda donde estén situados los canales y a cada uno

de ellos podrá ser ajustado en un margen pequeño, por ejemplo ± 1 nm, fácilmente alcanzable térmicamente.

La distribución estadística deseable es aquella que proporciona una densidad de láseres igual para cada uno de los posibles márgenes de sintonía, es decir, para cada ventana de sintonía centrada en cada uno de los posibles canales. De esta forma se conseguirá que no haya canales más solicitados, en media, que otros. Esta premisa, traducida a términos estadísticos, no es más que una distribución uniforme.

Evidentemente no es una forma de distribución que surja espontáneamente debido al proceso de fabricación de los láseres. En el proceso de fabricación, debido a microscópicas variaciones en el grating, se producen láseres con longitudes de onda distribuidas en un margen de ± 1 nm alrededor de la longitud de onda de diseño. Esta variación será mayor o menor en función de la precisión en el proceso de fabricación y en las especificaciones de la banda donde los láseres deben operar y tiene una forma acampanada [41]. Una forma de conseguir una distribución uniforme en una banda lo suficientemente ancha, a partir de las distribuciones que surgen del proceso de fabricación, es mezclar láseres diseñados para diferentes longitudes de onda repartidas en toda la banda deseada. A partir de ahora cada una de estas longitudes de onda será denominada frecuencia nominal y en margen en el que se distribuyen será denominado subbanda.

En la Figura 18 se muestra un ejemplo de cómo se puede aproximar una distribución uniforme mezclando láseres con distribuciones normales centrados en diferentes longitudes de onda. La desviación estándar se ha tomado como 1 nm, de esta forma alrededor del 87% de los láseres quedan dentro de un margen de 3 nm alrededor de su longitud de onda central, aproximándose a las mediadas realizadas en [41]. Dependiendo de la separación de las subbandas se conseguirá un mayor o menor grado de aproximación. Para una separación de 2nm se obtiene un rizado del 3% y para una separación de los diferentes diseños de 1nm, el error es despreciable.

Evidentemente, la Figura 18 es a título de ejemplo, hay que tener en cuenta que las distribuciones normales son una aproximación de la realidad y que en la figura el rizado ha sido exagerado.

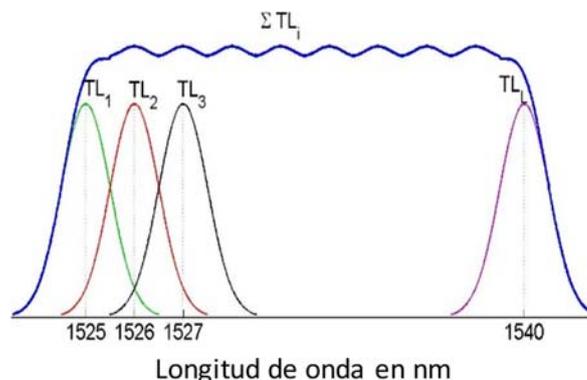


Figura 18. Ejemplo de distribución uniforme basada en la mezcla de láseres diferentes longitudes de onda nominal. Subbandas separadas 1 nm.

4.3.2 Asignación de canal. Probabilidad de rechazo

En este punto se retomará el problema de la asignación propiamente dicho, es decir, asignar un/dos canal/es a cada ONU que es activada. Teniendo presente que los láseres van a tener longitudes de onda aleatorias y que el margen de sintonía será pequeño con respecto a toda la banda, existe la posibilidad que una ONU encuentre que todos los canales, donde su ventana de sintonía le permita acceder, estén ya ocupados. Este caso nos llevaría a que la ONU sería rechazada, bloqueada, durante el proceso de activación. Por tanto, existirá una probabilidad que una ONU no pueda ser activada, una probabilidad que ha de ser cuantificada y acotada para que sea lo suficientemente baja como para no representar un inconveniente. Un valor de probabilidad bloqueo o rechazo que es fijado en la literatura es el de 0.1% [42], [44], es decir, una ONU de cada 1000. Teniendo en cuenta que cada OLT tendrá como máximo 256 ONUs, representa una probabilidad lo suficientemente baja.

El valor de dicha probabilidad dependerá de los siguientes parámetros:

- **Distribución estadística de los láseres:** Este parámetro ha sido ya comentado, llegando a la conclusión que la distribución uniforme es la mejor.
- **Ventana de sintonía:** Este valor dependerá a su vez de dos parámetros: el margen de temperaturas que se pueda alcanzar y el ancho de banda de cada canal. El ancho de banda ha sido tomado como 6.25 GHz, siguiendo el más que probable siguiente paso en la rejilla de la ITU, dividiendo por 2 la actual rejilla de 12.5 GHz, y siendo mayor que 3 GHz que es el resultado aconsejado en la literatura [53], [54] para una transmisión de 1.25 Gb/s. El margen de temperatura será valorado a posteriori, pero estará limitado, en su parte superior, por los 55°C como se muestra en la Figura 15 y la Figura 16.
- **Número de láseres por ONU:** Este valor repercute directamente en la probabilidad de rechazo y en la banda necesaria para activar todas las ONUs. Si se dispone de dos láseres diferentes, uno para recepción y otro para transmisión, la probabilidad será, en mayor o menor medida, superior al caso de disponer de un solo láser. Esto es así puesto que la ONU será rechazada, en proceso de activación, si a cualquiera de los láseres no se le puede asignar un canal. Este punto será ampliado en los siguientes capítulos.
- **Organización espectral de las bandas:** Este parámetro sólo tendrá sentido en el caso de disponer de dos láseres por ONU. El planteamiento es utilizar dos bandas de frecuencias, una para canales hacia la OLT (upstream), otro para canales desde la OLT (downstream) o una sola banda donde coexistirán todos los canales mezclados. Esta decisión a priori parece relevante, pues utilizar dos bandas convierte el proceso de activación en dos procesos completamente independientes, uno para upstream y otro para downstream. Mientras que, por otra parte, utilizar una banda no permite tomar los dos procesos como independientes. Más adelante se discutirá este tema.

-
- **Algoritmo de asignación:** Evidentemente la metodología que se siga a la hora de asignar un canal u otro, cuando haya más de una opción, determinará en gran medida el valor de la probabilidad de rechazo. Una parte muy importante de este trabajo se ha centrado en conseguir un procedimiento que permitan reducir la probabilidad de rechazo.

Los puntos que han sido simplemente mencionados serán analizados más adelante en los capítulos siguientes.

5 MODOS DE OPERACIÓN: HALF/FULL-DUPLEX

En este capítulo se describirán las distintas posibilidades, en cuanto a operación, por las que se puede optar a la hora de establecer una comunicación óptica bidireccional. También se tendrá en cuenta que tanto el enlace de subida como el de bajada deben compartir el mismo canal físico, por cuestiones económicas y por compatibilidad con las redes existentes. Estas condiciones, bidireccionalidad y misma fibra, en comunicaciones ópticas produce que el fenómeno de la retrodispersión de Rayleigh tome importancia. Los dos modos de operación bidireccionales, Half-Duplex y Full-Duplex, permiten evitar los efectos nocivos de la retrodispersión de Rayleigh, pero cada uno impondrá sus condiciones.

A su vez, cada uno de ellos tiene un efecto sobre la organización espectral de los canales, sobre todo en el caso Full-Duplex o sobre el rendimiento de la comunicación en el caso Half-Duplex.

El modo de organizar los canales tendrá una repercusión en el modo de realizar el proceso de activación y en la probabilidad de rechazo. Mientras que el rendimiento de la comunicación condicionará parámetros como la velocidad equivalente y los retardos mínimos en la comunicación.

Para definir la estructura espectral de las bandas de canales es necesario realizar una división entre los dos posibles modos de operación. Debido a que el número equivalente de canales, canales de un mismo ancho de banda, es el doble en una comunicación Full-Duplex que en una comunicación Half-Duplex, si se quiere evitar el efecto de la retrodispersión de Rayleigh.

En el caso del modo de operación Full-Duplex existen canales de subida y de bajada simultáneos y éstos pueden organizarse en diferentes formas. A su vez, la decisión de utilizar una recepción homodina o heterodina, también impondrá sus condiciones sobre la estructura del espectro.

En caso Half-Duplex, el canal de subida y el de bajada son el mismo. En este caso no existe una gran discusión sobre la organización del espectro, más allá que éste

debe ser una banda continua. La justificación de dicha afirmación reside en el hecho que los láseres cuya sintonía esté situada en los extremos de las bandas ven reducida la ventana de sintonía. Por tanto, se centrará el estudio en la retrodispersión de Rayleigh, la forma de evitar sus consecuencias, la repercusión en el rendimiento de la comunicación y el cálculo de la velocidad equivalente.

Todos estos puntos serán ampliamente descritos en los siguientes apartados, comenzando por una descripción del efecto de la retrodispersión de Rayleigh y seguidamente centrándose en los modos de operación y sus respectivas variantes.

5.1 CARACTERIZACIÓN DE LA RETRODISPERSIÓN DE RAYLEIGH EN UNA RED PON CON DIVISORES DE POTENCIA

Es bien conocido que uno de los obstáculos a superar en comunicaciones ópticas, cuando se realiza una comunicación bidireccional compartiendo la misma fibra, es el producido por la dispersión de Rayleigh [56]. Este fenómeno está caracterizado por el retorno de una fracción de la potencia transmitida hacia el origen de la transmisión. Esta retrodispersión puede producir una degradación de la comunicación al solaparse con la señal óptica transmitida en otro sentido.

A continuación, se realizará un cálculo de la degradación sufrida como una relación señal ruido óptica, OSNR, en ambos extremos de una estructura de red como la mostrada en la Figura 19.

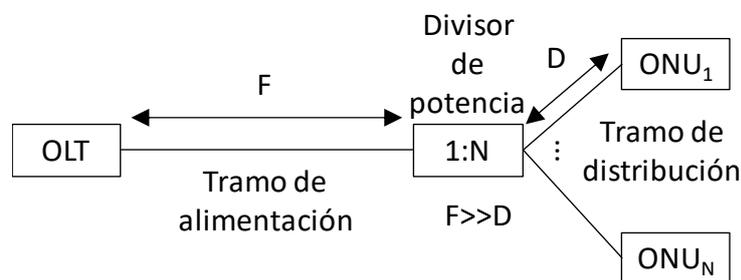


Figura 19. Red de acceso pasiva con divisores de potencia.

La potencia media de señal recibida en ambos lados de la red, ONU y OLT, dada una potencia de transmisión P_s responde a la expresión:

$$P_R = \frac{P_s e^{-\alpha(D+F)}}{E N} \quad \{3\}$$

Donde α (km^{-1}) es la atenuación de la fibra, F y D (km) son las distancias de alimentación, de la OLT al divisor, y distribución, del divisor a las ONUs, respectivamente y N es el factor de división del divisor de potencia. Además se han añadido unas pérdidas adicionales, pérdidas de exceso, ocasionadas por cada partición por 2 en el divisor, que pueden calcularse en dB como $E = E_o \log_2(N)$ con $E_o = 0.5$ dB típicamente.

La potencia media interferente producida por la dispersión de Rayleigh en el lado de la OLT es producida en dos tramos.

Un primer término indica la aportación del tramo de fibra de la OLT al divisor y puede ser caracterizado por la expresión dada en [57], [58]:

$$P_{OLTRB_F} = P_s B (1 - e^{-2\alpha F}) \quad \{4\}$$

con:

$$B = \frac{S\alpha_s}{2\alpha} \quad \{5\}$$

donde S (adimensional) es el coeficiente de recaptura de la fibra y α_s (km^{-1}) es el coeficiente de dispersión de la fibra. Medidas de la dispersión de Rayleigh con potencias de transmisión menores de 7 dBm en fibras monomodo, en rangos de distancia entre 25 km y 125 km en la banda de 1550 nm, demuestran que B puede ser estimado en -34.5 dB [59].

Un segundo término recoge la aportación del tramo desde el divisor a la ONU. Siguiendo el mismo desarrollo, ahora con una potencia $P_{S_F} = P_s e^{-\alpha F} / N$ y teniendo en cuenta que la aportación en el lado de la OLT será afectado otra vez por el divisor resulta:

$$P_{RB_D} = P_{S_F} B(1 - e^{-2\alpha D}) = \frac{P_s e^{-\alpha F}}{E N} B(1 - e^{-2\alpha D}) \quad \{6\}$$

La repercusión de este término en la recepción en el lado de la OLT es:

$$P_{OLTRB_D} = \frac{P_{RB_D} e^{-\alpha F}}{E N} N = \frac{P_s e^{-2\alpha F}}{E^2 N^2} N B(1 - e^{-2\alpha D}) = \frac{P_s e^{-2\alpha F}}{E^2 N} B(1 - e^{-2\alpha D}) \quad \{7\}$$

donde se ha tenido en cuenta la atenuación del tramo de vuelta hasta la OLT, el efecto del divisor de potencia y la aportación de los N tramos de fibra desde el divisor a las N ONUs.

Por tanto, la aportación total de la potencia media interferente producida por la dispersión de Rayleigh en el lado de la OLT es:

$$P_{OLTRB} = P_{OLTRB_F} + P_{OLTRB_D} = P_s B(1 - e^{-2\alpha F}) + \frac{P_s e^{-2\alpha F}}{E^2 N} B(1 - e^{-2\alpha D}) \quad \{8\}$$

Por último, calculando la OSNR en la OLT ($OSNR_{OLT}$), añadiendo un término P_N que englobaría el ruido térmico y shot en el receptor óptico, se obtiene la expresión:

$$OSNR_{OLT} = \frac{P_s e^{-\alpha(D+F)}}{E N} \frac{1}{P_N + P_s B(1 - e^{-2\alpha F}) + \frac{P_s e^{-2\alpha F}}{E^2 N} B(1 - e^{-2\alpha D})} \quad \{9\}$$

Siguiendo un desarrollo similar se alcanza la expresión de la OSNR en el lado de la ONU, siendo ésta:

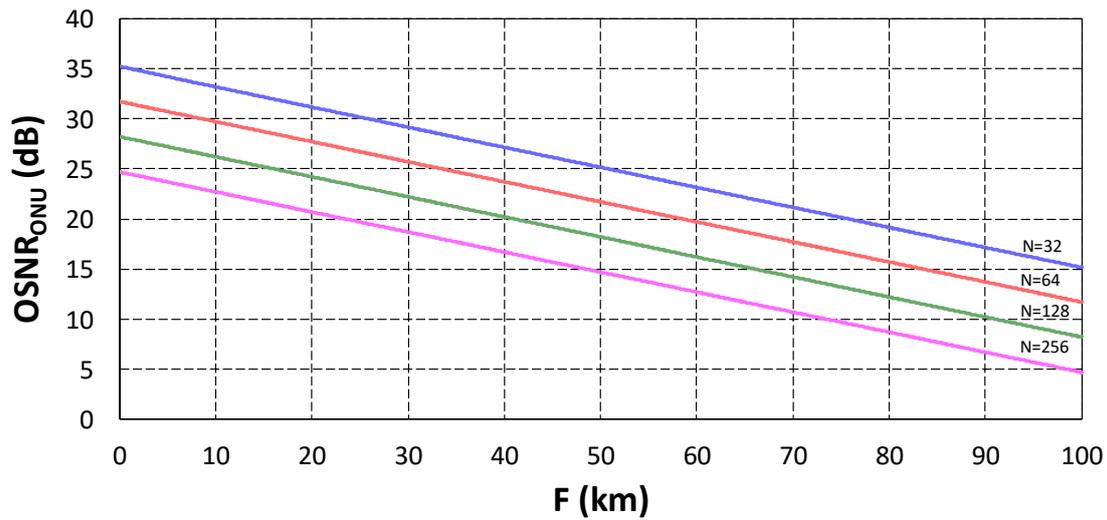


Figura 20. OSNR de la señal recibida en la ONU vs. distancia de alimentación (F) para diferentes factores de división.

$$OSNR_{ONU} = \frac{P_s e^{-\alpha(D+F)}}{EN} \quad \{10\}$$

$$P_N + P_s B(1 - e^{-2\alpha D}) + \frac{P_s e^{-2\alpha D}}{E^2 N^2} B(1 - e^{-2\alpha F})$$

Donde los únicos cambios son: el orden de los tramos y el cambio del factor N por N² debido a que la aportación del término posterior al divisor sólo es uno.

En la Figura 20 y Figura 21 se muestran los valores de estas dos expresiones en función de la distancia de alimentación de la OLT al divisor (F), dejando fijo el último tramo de distribución del divisor a la ONU (D) en 100 m, considerando una atenuación

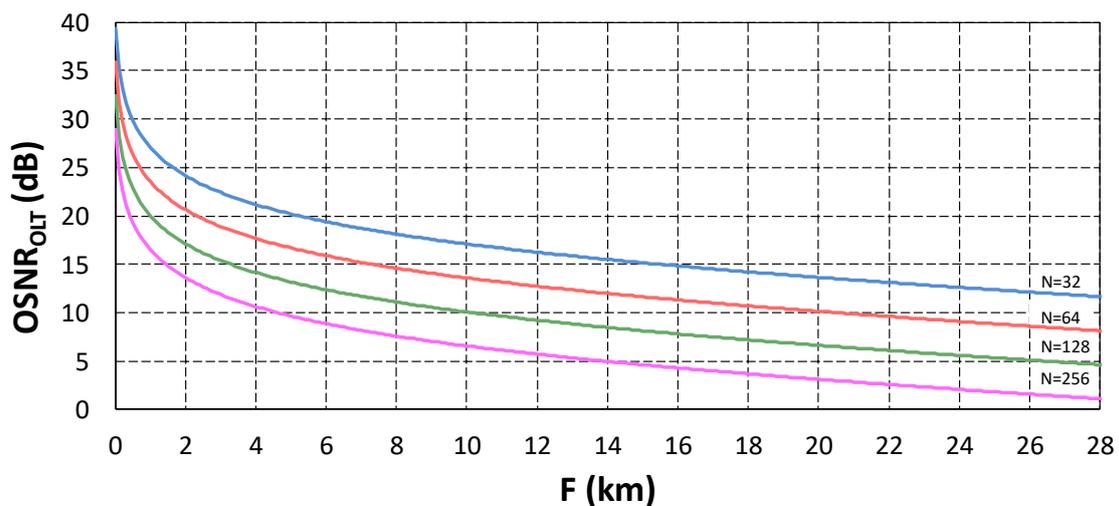


Figura 21. OSNR de la señal recibida en la OLT vs. distancia de alimentación (F) para diferentes factores de división.

de la fibra de 0.25 dB/km y una potencia de ruido adicional $P_N = -60$ dBm .

Si se establecen los límites de OSNR para obtener una BER $< 10^{-9}$, 20 dB sin FEC y 15 dB con FEC, se deduce de la Figura 21 que la retrodispersión de Rayleigh en la ONU es leve debido al poco tramo de fibra que existe entre ésta y el divisor de potencia. No representa un inconveniente por debajo de una distancia de 50 km incluso en el peor caso, con 256 ONUs. Pero en la OLT, Figura 21, la degradación que sufre la comunicación es mucho más grande y la hace inviable más allá de pocos km, en el mejor de los casos.

Por tanto, hay que estructurar la comunicación en los dos sentidos que forma que se evite el efecto de la dispersión de Rayleigh.

La forma de mitigar esta posible interferencia es diferente según se use el modo de transmisión Full-Duplex o Half-Duplex. Obviamente el modo de transmisión tendrá una repercusión, bien en el rendimiento o eficiencia de la comunicación, en el caso Half-Duplex, o bien, en la probabilidad de rechazo y estructura de la OLT en el caso Full-Duplex.

En este apartado se relatarán las posibilidades, así como, los condicionantes que aporte cada una de ellas y los aspectos relacionados con la activación y rendimiento, dejando la estructura de la OLT para capítulos posteriores.

5.2 MODO DE OPERACIÓN HALF-DUPLEX. RENDIMIENTO

Un modo de comunicación Half-Duplex está caracterizado por la utilización alternada de un mismo canal para la transmisión en cada uno de los sentidos. Esquemas de los transmisores/receptores para este tipo de operación se muestran en la Figura 22 y se caracterizan por utilizar el mismo láser como portadora, en transmisión, o como oscilador local, en recepción, de forma alternativa. Una ventaja que se presenta en este caso es la utilización de un solo láser, lo cual abaratará el sistema y permitirá una activación más sencilla.

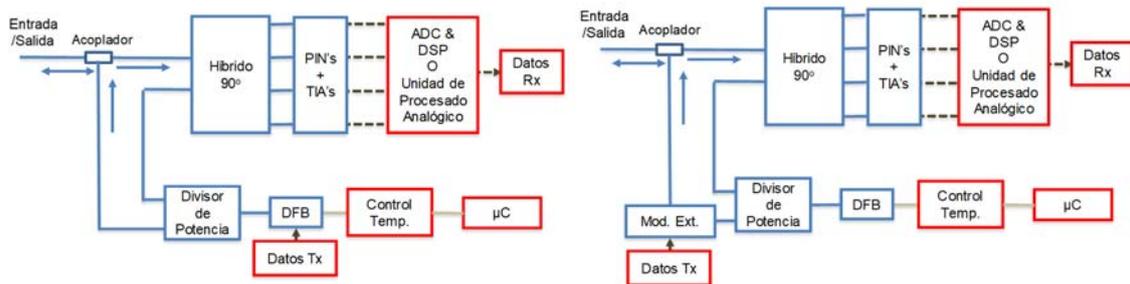


Figura 22. Esquema de los Rx/Tx para modo de operación Half-Duplex, izquierda modulación directa, derecha modulación externa.

En este escenario, la forma de evitar el efecto de la dispersión de Rayleigh requiere un estudio no sólo de la potencia media interferente, sino también de la dinámica de la potencia media instantánea cuando alternativamente OLT/ONU estén transmitiendo a ráfagas.

A partir de este punto se hablará de potencia instantánea para referirse a la potencia de Rayleigh en un tiempo determinado. Si bien, hay que tener presente que esta potencia instantánea es una variable aleatoria y lo que se está calculando es el valor medio de esa variable aleatoria en un instante de tiempo determinado.

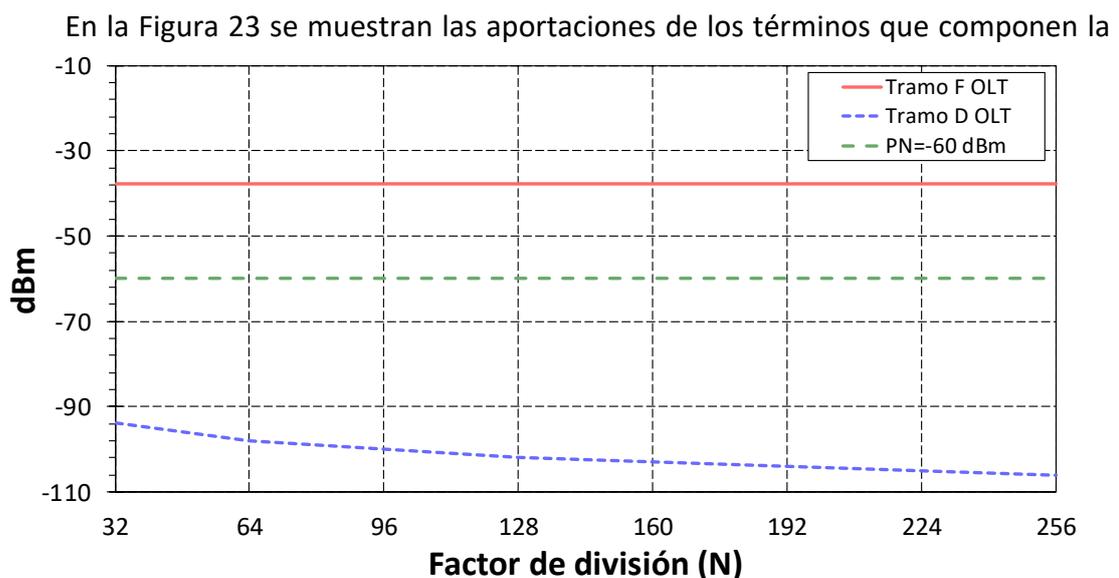


Figura 23. Representación de la potencia media de la dispersión de Rayleigh vs. número de usuarios en el enlace de subida, para una transmisión continua.

dispersión de Rayleigh, expresión {8}, el tramo F (alimentación) de 40 km, el tramo D (distribución) de 100m, la potencia emitida P_S es de -3 dBm y el término de ruido P_N . Los cálculos son realizados sólo para el enlace de subida, puesto que el enlace de bajada no se ve afectado para una distancia inferior a los 50 km como ha quedado resaltado en la Figura 20 y la Figura 21.

Como se puede apreciar, la aportación del tramo de distribución (D) es irrelevante. Esto justifica que en el siguiente apartado se realiza el estudio sobre un tramo de fibra finito, puesto que modela perfectamente el tramo de alimentación (F), que es el que realiza la única aportación relevante a la interferencia en el lado de OLT.

5.2.1 Dispersión de Rayleigh producida por una transmisión de duración finita

Para implementar el caso Half-Duplex propuesto, a continuación, se realiza el cálculo de la dinámica que tiene esta interferencia en el caso que no sea una transmisión continua, sino una transmisión de duración finita, que a partir de ahora se llamará ráfaga.

Para realizar este análisis se modelará la ráfaga de datos como una señal de potencia constante de duración T . Este modelo se toma porque se presume una señal óptica modulada en fase (PSK/DPSK), por tanto, su envolvente es constante.

Para analizar la dispersión de Rayleigh se analizará primero la aportación de una sección infinitesimal de la fibra dl que está siendo iluminada por un diferencial de ráfaga dr_i , siguiendo el esquema mostrado en la Figura 24.

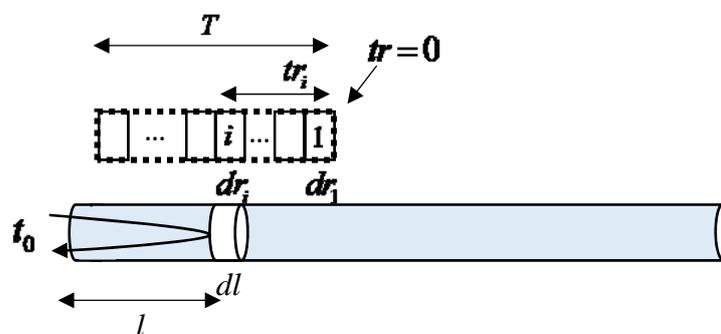


Figura 24. Esquema utilizado en el análisis de la dispersión de Rayleigh.

Donde l es la longitud entre el inicio de la fibra, tomado a la izquierda, y la sección de anchura dl analizada. El parámetro t_0 indica el tiempo que tarda la ráfaga en recorrer la distancia l de ida y vuelta a la velocidad de propagación de la luz en la fibra, tomada como v_p y tr_i es el tiempo que transcurre entre el momento en que el inicio de la ráfaga empieza a propagarse por la fibra y el instante en que lo hace el diferencial dr_i .

La aportación de una sección infinitesimal a una distancia l , considerando la dispersión constante en todo el dl , está caracterizada por [58]:

$$P_{RBdl}(l) = P_s S \alpha_s e^{-2\alpha l} dl \quad \{11\}$$

con P_s (W) la potencia incidente en la fibra, S (adimensional) y α_s (km^{-1}) son parámetros propios del fenómeno de la dispersión de Rayleigh, α es la atenuación de la fibra (km^{-1}) y l es la distancia de la entrada a la sección analizada.

Esta sección empezará a ser “iluminada” por la ráfaga cuando haya pasado un tiempo t_{il} :

$$t_{il} = l / v_p \quad \{12\}$$

Pero la retrodispersión aparecerá en la entrada cuando hay pasado otras t_{il} unidades de tiempo, en total se considera:

$$t_0 = 2t_{il} \quad \{13\}$$

Por tanto, la relación entre t_0 , instante de tiempo en que aparecerá el efecto de la retrodispersión a la entrada de la fibra producido por una sección infinitesimal de ésta y la distancia l , distancia a la cual está la sección, vendrá determinada por la expresión:

$$l = v_p t_0 / 2 \quad \{14\}$$

Esta expresión es válida para el primer diferencial de ráfaga, marcado en la Figura 24 como dr_1 . En general, para un diferencial cualquiera dr_i , esta expresión habría que modificarla retrasándola un tiempo tr_i , el existente entre el comienzo de la ráfaga y el diferencial dr_i :

$$l = v_p (t_0 - tr_i) / 2 \quad \{15\}$$

Ahora bien, en cada instante de tiempo habrá muchas secciones que realizarán simultáneamente su aportación. Dicha secciones dl serán aquellas que están situadas a una distancia del inicio de la fibra que cumplan la anterior ecuación {15} para los distintos dr_i , que se estuvieran propagando por la fibra.

Por último, sólo queda integrar la potencia interferente que genera cada una de las secciones.

Puesto que los límites de integración variarán en función del tramo de fibra iluminado por la ráfaga, el cálculo debe realizarse por intervalos. Estos intervalos son diferentes si la duración de la ráfaga es menor o mayor que dos veces el tiempo de

propagación de principio a fin de la fibra. A raíz de esto es necesario analizar los dos casos independientemente.

- **Caso 1:**

La ráfaga de duración (T) es más corta que dos veces el tiempo que tarda la luz en propagarse a través de la longitud de la fibra, siguiendo la nomenclatura de Figura 24:

$$T < \frac{2F}{v_p} \quad \{16\}$$

Seguidamente hay que establecer tres intervalos de tiempo que definirán los límites de integración.

Intervalo 1:

Tiempo donde la ráfaga ha comenzado a propagarse por la fibra, pero no ha pasado el suficiente tiempo como para que toda se esté propagando por la fibra. Si se toma como origen de tiempos el momento en que la ráfaga comienza a propagarse por la fibra, estos tiempos son los comprendidos entre $0 \leq t \leq T$. Un esquema para el estudio de este intervalo se muestra en la Figura 25.

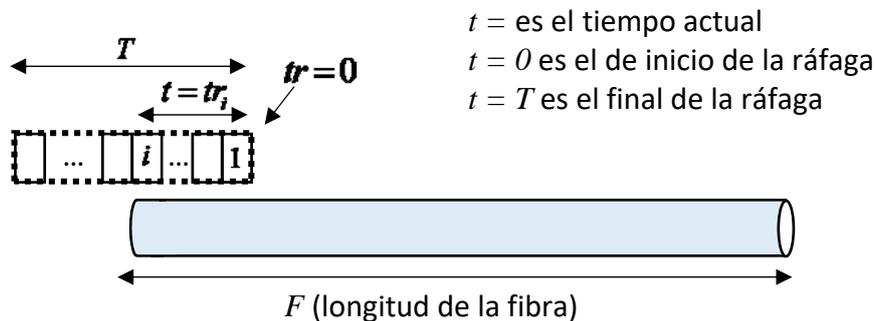


Figura 25. Representación esquemática para el intervalo 1.

La media de la potencia en un tiempo determinado t vendrá dado por:

$$P_{RB}(t) = \int_{l_1}^{l_2} P_s S \alpha_s e^{-2\alpha l} dl \quad \{17\}$$

Donde los límites de integración serán impuestos por la ecuación {15}, sustituyendo t_0 por la variable temporal t , que nos indica el tiempo para el cual se está calculando la potencia instantánea producida por el efecto de la dispersión de Rayleigh a la entrada de la fibra.

$$l = v_p (t - tr_i) / 2 \quad \{18\}$$

Particularizando para $tr_i = 0$ y $tr_i = t$, puesto que sólo se están propagando por la fibra las primeras t unidades de tiempo de la ráfaga.

$$\begin{aligned} l_1 &= v_p (t - tr_i) / 2 \Big|_{tr_i=t} \rightarrow l_1 = 0 \\ l_2 &= v_p (t - tr_i) / 2 \Big|_{tr_i=0} \rightarrow l_2 = v_p t / 2 \end{aligned} \quad \{19\}$$

$$\begin{aligned} P_{RB}(t) &= \int_0^{\frac{tv_p}{2}} P_s S \alpha_s e^{-2\alpha l} dl = \frac{P_s S \alpha_s}{-2\alpha} e^{-2\alpha l} \Big|_0^{\frac{tv_p}{2}} = \\ &= \frac{P_s S \alpha_s}{2\alpha} e^{-2\alpha \cdot 0} - \frac{P_s S \alpha_s}{2\alpha} e^{-2\alpha \frac{tv_p}{2}} = \frac{P_s S \alpha_s}{2\alpha} - \frac{P_s S \alpha_s}{2\alpha} e^{-\alpha tv_p} \end{aligned}$$

$$P_{RB}(t) = \frac{P_s S \alpha_s}{2\alpha} (1 - e^{-\alpha tv_p}) \quad \{20\}$$

Esta expresión es válida mientras la ráfaga está entrando en el tramo de fibra, correspondiendo con el intervalo de tiempos:

$$0 \leq t \leq T \quad \{21\}$$

Intervalo 2:

Tiempos donde la ráfaga entera está generando retrodispersión. Un esquema que describe la situación en este intervalo se muestra en el esquema de la Figura 26.

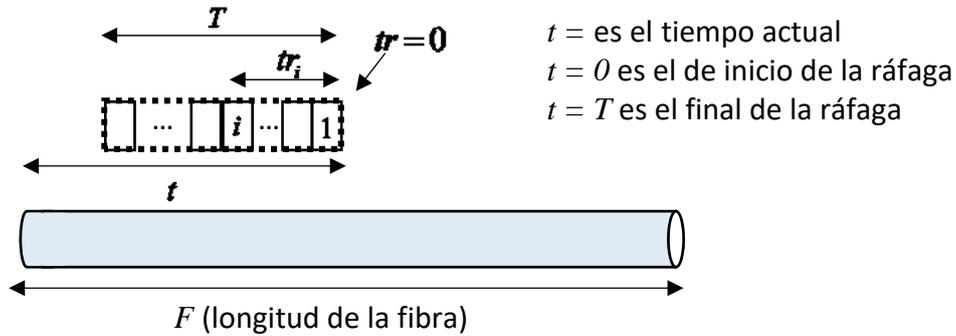


Figura 26. Representación esquemática para el intervalo 2.

Siguiendo los mismos pasos descritos en el intervalo 1, se obtiene:

$$\begin{aligned} l_1 &= v_p (t - tr_i) / 2 \Big|_{tr_i=T} \rightarrow l_1 = v_p (t - T) / 2 \\ l_2 &= v_p (t - tr_i) / 2 \Big|_{tr_i=0} \rightarrow l_2 = v_p t / 2 \end{aligned} \quad \{22\}$$

$$\begin{aligned}
P_{RB}(t) &= \int_{\frac{(t-T)v_p}{2}}^{\frac{tv_p}{2}} P_s S \alpha_s e^{-2\alpha l} dl = \frac{P_s S \alpha_s}{-2\alpha} e^{-2\alpha l} \Big|_{\frac{(t-T)v_p}{2}}^{\frac{tv_p}{2}} = \\
&= \frac{P_s S \alpha_s}{2\alpha} e^{-2\alpha \frac{(t-T)v_p}{2}} - \frac{P_s S \alpha_s}{2\alpha} e^{-2\alpha \frac{tv_p}{2}} = \frac{P_s S \alpha_s}{2\alpha} e^{\alpha T v_p} e^{-\alpha t v_p} - \frac{P_s S \alpha_s}{2\alpha} e^{-\alpha t v_p} \\
P_{RB}(t) &= \frac{P_s S \alpha_s}{2\alpha} e^{-\alpha t v_p} (e^{\alpha T v_p} - 1) \tag{23}
\end{aligned}$$

Este intervalo es válido hasta el instante de tiempo en que se hace presente, a la entrada de la fibra, el efecto de la retrodispersión producido por el origen de la ráfaga incidiendo en el final de la fibra. Es decir, cuando el límite superior de la integral llegue a ser la longitud de la fibra:

$$\begin{aligned}
T \leq t \leq t_{f_2} \quad \text{con} \quad \frac{t_{f_2} v_p}{2} = F \\
T \leq t \leq \frac{2F}{v_p} \tag{24}
\end{aligned}$$

Intervalo 3:

Es el correspondiente a tiempos en los cuales ya no toda la ráfaga está provocando retrodispersión.

Ahora los límites corresponden al escenario mostrado en la Figura 27 y son calculados como:

$$\begin{aligned}
l_1 &= v_p (t - tr_i) / 2 \Big|_{tr_i=T} \rightarrow l_1 = v_p (t - T) / 2 \\
l_2 &= v_p (t - tr_i) / 2 \Big|_{tr_i=t - \frac{2F}{v_p}} \rightarrow l_2 = F \tag{25}
\end{aligned}$$

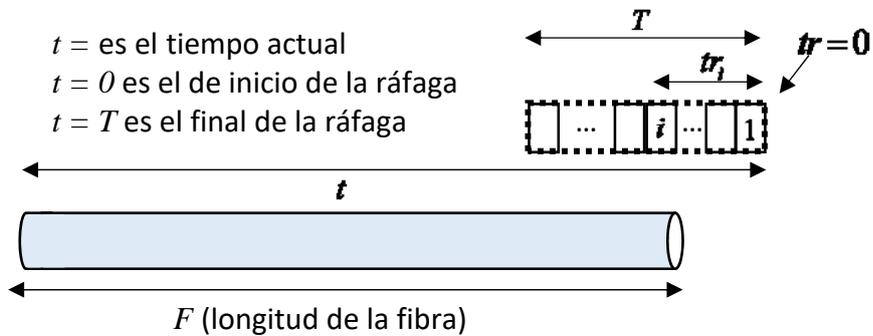


Figura 27. Representación esquemática para el intervalo 3.

Y, con estos límites, calcular la potencia en cada instante de tiempo como:

$$\begin{aligned}
 P_{RB}(t) &= \int_{\frac{(t-T)v_p}{2}}^F P_s S \alpha_s e^{-2\alpha l} dl = \frac{P_s S \alpha_s}{-2\alpha} e^{-2\alpha l} \Big|_{\frac{(t-T)v_p}{2}}^F = \\
 &= \frac{P_s S \alpha_s}{2\alpha} e^{-2\alpha \frac{(t-T)v_p}{2}} - \frac{P_s S \alpha_s}{2\alpha} e^{-2\alpha F} = \frac{P_s S \alpha_s}{2\alpha} e^{\alpha T v_p} e^{-\alpha t v_p} - \frac{P_s S \alpha_s}{2\alpha} e^{-2\alpha F} \\
 P_{RB}(t) &= \frac{P_s S \alpha_s}{2\alpha} \left(e^{-\alpha(t-T)v_p} - e^{-2\alpha F} \right) \tag{26}
 \end{aligned}$$

Esta expresión es válida para:

$$\begin{aligned}
 \frac{2L}{v_p} \leq t \leq t_{f_3} \text{ con } \frac{(t_{f_3} - T)v_p}{2} = F \\
 \frac{2F}{v_p} \leq t \leq \frac{2F}{v_p} + T \tag{27}
 \end{aligned}$$

- **Caso 2:**

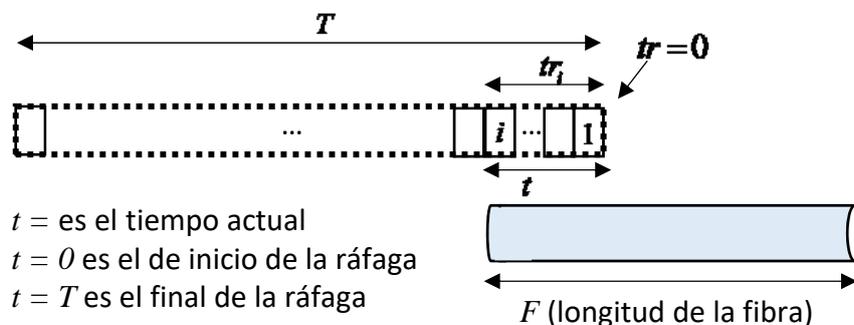
La ráfaga de duración (T) es más larga que dos veces el tiempo que tarda la luz en propagarse a través de la longitud de la fibra.

$$T v_p > 2F \tag{28}$$

De la misma forma que en el caso anterior aparecerán tres intervalos de estudio en los cuales las condiciones de integración son diferentes.

Intervalo 1:

El primer intervalo coincide con el primero del caso 1, dado que es intrascendente la longitud de la ráfaga con respecto a la longitud de la fibra puesto que sólo se están propagando por la fibra las primeras t unidades de tiempo, Figura



$t =$ es el tiempo actual
 $t = 0$ es el de inicio de la ráfaga
 $t = T$ es el final de la ráfaga

Figura 28. Esquema del intervalo 1 del caso 2.

28.

Por tanto, el resultado es el mismo que para el caso anterior:

$$P_{RB}(t) = \frac{P_s S \alpha_s}{2\alpha} (1 - e^{-\alpha t v_p}) \quad \{29\}$$

Las diferencias con respecto al caso 1 aparecen en los límites de validez de esta expresión. El final del intervalo viene determinado no por el final de la ráfaga, sino por el final de la fibra.

$$0 \leq t \leq t_{f_1} \text{ con } \frac{t_{f_1} v_p}{2} = F \quad \{30\}$$

$$0 \leq t \leq \frac{2F}{v_p}$$

Intervalo 2:

Esta situación es diferente al caso 1, puesto que toda la longitud de la fibra está siendo iluminada, como se indica en la Figura 29, aportando a la dispersión total.

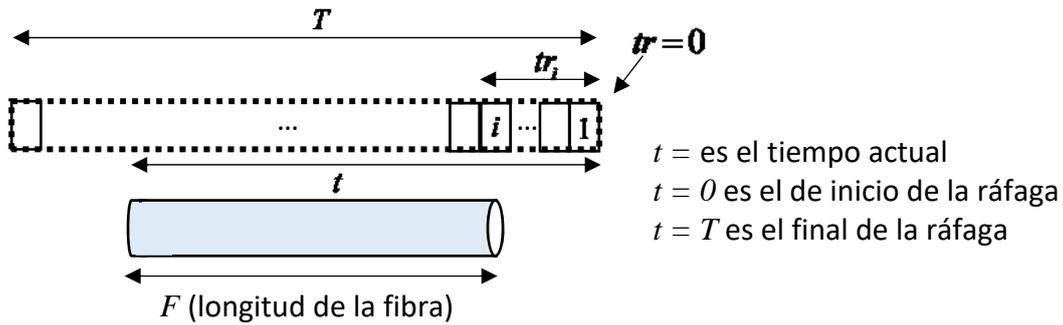


Figura 29. Esquema del intervalo 2 del caso 2.

$$P_{RB}(t) = \int_0^F P_s S \alpha_s e^{-2\alpha l} dl = \frac{P_s S \alpha_s}{-2\alpha} e^{-2\alpha l} \Big|_0^F =$$

$$= \frac{P_s S \alpha_s}{2\alpha} e^{-2\alpha \cdot 0} - \frac{P_s S \alpha_s}{2\alpha} e^{-2\alpha F} = \frac{P_s S \alpha_s}{2\alpha} - \frac{P_s S \alpha_s}{2\alpha} e^{-2\alpha F}$$

$$P_{RB}(t) = \frac{P_s S \alpha_s}{2\alpha} (1 - e^{-2\alpha F}) \quad \{31\}$$

Evidentemente el resultado obtenido es el mismo que cuando se transmite por la fibra de forma constante y con una señal de envolvente constante [57], [58].

Los límites de validez vienen definidos por el final del intervalo anterior y el instante de tiempo en que el final de la ráfaga comienza a propagarse.

$$\frac{2F}{v_p} \leq t \leq t_{f_2} \text{ con } \frac{(t_{f_2} - T)v_p}{2} = 0$$

$$\frac{2F}{v_p} \leq t \leq T$$
{32}

Intervalo 3:

Este último caso que queda por analizar es exactamente igual al intervalo 3 del caso 1, como se puede observar en la Figura 30.

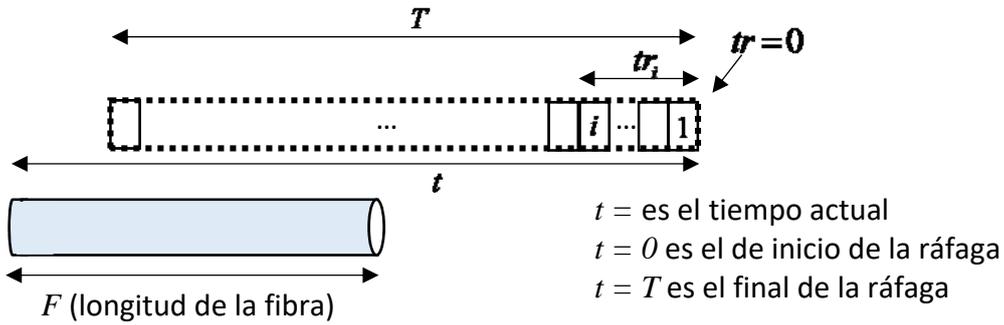


Figura 30. Esquema del intervalo 3 del caso 2.

$$P_{RB}(t) = \int_{\frac{(t-T)v_p}{2}}^F P_s S \alpha_s e^{-2\alpha l} dl = \frac{P_s S \alpha_s}{-2\alpha} e^{-2\alpha l} \Big|_{\frac{(t-T)v_p}{2}}^F =$$

$$= \frac{P_s S \alpha_s}{2\alpha} e^{-2\alpha \frac{(t-T)v_p}{2}} - \frac{P_s S \alpha_s}{2\alpha} e^{-2\alpha F} = \frac{P_s S \alpha_s}{2\alpha} e^{\alpha T v_p} e^{-\alpha t v_p} - \frac{P_s S \alpha_s}{2\alpha} e^{-2\alpha F}$$

$$P_{RB}(t) = \frac{P_s S \alpha_s}{2\alpha} \left(e^{-\alpha(t-T)v_p} - e^{-2\alpha F} \right)$$
{33}

Los límites de validez de la expresión son:

$$T \leq t \leq t_{f_3} \text{ con } \frac{(t_{f_3} - T)v_p}{2} = F$$

$$T \leq t \leq \frac{2F}{v_p} + T$$
{34}

Es importante remarcar que, aunque la dinámica de la interferencia producida por la dispersión de Rayleigh es diferente para los dos casos, la duración de la misma es igual para los dos casos.

Si se toma la definición de RTT (Round-Trip-Time) como el tiempo de propagación, ida y vuelta, en una fibra, la duración (D_{RB}) de la interferencia producida por el efecto de la dispersión de Rayleigh por una ráfaga de duración T viene dada por:

$$RTT = \frac{2F}{v_p} \quad \{35\}$$

$$D_{RB} = RTT + T \quad \{36\}$$

Esta caracterización teórica queda refrendada por las pruebas realizadas en el laboratorio. El esquema del experimento es mostrado en la Figura 31 y el resultado de las medidas temporales en la Figura 32.

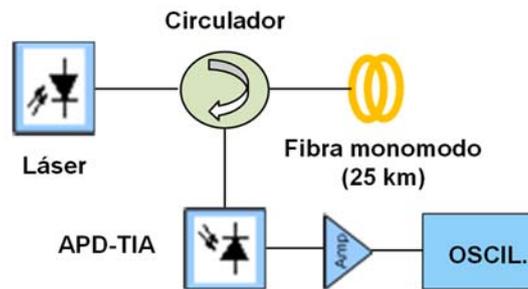


Figura 31. Esquema del experimento para la medida de la retrodispersión de Rayleigh.

El láser mostrado en el esquema es excitado con un pulso (Figura 32, izquierda) y mediante un circulador es propagado por una fibra de 25 Km, la retrodispersión de Rayleigh es desviada por el mismo circulador, recogida por un fotodetector y previo acondicionamiento representada en el osciloscopio (Figura 32, derecha).

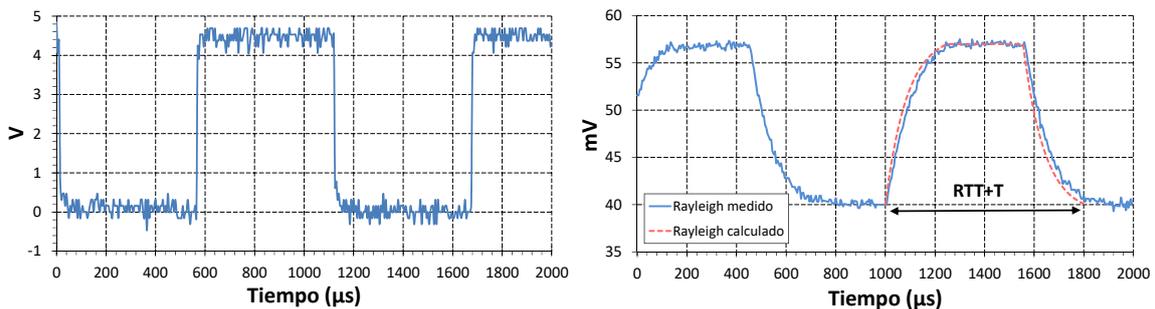


Figura 32. Medidas de la retrodispersión de Rayleigh producida por un pulso. Izquierda, señal eléctrica proporcional a la salida del láser. Derecha, señal eléctrica proporcional a la dispersión de Rayleigh a la entrada de la fibra y señal calculada.

Es necesario hacer notar que las dos señales no comparten el mismo factor de proporcionalidad, si bien, esto no aporta ninguna pérdida de generalidad puesto que los datos resaltables son: la forma y sobre todo la duración.

Tanto el experimento como la simulación matemática han sido realizados con 25 km de fibra de atenuación 0.25 dB/km y la duración de la ráfaga ha sido tomada de 0.555 ms por razones de sincronismo.

Este resultado es importante, puesto que pone de manifiesto que la interferencia no está presente sólo durante el tiempo de transmisión (T), sino que éste se ve incrementado por el término RTT. Un análisis posterior determinará durante cuánto tiempo la interferencia es suficientemente grande como para impedir una comunicación de calidad.

5.2.2 Diagrama de tiempo y retardos

En este apartado, basándose en los resultados obtenidos anteriormente, se establecerán los diagramas de tiempos que deberán cumplir OLT y ONU para realizar una comunicación Half-Duplex evitando las interferencias producidas por el fenómeno de la dispersión de Rayleigh.

Una primera aproximación consiste en utilizar como referencia la conclusión final del apartado anterior, que la duración total de la interferencia de Rayleigh será {36}:

$$D_{RB} = RTT + T$$

Esto permite establecer un diagrama de tiempos como el mostrado en la Figura 33, donde se consideran transmisiones simétricas entre el enlace de subida y bajada, $T_{OLTr} = T_{ONUtr}$, y $RTT = 2 t_p$, siendo t_p el tiempo de propagación entre OLT y ONU.

Véase que a la OLT no puede llegar la ráfaga emitida por la ONU hasta RTT unidades de tiempo después de haber finalizado la suya. Es inmediato establecer las relaciones:

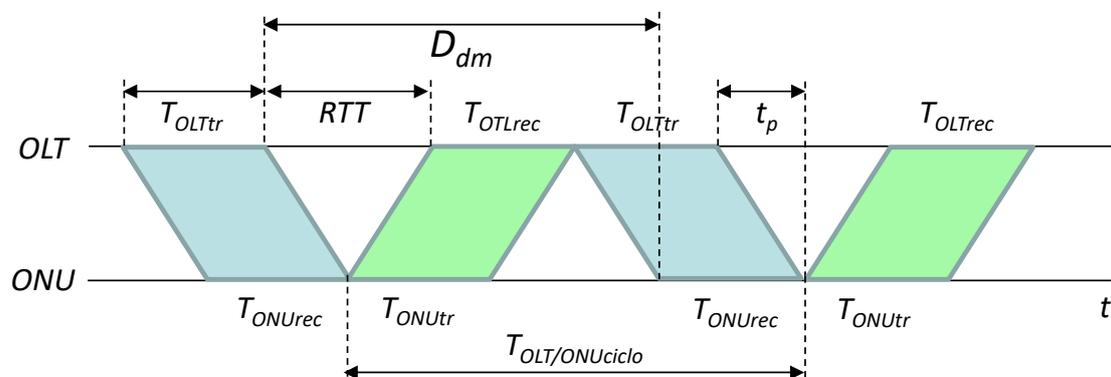


Figura 33. Diagrama de tiempo con tráfico simétrico evitando completamente el efecto de la dispersión de Rayleigh.

$$T_{OLT/ONUciclo} = RTT + T_{OLTtr} + T_{ONUtr} = RTT + 2 T_{OLTtr} \quad \{37\}$$

Como se puede observar en este punto, no hay ninguna pérdida de generalidad por las consideraciones de simetría de tráfico realizadas en la Figura 33, más allá de que $T_{OLTtr} \neq T_{ONUtr}$.

$$T_{OLT/ONUciclo} = RTT + T_{OLTtr} + T_{ONUtr} \quad \{38\}$$

También se puede establecer el retardo máximo que sufrirá la comunicación, considerando sólo el efecto de la comunicación Half-Duplex, parámetro importante en la calidad de servicio. A este retraso habría que añadir un tiempo adicional producido por la posible existencia de una cola, que en este estudio no se tendrá en cuenta.

Para una comunicación simétrica los retrasos máximos son iguales para ONU (D_{um}) y OLT (D_{dm}), y su valor puede ser calculado como:

$$D_m = D_{dm} = D_{um} = RTT + T_{OLTtr} + t_p = T_{OLTtr} + 3 t_p \quad \{39\}$$

Y si la comunicación no es simétrica los retrasos son:

$$\begin{aligned} D_{dm} &= RTT + T_{OLTrec} + t_p = T_{OLTrec} + 3 t_p \\ D_{um} &= RTT + T_{ONUrec} + t_p = T_{ONUrec} + 3 t_p \end{aligned} \quad \{40\}$$

El escenario descrito hasta ahora ha sido el más evidente. Pero si se observa, no sólo la duración de interferencia, sino la forma de ésta, se puede pensar en establecer límites de tiempo en los que la interferencia es dañina para la comunicación y otros en que es tan pequeña que no influye. Para establecer estos límites se calculará la OSNR instantánea en la OLT en recepción ($OSNR_{up}$) siguiendo la evolución de la dispersión de Rayleigh calculada en 5.2.1 y despreciando cualquier otra fuente de ruido:

$$OSNR_{up}(t) = \frac{P_{OLT}}{P_{RB}(t)} \quad \{41\}$$

donde se ha considerado una modulación de fase y, por tanto, la potencia instantánea de la señal procedente de la ONU en la OLT, P_{OLT} , será constante y $P_{RB}(t)$ representa la potencia instantánea, en valor medio, calculada en el apartado 5.2.1., cuya expresión exacta dependerá de la relación entre la duración de la ráfaga y la distancia de la OLT al divisor de potencia.

En la Figura 34 se muestra la evolución de $OSNR_{up}(t)$ para el caso particular donde la duración de la ráfaga es $T_{OLTtr} = T_{ONUtr} = 1 \text{ ms}$, la distancia entre la OLT y el divisor es de 25 km y la atenuación de la fibra se ha tomado como 0.25 dB/km.

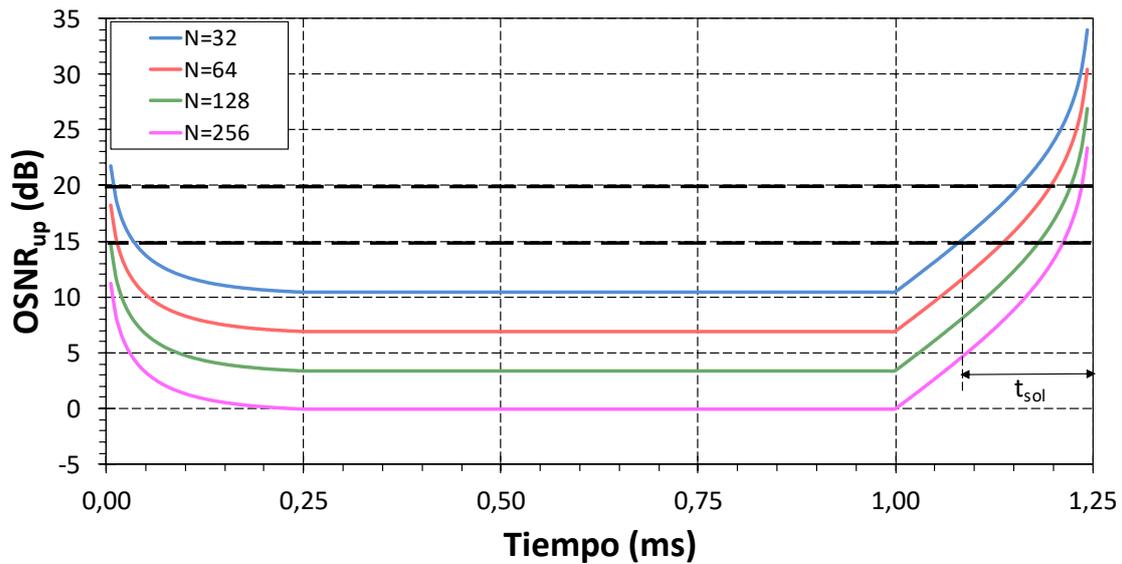


Figura 34. Evolución de la $OSNR_{up}$ para diferentes factores de división (N) en el divisor.

En la gráfica se ha remarcado dos niveles, 15 dB y 20dB que asegurarían una BER de 10^{-3} y 10^{-9} . Dichos niveles permiten fijar un tiempo de solapamiento, t_{sol} , donde la $OSNR_{up}$ es suficientemente buena como para tener una recepción correcta. Esto admite plantearse un nuevo diagrama de tiempo más ambicioso, como el mostrado en la Figura 35. En la cual se ha definido t_{off} como el tiempo entre el final de la ráfaga transmitida por la OLT y la llegada a la OLT de la ráfaga emitida por la ONU. A su vez se ha señalado el tiempo de solapamiento en el lado de la ONU, que permite que t_{off} sea menor que RTT. Dicho solapamiento implica que la ONU debe estar transmitiendo y recibiendo al mismo tiempo. Esta doble labor durante t_{sol} lleva a que no se podrá realizar una modulación directa del láser, puesto que necesita también el láser como oscilador local. Esto conlleva a usar obligatoriamente un modulador externo en el

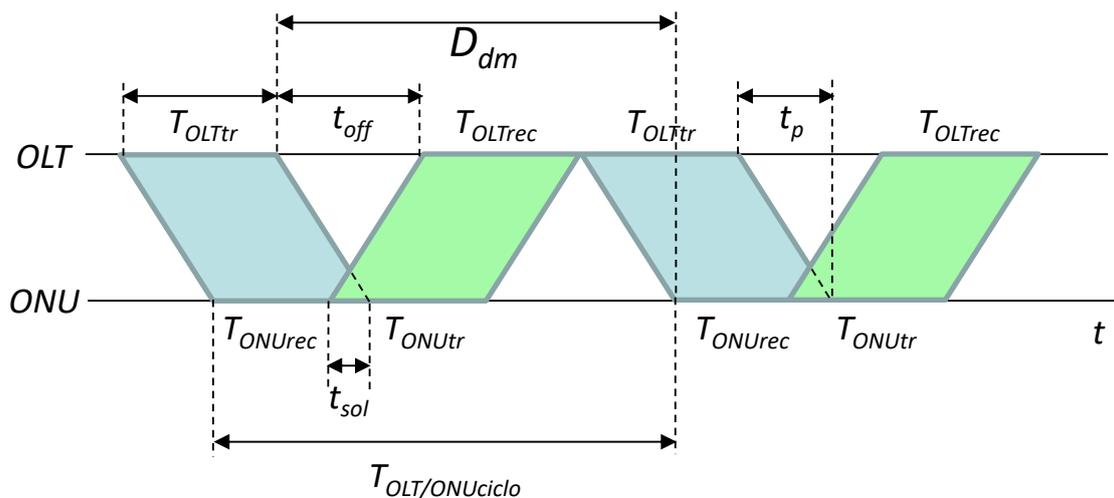


Figura 35. Diagrama de tiempo con tráfico simétrico permitiendo solapamiento en el lado de la ONU.

transmisor. Un esquema de este emisor/receptor se mostró en la Figura 22 derecha del apartado 5.2.

El tiempo t_{off} está relacionado con el RTT y t_{sol} como:

$$t_{off} = RTT - t_{sol} \quad \{42\}$$

En este nuevo escenario, para una comunicación simétrica la duración del ciclo $T_{OLT/ONUciclo}$ y los retrasos máximos para ONU (D_{um}) y OLT (D_{dm}) son iguales:

$$\begin{aligned} T_{OLT/ONUciclo} &= t_{off} + T_{OLTtr} + T_{ONUtr} = t_{off} + 2 T_{OLTtr} \\ D_m = D_{dm} = D_{um} &= t_{off} + T_{OLTtr} + t_p = RTT - t_{sol} + T_{OLTtr} + t_p \\ D_m &= T_{OLTtr} + 3t_p - t_{sol} \end{aligned} \quad \{43\}$$

Y si la comunicación no es simétrica:

$$\begin{aligned} D_{dm} &= t_{off} + T_{OLTrec} + t_p = T_{OLTrec} + 3t_p - t_{sol} \\ D_{um} &= t_{off} + T_{ONUrec} + t_p = T_{ONUrec} + 3t_p - t_{sol} \end{aligned} \quad \{44\}$$

En cualquiera de los casos se consigue una mejora en el retardo introducido por el modo de operación Half-Duplex.

Véase que sólo se ha tenido en cuenta un posible solapamiento en la parte final de la ráfaga transmitida y no en el principio. Esto es así porque los tiempos en el comienzo de dicha ráfaga son muy pequeños y no aportarían una mejora significativa.

Si se expresa de forma analítica la $OSNR_{up}(t)$, para una duración de la ráfaga mayor que el RTT, que en el presente caso T_{OLTtr} es igual a 1 ms, representaría una distancia de máxima de 100 km, y considerando que el escenario es una red de acceso, es razonable realizar la consideración $T_{OLTtr}v_p > 2F$ (caso 2). Utilizando la expresión {33}:

$$P_{RB}(t) = \frac{P_s S \alpha_s}{2\alpha} \left(e^{-\alpha(t-T_{OLTtr})v_p} - e^{-2\alpha F} \right)$$

y sustituyendo en la expresión {41}:

$$OSNR_{up}(t) = \frac{P_{OLT}}{\frac{P_s S \alpha_s}{2\alpha} \left(e^{-\alpha(t-T_{OLTtr})v_p} - e^{-2\alpha F} \right)} \quad \{45\}$$

y utilizando {3} para la potencia de señal recibida en la OLT, lo cual presupone que la potencia emitida por OLT y ONU es la misma, permite encontrar la expresión:

$$OSNR_{up}(t) = \frac{\frac{P_s e^{-\alpha(D+F)}}{E N}}{\frac{P_s S \alpha_s}{2\alpha} \left(e^{-\alpha(t-T_{OLTr})v_p} - e^{-2\alpha F} \right)} = \frac{\frac{e^{-\alpha(D+F)}}{E N} 2\alpha}{S \alpha_s \left(e^{-\alpha(t-T_{OLTr})v_p} - e^{-2\alpha F} \right)} \quad \{46\}$$

Si se establece una cota para la $OSNR_{up}$ (dB) que en las expresiones se denominará como $OSNR_{min}$ (dB), se puede encontrar una expresión para el tiempo t_{off} definido en {42}.

$$t_{OSNR_{min}} = \frac{1}{\alpha v_p} \ln \left(\frac{e^{\alpha T_{OLTr} v_p}}{\frac{e^{-\alpha(D+F)}}{E N} 10^{\frac{(34-OSNR_{min})}{10}} + e^{-2\alpha F}} \right) \quad \{47\}$$

y por tanto t_{off} :

$$\begin{aligned} t_{off} &= t_{OSNR_{min}} - T_{OLTr} = \\ &= \frac{1}{\alpha v_p} \ln \left(e^{\alpha T_{OLTr} v_p} \right) + \frac{1}{\alpha v_p} \ln \left(\frac{1}{\frac{e^{-\alpha(D+F)}}{E N} 10^{\frac{(34-OSNR_{min})}{10}} + e^{-2\alpha F}} \right) - T_{OLTr} \\ t_{off} &= \frac{1}{\alpha v_p} \ln \left(\frac{1}{\frac{e^{-\alpha(D+F)}}{E N} 10^{\frac{(34-OSNR_{min})}{10}} + e^{-2\alpha F}} \right) \quad \{48\} \end{aligned}$$

donde se ha realizado la sustitución:

$$10 \log \left(\frac{S \alpha_s}{2\alpha} \right) \approx -34 \text{ dB} \quad \{49\}$$

La expresión {47} depende, entre otros, de dos factores propios de la estructura de la red como son las distancias (D y F) y del factor de división N .

Fíjese que pese haber realizado la consideración $T_{OLTr} v_p > 2F$, no es relevante porque durante todo el proceso sólo se ha utilizado la expresión {33}, que representa el tercer intervalo en los dos casos estudiados en el apartado 5.2.1

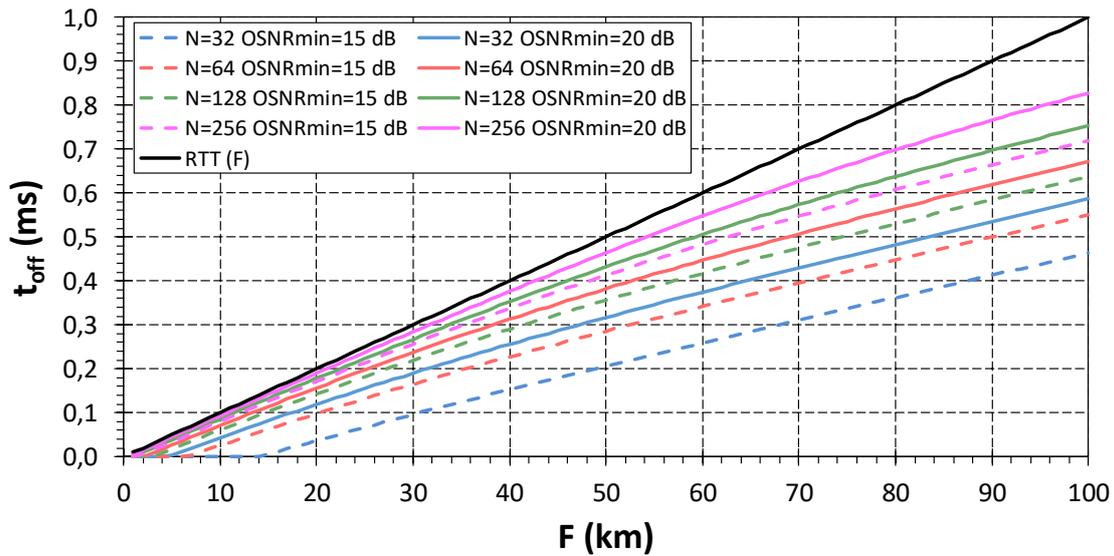


Figura 36. t_{off} vs. distancia (F) para diferentes factores de división del divisor de potencia (N) y diferentes $OSNR_{mín}$.

En la Figura 36 se muestra t_{off} para diferentes distancias F y diferentes factores N . La distancia D se ha fijado en 0.1 km, T_{OLTtr} en 1 ms, la atenuación de la fibra en 0.25 dB/km y el producto $N \cdot E$ tal como se ha fijado en punto 5.1.

Se puede observar como cuando N crece, el valor de t_{off} pasa a ser casi RTT. Esto es debido a que la potencia transmitida por la ONU es dividida por N y, por tanto, para mantener la misma $OSNR_{up}$, la potencia permitida en la interferencia tiene que ser muy baja y esto lleva a que haya que dejar que la retrodispersión prácticamente haya desaparecido. Sin embargo, para valores más pequeños de N , la reducción en el tiempo de espera entre ráfagas de transmisión y recepción en la OLT se puede reducir muy significativamente, incluso ser nulo en el caso de utilizar un FEC y conformarse con una $OSNR_{up}$ mínima de 15 dB.

5.2.3 Rendimiento del modo de operación HALF-DUPLEX

Dado que en un modo de operación Half-Duplex la comunicación no puede ser simultánea en los dos sentidos, el tiempo de transmisión debe ser repartido entre los dos actores de la comunicación, ONU y OLT. Suponiendo un tráfico simétrico entre ONU y OLT en el tiempo, en el mejor de los casos sería un 50% para cada uno de ellos. Como se ha visto en punto anterior, debido a los tiempos de espera entre transmisión y recepción en la OLT, estos porcentajes se verán reducidos.

Basándose en la distribución de los intervalos de tiempo y en los tiempos de espera, se definirá un factor de mérito como es el rendimiento (η). Éste se definirá para cada uno de los dos sentidos de la comunicación y a su vez permitirá establecer una velocidad efectiva para el canal de subida y el de bajada. El rendimiento para ambos sentidos viene definido como:

$$\eta_{OLT} (\%) = 100 \frac{T_{OLTdat}}{T_{OLT/ONUciclo}} \quad \eta_{ONU} (\%) = 100 \frac{T_{ONUdat}}{T_{OLT/ONUciclo}} \quad \{50\}$$

Donde, T_{OLTdat} y T_{ONUdat} son los tiempos de transmisión de ONU y OLT en un ciclo de transmisión ($T_{OLT/ONUciclo}$) y un ciclo de transmisión es el tiempo entre dos transmisiones consecutivas, bien de la ONU o de la OLT. Para el análisis $T_{OLT/ONUciclo}$ se tomará constante y se considerará una transmisión simétrica, es decir, T_{OLTdat} igual a T_{ONUdat} .

En el caso donde no se consideré la posibilidad de solapamiento (Figura 33), los rendimientos para la ONU y la OLT pueden ser expresados como:

$$\begin{aligned}\eta_{OLT} (\%) &= 100 \frac{T_{OLTtr}}{RTT + T_{OLTtr} + T_{ONUtr}} = 100 \frac{1}{1 + \frac{RTT + T_{ONUtr}}{T_{OLTtr}}} \\ \eta_{ONU} (\%) &= 100 \frac{T_{ONUtr}}{RTT + T_{OLTtr} + T_{ONUtr}} = 100 \frac{1}{1 + \frac{RTT + T_{OLTtr}}{T_{ONUtr}}}\end{aligned}\quad \{51\}$$

Y si la comunicación es simétrica:

$$\begin{aligned}\eta (\%) &= 100 \frac{T_{OLTtr}}{RTT + T_{OLTtr} + T_{ONUtr}} = 100 \frac{T_{OLTtr}}{RTT + 2T_{OLTtr}} \\ \eta (\%) &= 100 \frac{1}{2 + \frac{RTT}{T_{OLTtr}}}\end{aligned}\quad \{52\}$$

donde se pone de manifiesto que el rendimiento para cada una de los sentidos de comunicación nunca llegará siquiera al 50% y decrece con la distancia OLT-ONU. A su vez, se observa que aumentará conforme la duración de la ráfaga sea mayor. Pero el incremento de la duración de la ráfaga provocará un aumento del retardo máximo que puede sufrir la comunicación, como se establece en {39}.

Si se establece un retardo máximo, una calidad de servicio mínima, ésta fijará un valor máximo de la duración de la ráfaga $T_{OLTtr} = T_{OLTtrmáx}$. Despejando de {39}:

$$T_{OLTtrmáx} = D_m - 3 t_p \quad \{53\}$$

y sustituyendo en {52}, para obtener el rendimiento máximo:

$$\eta_{máx} (\%) = 100 \frac{1}{2 + \frac{RTT}{T_{OLTtrmáx}}} = 100 \frac{1}{2 + \frac{RTT}{D_m - 3 t_p}}$$

$$\eta_{m\acute{a}x} (\%) = 100 \frac{D_m - 3 t_p}{2D_m - 4 t_p} \quad \{54\}$$

En la Figura 37 se muestra el resultado de este rendimiento en funci3n de la distancia, la cual condicionar3 el tiempo de propagaci3n, y para distintos valores de retardo m3ximo D_m . Para distancias menores de 60 km, aceptando retrasos de 2 ms, se consigue un rendimiento del 40% aproximadamente, lo que representar3a, sobre un enlace que fuera de 1 Gb/s, una velocidad en cada sentido de 400 Mb/s.

Estableciendo el mismo desarrollo para el caso en que se permita solapamiento (Figura 35), los rendimientos se definir3n, para el caso donde no haya simetr3a, como:

$$\eta_{OLT} (\%) = 100 \frac{T_{OLTtr}}{t_{off} + T_{OLTtr} + T_{ONUtr}} = 100 \frac{1}{1 + \frac{t_{off} + T_{ONUtr}}{T_{OLTtr}}}$$

$$\eta_{ONU} (\%) = 100 \frac{T_{ONUtr}}{t_{off} + T_{OLTtr} + T_{ONUtr}} = 100 \frac{1}{1 + \frac{t_{off} + T_{OLTtr}}{T_{ONUtr}}} \quad \{55\}$$

y para el caso sim3trico:

$$\eta (\%) = 100 \frac{T_{OLTtr}}{t_{off} + T_{OLTtr} + T_{ONUtr}} = 100 \frac{T_{OLTtr}}{t_{off} + 2T_{OLTtr}}$$

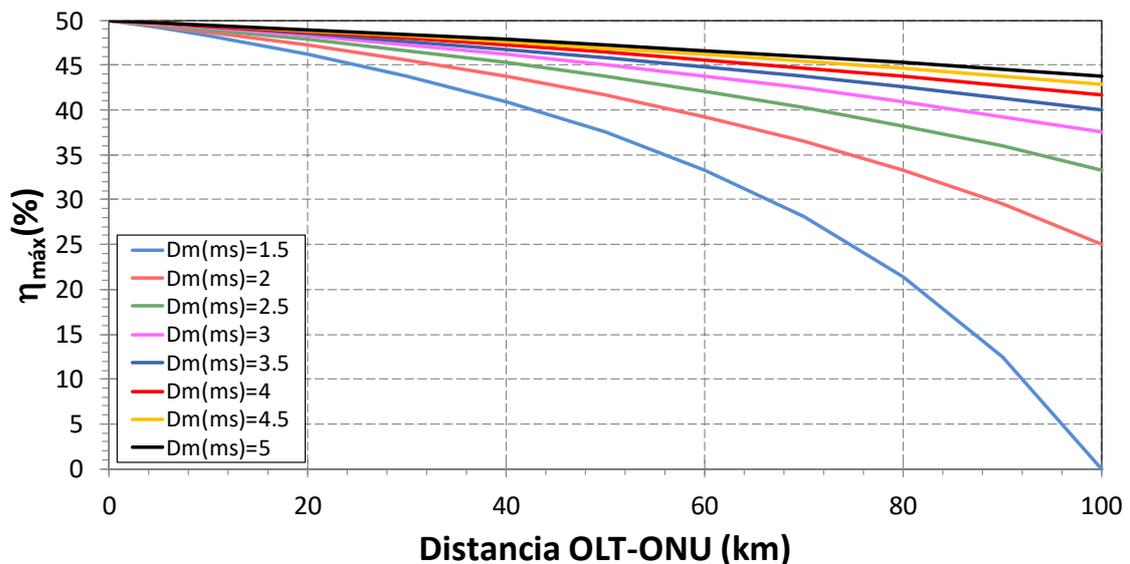


Figura 37. Rendimiento m3ximo de la comunicaci3n Half-Duplex para cada sentido vs. Distancia OLT-ONU, evitando completamente la dispersi3n de Rayleigh, para diferentes grados de calidad de servicio.

$$\eta(\%) = 100 \frac{1}{2 + \frac{t_{off}}{T_{OLTtr}}} \quad \{56\}$$

Comparando las expresiones del rendimiento con el caso que no hay solapamiento, se puede deducir fácilmente que será mayor puesto que t_{off} siempre será menor que RTT.

Por último, calculando el rendimiento máximo para un retraso máximo dado en la comunicación, al igual que anteriormente:

$$T_{OLTtrm\acute{a}x} = D_m - t_p - t_{off} \quad \{57\}$$

y sustituyendo en {56}:

$$\eta_{m\acute{a}x}(\%) = 100 \frac{1}{2 + \frac{t_{off}}{T_{OLTtrm\acute{a}x}}} = 100 \frac{1}{2 + \frac{t_{off}}{D_m - t_p - t_{off}}}$$

$$\eta_{m\acute{a}x}(\%) = 100 \frac{D_m - t_p - t_{off}}{2D_m - 2t_p - t_{off}} \quad \{58\}$$

En la Figura 38 se ha representado el rendimiento máximo para un valor $D_m = 1.5$ ms y diferentes valores del factor de división en el divisor de potencia (N). Analizando la representación de la gráfica, se puede concluir que, permitiendo el solapamiento, para el peor caso, con un factor $N=256$ y una distancia de 60 km, se incrementa en 4 puntos el rendimiento, pasando de un 33% a un 37% en cada sentido.

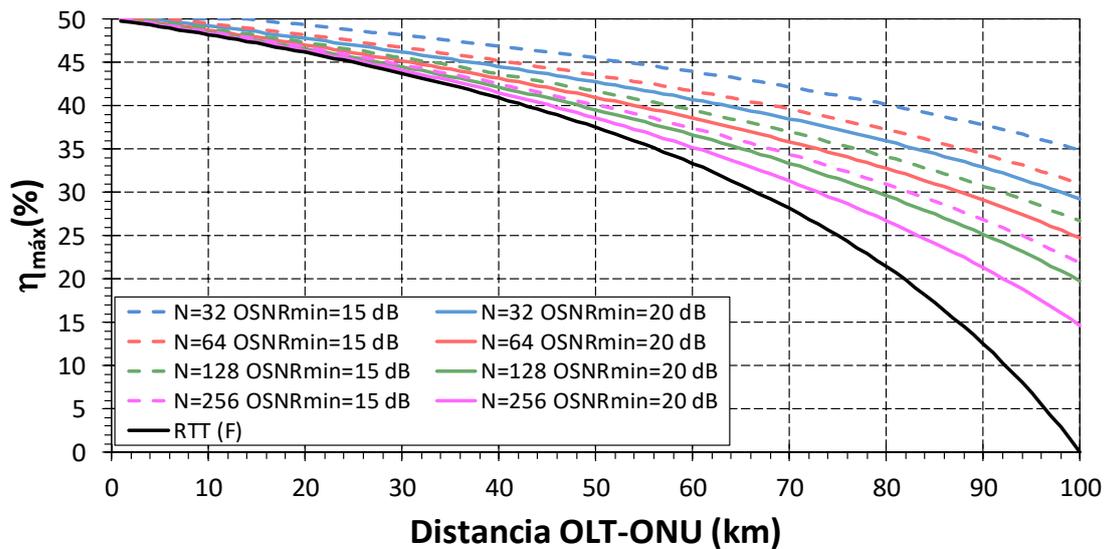


Figura 38. Rendimiento máximo de la comunicación Half-Duplex, para cada sentido, cuando se permite solapamiento para un retraso máximo $D_m=1.5$ ms.

Esto supone un incremento de alrededor del 12% en el volumen total de datos que circularían por el enlace OLT/ONU. Buscando el mejor de los casos para N=32 y distancias menores de 15 km, el rendimiento sería el máximo posible para una comunicación Half-Duplex, del 50%.

A título de ejemplo se han diseñado dos escenarios. Un primer escenario representa una zona de cobertura de poca distancia, 15 km, y muchos usuarios, 256 usuarios por OLT. Este escenario representaría una zona urbana densamente poblada.

Aplicando un retardo máximo en la transmisión, para establecer una QoS mínima, en este caso se ha tomado 1.5 ms.

Siguiendo la expresión {53} la duración del tiempo de transmisión para la OLT y ONU evitando completamente la retrodispersión de Rayleigh:

$$T_{OLTm\acute{a}x} = D_m - 3 t_p = D_m - 3 \frac{L}{v_p} = 1.275 \text{ ms} \quad \{59\}$$

donde v_p es la velocidad de propagación en la fibra.

Esta duración máxima de transmisión, junto con la suposición de tráfico simétrico, proporciona un rendimiento máximo {54}:

$$\eta_{m\acute{a}x} (\%) = 100 \frac{D_m - 3 t_p}{2D_m - 4 t_p} = 47\% \quad \{60\}$$

Suponiendo un enlace de 1 Gb/s, representa una velocidad media en cada sentido de 470 Mb/s.

El diseño del mismo escenario permitiendo solapamiento de la emisión/recepción en la ONU, Figura 35, permite establecer un t_{off} , tiempo de espera entre el final de la transmisión de la OLT y el comienzo de la recepción, en la OLT, de la transmisión realizada por la ONU, que puede ser menor que RTT. Este tiempo, t_{off} , está especificado en la Figura 36 siguiendo la expresión {48}.

Sin embargo, particularizando para el escenario propuesto, t_{off} es prácticamente igual de RTT. Esto representaría que las expresiones {57} y {58} son equivalentes a las {53} y {54}, y conlleva que la duración del tiempo máximo de transmisión y el rendimiento sería iguales en los dos casos, con solapamiento o sin el mismo.

Este resultado no justificaría añadir la complejidad que representa permitir un cierto solapamiento de la transmisión y la recepción en la ONU. Hay que recordar el solapamiento implica disponer de un modulador externo, puesto que el láser debe operar como oscilador local y como portadora a modular simultáneamente.

Un segundo escenario a diseñar sería el que representaría núcleos pequeños dispersos en una gran área geográfica. Para este escenario se ha considerado una distancia de 60 km y pocos usuarios, en particular 64 usuarios por OLT.

Siguiendo el mismo esquema del diseño anterior, evitando completamente la retrodispersión, para el mismo retardo máximo permitido de 1.5 ms, la duración de la transmisión baja a:

$$T_{OLT_{trm\acute{a}x}} = D_m - 3 t_p = D_m - 3 \frac{L}{v_p} = 0.6 \text{ ms} \quad \{61\}$$

y el rendimiento caería hasta el 33.3%, representando una velocidad media en cada sentido de 330 Mb/s para un enlace de 1Gb/s.

Ahora bien, si se permite solapamiento, siempre y cuando la OSNR en la OLT sea mayor de 15 dB, el tiempo de espera entre la transmisión y la recepción en la OLT viene dada por:

$$t_{off} = 0.34 \text{ ms} \quad \{62\}$$

Dicho valor fuerza una duración del tiempo de transmisión máximo de:

$$T_{OLT_{trm\acute{a}x}} = D_m - t_p - t_{off} = 0.86 \text{ ms} \quad \{63\}$$

Y un rendimiento:

$$\eta_{m\acute{a}x} (\%) = 41.7\% \quad \{64\}$$

Este rendimiento representaría una velocidad media para cada usuario de aproximadamente 420 Mb/s en el mismo tipo de enlace anterior 1 Gb/s. Supone un incremento de unos 85 Mb/s, llegando a valores parecidos al primer escenario urbano propuesto, solucionando el problema de la larga distancia.

Como conclusión se puede establecer que en escenarios de cortas distancias la solución Half-Duplex puede ser útil para entornos residenciales con gran número de usuarios, dado que la retrodispersión no implica una pérdida significativa de rendimiento, más allá de la típica de una comunicación Half-Duplex.

En cuando a largas distancias, para un número de usuarios de 64 e incluso 128, la solución propuesta, donde se permite un efecto de la retrodispersión de Rayleigh que no llega a afectar a la recepción, también permite dar servicio a entornos residenciales.

Es obvio mencionar que, aunque se estén considerando rendimientos del 50% como buenos rendimientos, en una comunicación Half-Duplex sólo se precisa un láser en cada equipamiento de usuario y permite reducir el coste de este equipamiento. También representará un número menor de canales, uno por usuario, con la respectiva reducción de ancho de banda. Esto último es importante en zonas donde se deba

compartir la fibra con otros estándares que ya tengan asignada su banda de funcionamiento, en zonas de nuevo despliegue, greenfield, evidentemente no. Por último, el hecho de tener que asignar sólo un canal representará una reducción en la complejidad del proceso de activación.

Un resumen del modo de operación Half-Duplex evitando la interferencia producida por la retrodispersión de Rayleigh se presentó en el artículo "*Half-Duplex transmission avoiding Rayleigh Backscattering crosstalk in UDWDM-PON with coherent receivers*" en la 16th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON) en 2014 [60].

5.3 MODO DE OPERACIÓN FULL-DUPLEX

El modo Full-Duplex está caracterizado por la comunicación ininterrumpida y simultánea en los dos sentidos, en este caso entre OLT y ONU. Dado el efecto de la dispersión de Rayleigh es indispensable pensar en dos canales separados, uno para upstream y otro para downstream. Esto implica utilizar dos portadoras diferentes.

Sin embargo, dependiendo de la estructura del emisor/receptor (Rx/Tx) estas dos portadoras representarán la necesidad de disponer de dos láseres o será suficiente con uno. El aspecto determinante es la forma en que se realice la recepción. En este punto habrá que diferenciar entre una recepción homodina o heterodina. En los apartados siguientes se relatarán los condicionantes más importantes que introducirán cada una de ellas.

5.3.1 Recepción homodina

En una comunicación Full-Duplex, en el caso de disponer de una recepción homodina es indispensable disponer de dos láseres diferentes en los transceptores, tanto de la ONU como de la OLT. Uno de ellos se utilizará como oscilador local en la recepción y otro como portadora a modular para transmisión. Evidentemente, si la descripción anterior se realiza pensando en la ONU, en la OLT los láseres deberán tener las mismas longitudes de onda, sólo que su uso será el contrario. Los esquemas de Rx/Tx se muestran en la Figura 39, tanto para modulación externa como directa

Siguiendo con el caso de una recepción homodina, la elección de los dos láseres puede realizarse de varias formas: completamente aleatoria, o con ciertos condicionantes que no alteren la finalidad de estar distribuidos uniformemente en una o dos bandas.

Seguidamente se describirán los escenarios posibles, remarcando las características espectrales y su repercusión en el proceso de activación.

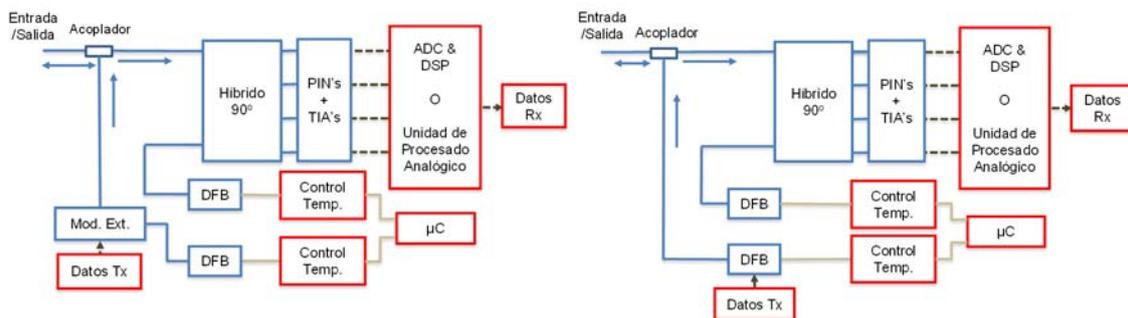


Figura 39. Diagrama de bloques genérico para un Rx/Tx con recepción homodina, con modulación directa para la transmisión (izquierda) y modulación externa (derecha).

5.3.1.1 Láseres apareados y adyacentes.

Se diseña el Rx/Tx de forma que, aunque los láseres presenten una distribución uniforme, las frecuencias de los láseres utilizados para transmisión y como oscilador local en recepción estén separados un cierto valor. Una forma muy útil es que los láseres sean elegidos de forma que haya una diferencia entre sus frecuencias nominales de 6.25 GHz, 0.05 nm en banda C, con un margen de error de ± 3 GHz. De esta forma, si uno de los dos láseres está situado en el centro de un canal, a una cierta temperatura, el otro estará situado en el canal adyacente a la misma temperatura. Dicha condición implica que los canales de subida y de bajada deben aparecer alternados en el espectro dentro de una banda única. A su vez, esta alternancia permite definir un canal equivalente, con un ancho de 12.5 GHz, que englobe tanto el canal de subida como el de bajada. En la Figura 40 se muestra un ejemplo de la situación de los láseres sobre una rejilla de canales de 6.25 GHz de ancho de banda.

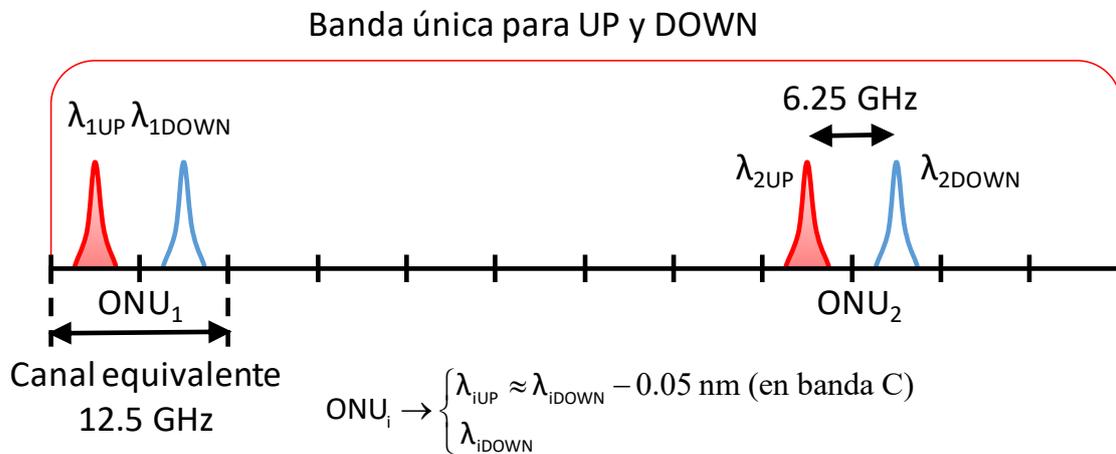


Figura 40. Ejemplo de asignación de canales para un Rx/Tx con láseres apareados.

En este escenario, aunque haya dos láseres a los que durante el proceso de activación hay que asignarles un canal, la probabilidad de rechazo será equivalente a tener un único láser. Esto es así, porque cuando se asigne un canal a uno de los láseres, el otro queda fijado automáticamente, y con una probabilidad de rechazo de cero.

Con la definición de un canal equivalente se podrá calcular la probabilidad de rechazo de un usuario como la probabilidad de rechazo de un solo láser. Si bien, a la hora de calcular esta probabilidad de rechazo debe tenerse en cuenta que el ancho del canal es el doble. Por tanto, el número de canales que cubre la ventana de sintonía va a ser la mitad. Esto aumentará la probabilidad de rechazo con respecto a una transmisión Half-Duplex donde se dispone de un solo láser por Rx/Tx y el canal evidentemente es de 6.25 GHz.

Como consecuencia de disponer las dos bandas unidas, el elemento acoplador en los Rx/Tx debe ser un divisor de potencia que introduce unas pérdidas adicionales de unos 3 dB.

5.3.1.2 Láseres aleatorios en bandas independientes.

En este segundo escenario los láseres, tanto los utilizados en upstream, como en downstream presentarán una distribución uniforme, pero en bandas independientes. Es decir, habrá una banda en el espectro destinada a los canales utilizados en la comunicación OLT/ONU y otra, completamente independiente, para la comunicación ONU/OLT. A su vez, se dispondrá de dos distribuciones uniformes de láseres, una para cada banda. Un ejemplo de este escenario se muestra en la Figura 41.

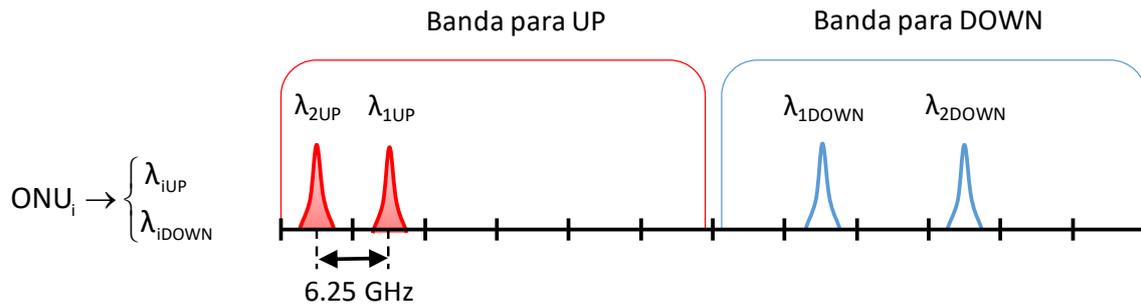


Figura 41. Ejemplo de asignación de canales para un escenario con láseres aleatorios en bandas independientes.

En este caso, el proceso de activación de un usuario, puede considerarse como dos procesos de asignación de un canal a un láser independiente, y a la hora de valorar la probabilidad de rechazo de un usuario podrá calcularse como:

$$P_{block} = P_{blockUP} + P_{blockDOWN} - P_{blockUP}P_{blockDOWN} \quad \{65\}$$

Para los valores que se han establecido de 0.1%, el término producto de las dos probabilidades puede ser despreciado. Esta interpretación permitirá utilizar la probabilidad de rechazo de un solo láser para calcular la probabilidad de rechazo de un usuario.

Evidentemente, el proceso de activación se complica con respecto al caso de disponer de láseres apareados, puesto que hay que realizar dos asignaciones, pero los condicionantes de diseño son menores.

Por último, con la separación de las dos bandas, el elemento marcado de forma genérica como acoplador puede ser sustituido por un filtro óptico que separe las bandas, este elemento introducirá unas pérdidas adicionales de sólo 1 dB aproximadamente.

5.3.1.3 Láseres aleatorios en banda única.

Este tercer escenario es el que menos condicionantes establece, puesto que todos los láseres pertenecen a la misma distribución, pueden ser asignados indistintamente a los canales de comunicación hacia la OLT o desde la OLT y situados en una banda única. Un ejemplo que ilustra este escenario se muestra seguidamente en la Figura 42. Evidentemente, esta banda única deberá ser más grande puesto que debe contener el doble de láseres de una de las bandas anteriores.

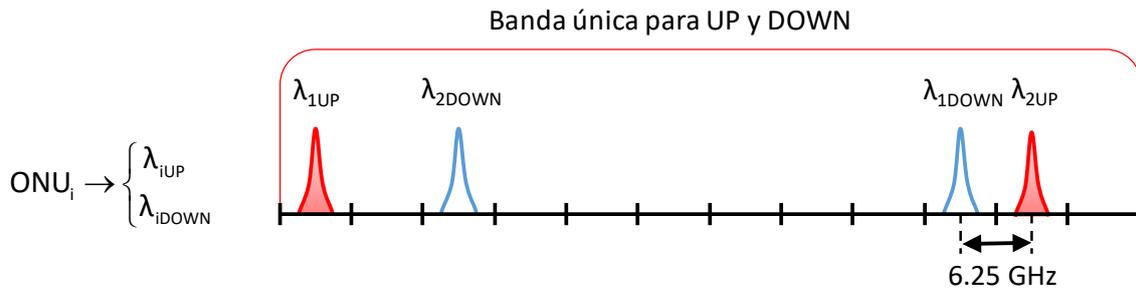


Figura 42. Ejemplo de asignación de canales para un escenario con láseres aleatorios en banda única.

El pertenecer a una misma distribución no representa ningún inconveniente o ventaja en su fabricación, asignar un conjunto de subbandas a cada dirección de comunicación o mezclarlas todas es indiferente. Recuérdese que la distribución uniforme se constituye como la unión de distribuciones gaussianas llamadas subbandas (sección 4.3.1).

En cuanto a la probabilidad de rechazo, puede parecer que las probabilidades de rechazo para el canal de upstream y downstream no sean independientes, que verdaderamente no lo son. Si los dos láseres compartieran parte de la banda de sintonía, haber asignado satisfactoriamente un láser puede influir en la probabilidad de asignar el segundo láser, quedando menos posibilidades para el segundo láser. Por tanto, en este caso no puede utilizarse la expresión {65} para el cálculo de la probabilidad de que una ONU sea rechazada. Pero, debido a que la ventana donde cada láser puede ser sintonizado es muy pequeña, comparado con toda la banda donde puede aparecer su longitud de onda antes de ser sintonizada, hay una probabilidad muy baja de que los dos láseres compartan banda de sintonía. En este caso prácticamente no hay una dependencia entre la probabilidad de rechazo de cada uno de los dos láseres durante el proceso de activación.

Por la misma razón, tampoco afecta el hecho de que al disponer de una banda más grande se dispondrá de más canales, puesto que sólo podrán ser sintonizados aquellos que estén en la ventana de sintonía. Estas suposiciones, se ven refrendadas por los resultados obtenidos en las simulaciones que se mostrarán en el capítulo 8. Por tanto, pueden ser utilizados los resultados de probabilidad de rechazo de un usuario

para láseres aleatorios en dos bandas, como resultados válidos para este escenario y la expresión {65} se puede considerar una aproximación válida para el presente caso..

Sí aparecerán cambios en el proceso de activación con respecto al caso anterior de dos bandas separadas y sobre todo influirá mucho en la coexistencia con otros estándares, puesto que la banda es muy grande y buscarle una localización de forma que no interfiera con las otras existentes puede ser un inconveniente.

También establecerá cambios y complicaciones en la estructura de la OLT. Esto es así puesto que ahora todos los canales pueden ser de upstream o downstream, pero este punto será tratado con posterioridad cuando se aborde el diseño y organización de la OLT.

Al igual que en el caso de láseres apareados, la banda es única, entonces el elemento acoplador en los Rx/Tx debe ser un divisor de potencia, incrementando las pérdidas de inserción de este elemento en unos 3 dB.

5.3.2 Recepción heterodina

A diferencia de la recepción homodina, en la heterodina la longitud de onda del láser utilizado como oscilador local en recepción no es la misma que la portadora que se quiere sintonizar. Esta diferencia de longitudes de onda obliga a pasar por una frecuencia intermedia eléctrica antes de la recepción propiamente dicha.

El hecho de ser distinta la longitud de onda de la señal recibida y el oscilador local, permite utilizar el mismo oscilador local como portadora a modular en transmisión. De esta manera se consigue evitar la interferencia producida por la dispersión de Rayleigh utilizando un solo láser en el Rx/Tx. Evidentemente, utilizar un Rx/Tx con un solo láser representa un coste menor que utilizar dos. A su vez, la recepción heterodina tiene la desventaja de una pérdida de 3 dB en la sensibilidad, un mayor ancho de banda en la parte eléctrica del receptor y la aparición de la frecuencia imagen que impide utilizar una parte del espectro. Un diagrama de bloques del Rx/Tx con recepción heterodina se muestran en la Figura 43.

De la misma forma que en el escenario de recepción homodina con láseres apareados, en el caso de la recepción heterodina se podrá definir un canal equivalente

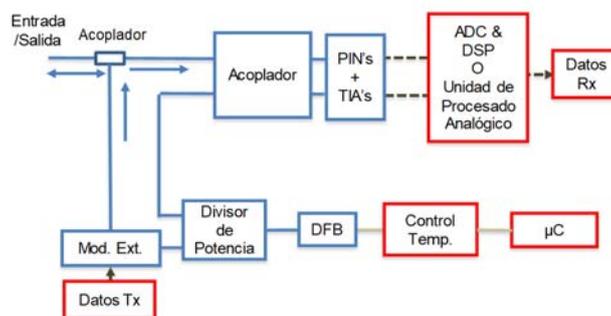


Figura 43. Estructura de un Rx/Tx con recepción heterodina.

que contenga los dos canales, el de upstream y el de downstream. Un esquema de la situación de las dos portadoras y la frecuencia imagen se representa en la Figura 44, con una separación entre las frecuencias centrales de las señales de datos y el oscilador local de 2.5 GHz para una transmisión de DPSK de 1.25 Gb/s como se indica en [61], [62].

Esto permite establecer un canal equivalente que contiene el canal de subida, el de bajada y una zona prohibida que correspondería a la frecuencia imagen del canal de bajada. La frecuencia imagen del canal de subida queda fuera del canal equivalente puesto que se solaparía con la zona prohibida del siguiente canal.

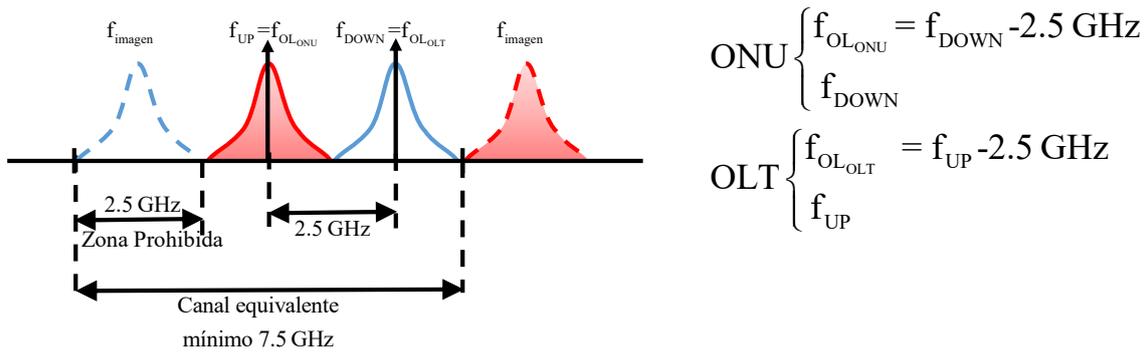


Figura 44. Estructura del canal equivalente en un modo de operación Full-Duplex con receptor heterodino.

Dado que el canal de 7.5 GHz no es un canal reconocido en los estándares establecidos por la ITU [55], ni siquiera como posible división de uno existente, en este trabajo se ha optado por tomar un canal equivalente de 12.5 GHz, que englobe el canal equivalente mínimo, la frecuencia imagen del canal de subida y unas bandas de guarda, Figura 45.

Visto como se estructuran los canales, y con la definición de un canal equivalente, se puede seguir un razonamiento totalmente idéntico al realizado para láseres apareados. Y, concluir que la probabilidad de rechazo de un usuario es idéntica a la de rechazo de un solo láser, pero con un ancho de canal igual al canal equivalente.

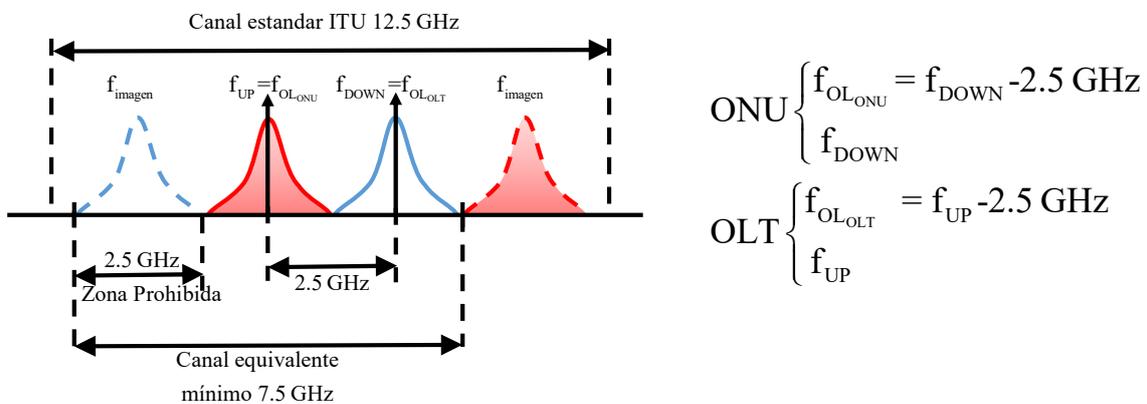


Figura 45. Adaptación del canal equivalente mínimo al canal estándar ITU.

5.4 RESUMEN DEL CAPÍTULO

Se ha considerado adecuado realizar un resumen de todas las cuestiones importantes que han aparecido en este apartado puesto que muchas de ellas serán utilizadas a posteriori. Para ello se ha rellenado la Tabla 4, donde se especifica las principales características que serán útiles durante el desarrollo de las estrategias de asignación de canal y el establecimiento de las probabilidades de rechazo dada la sintonía limitada de los láseres.

Modo de operación	Tipo de Rx	Bw canal equivalente	Nº láseres	Prob rechazo
Half-Duplex	Homodino	6.25 GHz	1	$Pb_{6.25}$
Full-Duplex	Homodino/ dos bandas	6.25 GHz (dos canales)	2	$\approx 2Pb_{6.25}$
Full-Duplex	Homodino/ banda única	6.25 GHz (dos canales)	2	$\approx 2Pb_{6.25}$
Full-Duplex	Homodino/ láseres apareados	12.5 GHz	1 o 2 ¹	$Pb_{12.5}$ ²
Full-Duplex	Heterodino	12.5 GHz	1	$Pb_{12.5}$

Tabla 4. Resumen de las características aportadas por los modos de operación, receptores y bandas espectrales.

En la Tabla 5 se resumen las ventajas e inconvenientes de cada uno de los modelos presentados, relacionadas con el tipo de receptor, costes y facilidad de diseño, los procesos de activación, ligados al número de láseres y la organización de bandas y posibilidades de coexistencia otros estándares en cuanto a compartir espectro.

¹ Dos láseres o un láser y creación de una segunda longitud de onda mediante un esquema de desplazamiento de portadora.

² Para un mismo margen de sintonía sólo permitiría cubrir la mitad de canales.

Modo de operación	Tipo de Rx	Ventajas	Inconvenientes
Half-Duplex	Homodino	<ul style="list-style-type: none"> - Un solo láser: reducción de coste. - Un sólo canal: reducción dificultad de activación. - Facilidad de coexistencia. 	<ul style="list-style-type: none"> - Rendimiento < 50 % por usuario y sentido. - Si solapamiento de emisión y recepción, exige un modulador externo.
Full-Duplex	Homodino/ dos bandas	<ul style="list-style-type: none"> - Sin interferencia por retrodispersión de Rayleigh. - Rendimiento 100% por usuarios en cada sentido. - Dos bandas: facilidad de coexistencia. - Modulación directa. 	<ul style="list-style-type: none"> - Dos láseres: mayor coste. - Doble número de canales - Mayor dificultad en el proceso de activación.
Full-Duplex	Homodino/ banda única	<ul style="list-style-type: none"> - Sin interferencia por retrodispersión de Rayleigh. - Rendimiento 100% por usuarios en cada sentido. - Cada canal puede ser recepción o transmisión. - Modulación directa. 	<ul style="list-style-type: none"> - Dos láseres: mayor coste. - Doble número de canales. - Mayor dificultad en el proceso de activación. - Dificultad de coexistencia³.
Full-Duplex	Homodino/ láseres apareados	<ul style="list-style-type: none"> - Mayor facilidad en el proceso de activación. - Sin interferencia por retrodispersión de Rayleigh. - Rendimiento 100% por usuarios en cada sentido. - Modulación directa, si dos láseres. 	<ul style="list-style-type: none"> - Dos láseres o wavelength shifting: mayor coste y mayor dificultad de fabricación. - Doble número de canales. - Dificultad de coexistencia.
Full-Duplex	Heterodino	<ul style="list-style-type: none"> - Un solo láser: reducción de costes. - Facilidad de demodulación si DPSK. - Mayor facilidad en el proceso de activación. - Sin interferencia por retrodispersión de Rayleigh. - Rendimiento 100% por usuarios en cada sentido. 	<ul style="list-style-type: none"> - Doble número de canales. - Dificultad de coexistencia - Modulador externo - Frecuencia intermedia. - Frecuencia imagen. - Electrónica de más alta frecuencia.

Tabla 5. Resumen de las principales ventajas e inconvenientes de cada modo de operación, tipo de receptor y organización de canales en bandas espectrales.

³ La dificultad de coexistencia con otros estándares aparece por el hecho de ser una banda más grande y continua, siendo más difícil encontrar espacio en el espectro.

6 CARACTERIZACIÓN MATEMÁTICA DE LA ASIGNACIÓN DE CANAL

Este punto se centrará en la activación, y especialmente en un punto esencial como es la asignación de canal cuando un usuario solicite ser admitido en la red. Hay que recordar que cada usuario (ONU) va a disponer de un emisor/receptor en el cual los láseres van a tener una longitud de onda aleatoria dentro de una o dos bandas de frecuencias para no complicar la distribución o aprovisionamiento. Es decir, dado que no se va a saber, a priori, las frecuencias que van a tener los láseres de una ONU, no se puede tener preasignados los canales que va a ocupar en el momento de su activación. Por tanto, el proceso de asignación de una ONU a uno o dos canales va a tener una característica aleatoria y habrá una cierta probabilidad de que no pueda realizarse. Cuando no puedan asignarse los canales necesarios, uno o dos, la ONU será rechazada y no podrá ser activada. Esta probabilidad, que de ahora en adelante se llamará probabilidad de rechazo, debe ser caracterizada. Un estudio sobre el cálculo de dicha probabilidad de rechazo fue presentado en [42]. A continuación, se relata este desarrollo teórico ya que es el único trabajo que establece una aproximación teórica y, junto con un algoritmo de asignación, marca el punto de partida sobre el que se basará el capítulo 7.

Para simplificar el desarrollo se supondrá que la banda de frecuencias está discretizada en canales, cada ONU sólo dispondrá de un solo láser y, si bien su frecuencia seguirá una estadística uniforme, aparecerá siempre centrada en un canal discreto y de momento no se le aplica ninguna sintonía. En el caso que cada ONU tuviera dos láseres aleatorios se aplicaría la expresión {65} al resultado final.

Como punto de partida se establece un escenario en el que se desea activar N láseres (ONUs), aleatorios y sin margen de sintonía, y se disponen de N canales donde situarse.

La probabilidad de que cada uno de los láseres tenga una frecuencia que corresponda a un canal diferente, de forma que todos puedan ser activados, viene dado por la expresión de una distribución multinomial.

En general, la probabilidad de que un suceso A_1 , que surja con una probabilidad p_1 , aparezca k_1 veces, que un A_2 , con p_2 , aparezca k_2 y así sucesivamente, viene dado de forma genérica por:

$$\begin{aligned} f(k_1, k_2, \dots, k_r) &= P[(A_1 = k_1)] \cap P[(A_2 = k_2)] \cap \dots \cap P[(A_r = k_r)] = \\ &= \frac{n!}{k_1! k_2! \dots k_r!} p_1^{k_1} p_2^{k_2} \dots p_r^{k_r} \end{aligned} \quad \{66\}$$

donde la nomenclatura:

$$P[(A_i = k_i)] \quad \{67\}$$

significa la probabilidad de que el suceso A_i suceda k_i veces y debe cumplirse:

$$\sum_{i=1}^r p_i = 1 \quad \text{y} \quad \sum_{i=1}^r k_i = n \quad \{68\}$$

Aplicando esta expresión general al escenario propuesto anteriormente, A_i , representa el hecho que la longitud de onda de un láser esté situada en el canal i . Si se dispone de un número de láseres igual al de canales, $r = n = N$ y con una distribución de las longitudes de onda de los láseres uniforme, todas las probabilidades, p_i , probabilidad de que la longitud de onda de un láser pertenezca a un canal serán iguales:

$$p_i = \frac{1}{N} \quad \text{y} \quad k_i = 1 \quad \{69\}$$

y entonces sustituyendo en {66}:

$$f(N) = N! \left(\frac{1}{N} \right)^N \quad \{70\}$$

$f(N)$ es la probabilidad que todos los láseres estuvieran en un canal diferente y, por tanto, tener un canal asignado. Para generalizar esta expresión, y que represente la probabilidad de que sólo haya un número menor que N láseres a los que se les pueda asignar un canal, se procederá con un ejemplo y luego se generalizará. Se considerará que el escenario del ejemplo presenta 3 ONUs y 3 canales, $N = 3$. Para calcular la probabilidad que sólo $x=2$ ONUs puedan disponer de un canal habrá que particularizar la expresión {70} con $k_1 = 1$, $k_2 = 2$ y $k_3 = 0$. Y además, hay que tener presente que no sólo es correcta esta combinación de k_i , sino también sus permutaciones. Teniendo esto en mente, la probabilidad puede ser modificada en un principio como {71}, donde sólo habrá x valores de k_i diferentes de cero:

$$f(x, N) = \begin{cases} N! \frac{N!}{k_1! k_2! \dots k_N!} \left(\frac{1}{N}\right)^N & x \neq N \\ N! \left(\frac{1}{N}\right)^N & x = N \end{cases} \quad \{71\}$$

donde x representa el número de ONUs admitidas y N el número de canales disponible, que coincide con el número de ONUs totales, admitidas y rechazadas.

Esta probabilidad es correcta para el caso $N=3$ y $x=2, 3$. Pero, si el número de ONUs aceptadas fuera 1 ($x=1$), la expresión {70} tomará los valores $k_1=3$, $k_2=0$ y $k_3=0$. Donde se puede apreciar que la modificación realizada en {71}, en general, debe ser con las permutaciones con repetición, puesto que puede haber varias k_i con el mismo valor. La expresión {71} queda modificada como:

$$f(x, N) = \begin{cases} \frac{N!}{(N-x)!} \frac{N!}{k_1! k_2! \dots k_N!} \left(\frac{1}{N}\right)^N & x \neq N \\ N! \left(\frac{1}{N}\right)^N & x = N \end{cases} \quad \{72\}$$

Siguiendo con el proceso de generalización, si se amplía el número de ONUs a 4 ($N=4$), fijando el número de ONUs aceptadas en 2 ($x=2$), se observa que se permiten varias opciones en los valores de k_i :

$$\begin{aligned} k_1 = 2, k_2 = 2, k_3 = 0, k_4 = 0 \\ k_1 = 3, k_2 = 1, k_3 = 0, k_4 = 0 \end{aligned} \quad \{73\}$$

Como consecuencia, la expresión {72} debe contener todas estas posibles opciones y sus permutaciones con repetición, escribiéndose como:

$$f(x, N) = \begin{cases} \sum_W \frac{N!}{(N-x)!} \frac{N!}{k_1! k_2! \dots k_N!} \left(\frac{1}{N}\right)^N & x \neq N \\ N! \left(\frac{1}{N}\right)^N & x = N \end{cases} \quad \{74\}$$

Donde W representa todas los posibles combinaciones de valores de k_i , en las cuales haya x valores diferentes de cero y su suma sea igual a N .

$$\sum_{i=1}^N k_i = N \text{ con } x \text{ valores de } k_i \neq 0 \quad \{75\}$$

Esta condición significa que hay N ONUs, pero $N-x$ serán rechazadas por repetir canal.

Hay que recordar que se deben evitar las permutaciones, puesto que se han añadido anteriormente.

Si el número de canales disponibles, N_{ch} , no se corresponde con el número de láseres, N , hay más canales que ONUs $N_{ch} \geq N$, habrá que añadir a la expresión {74} las combinaciones de tomar N canales de entre N_{ch} :

$$f(x, N, N_{CH}) = \binom{N_{CH}}{N} \sum_W \frac{N!}{(N-x)! k_1! k_2! \dots k_N!} \left(\frac{1}{N}\right)^N \quad \text{con } x \neq N \quad \{76\}$$

Hasta aquí se ha realizado un análisis considerando que no existe ningún tipo de control de sintonía sobre los láseres, es decir, su frecuencia es inamovible. Si, por el contrario, se establece un sistema de sintonía, que permita modificar la frecuencia de los láseres un cierto número de canales, el conjunto de posibilidades W debe ser modificado. Para entender el efecto de la sintonía vuélvase al ejemplo inicial, con 3 ONUs y 3 canales ($N=3$), habrá combinaciones de k_i que estarán prohibidas. Por ejemplo, si la sintonía es de un canal, la combinación $k_1=3$, $k_2=0$ y $k_3=0$ nunca puede darse puesto que un láser situado en k_1 podrá ser movido a k_2 y si la sintonía fuera de dos canales nunca habría interferencia. Una posible aproximación al cálculo de $f(x, N)$ es sustituir el denominador por:

$$f_{tun}(x, N, N_{CH}) = \binom{N_{CH}}{N} \sum_{W_{tun}} \frac{N!}{(N-x)! k_{1tun}! k_{2tun}! \dots k_{Ntun}!} \left(\frac{1}{N}\right)^N \quad \text{con } x \neq N \quad \{77\}$$

donde W_{tun} indica las combinaciones, que con la sintonía máxima, pueden activar x láseres. Para entender la expresión {77} se puede recurrir un momento a la expresión {76}, en la cual x era la cantidad de valores de k_i distintos de cero. Es decir, se puede interpretar como que los k_i , diferentes de cero, toman valor 1 y son sumados. Y para calcular el valor de $f(x, N, N_{CH})$ debían sumarse el conjunto de todas las combinaciones que cumplan ese valor de x , ese conjunto se ha llamado W .

Si ahora se toma $Tun_{m\acute{a}x}$ como la cantidad máxima de canales que puede abarcar la sintonía, en la expresión {77}. El conjunto llamado W_{tun} , para un valor determinado de x , serán aquellas combinaciones que sumando los k_{itun} diferentes de cero el resultado dé x . Pero a diferencia de la expresión {76} los valores de k_{itun} tomarán su valor si éste no excede de $Tun_{m\acute{a}x}$, si excede, tomarán $Tun_{m\acute{a}x}$.

La expresión {77} es una aproximación puesto que $\binom{N_{CH}}{N}$ no es valor multiplicativo exacto. Hay valores, sobre todo para valores de sintonía bajos, donde este factor difiere del correcto. Esto se pone de manifiesto en la Figura 46, donde se compara el resultado de $E\{x\}$, valor medio de las ONUs admitidas, y rechazadas, en función de la sintonía, donde, se utiliza la expresión {77} para calcular de forma iterativa las probabilidades de los diferentes número de ONUs admitidas, x , Figura 46 izquierda, y el cálculo mediante el método de Monte Carlo, Figura 46 derecha.

La comparación se ha realizado en un escenario de 64 ONUs que solicitan ser admitidas en una red con 64 canales. El ancho de banda de los canales es de 25 GHz. La estrategia de asignación al utilizar el método de Monte Carlo es: si hay solapamiento, canal ocupado, se asigna al siguiente canal, orden ascendente. Esto se aplica hasta que se consuma la ventana de sintonía y si no ha podido encontrar un canal libre, se bloquea.

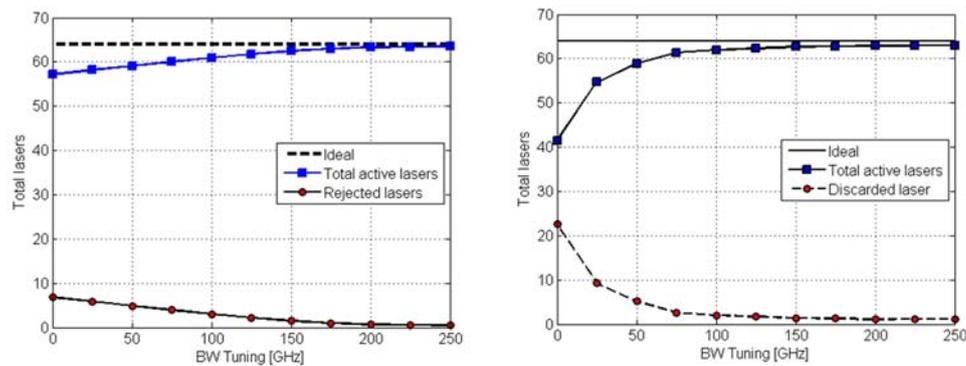


Figura 46. Número de ONUs bloqueadas y admitidas calculado mediante, izquierda, expresión {77}, derecha, método de Monte Carlo. Esta gráfica es una fiel reproducción desde [42].

Se puede observar que, para una sintonía de 50 GHz, equivalente a 2 canales, los resultados ya son muy similares. Y que para una sintonía de 250 GHz los valores de admisión ya son del 99%.

Evidentemente como se indica en [42] la expresión {77} es una simplificación y difícil de utilizar en la práctica. De ahí, que en los siguientes apartados se hará uso del método de Monte Carlo para el cálculo de las diferentes probabilidades.

7 ESQUEMAS PARA LA REALIZACIÓN DE LA ASIGNACIÓN DE CANAL

7.1 DEFINICIÓN DEL PROBLEMA. CLAVES

Como se ha descrito en el capítulo anterior el proceso de asignación de canal, dada la aleatoriedad de los láseres, es estadístico. Este proceso estará caracterizado por la probabilidad de que una ONU pueda ser activa o sea rechazada por no poder encontrar un canal donde ubicarla. También se observa que la probabilidad de admisión o rechazo depende de las combinaciones W_{tun} que se elijan para, moviendo los láseres dentro de su margen de sintonía, poder colocar un número de láseres en la banda de canales determinada. Es decir, aparte de la ventana de sintonía, del número de usuarios que se desea activar y del número de canales que se disponga, dada una cierta distribución estadística de los láseres, es clave como se elige la sintonía de cada láser. Es obvio decir que la forma de elegir esta sintonía tiene que ir dirigida a maximizar la probabilidad en las admisiones futuras, y en recolocaciones, por ejemplo, por variaciones de temperatura ambiental.

Es importante remarcar que, en un escenario de red de acceso, los usuarios no solicitan ser admitidos en la red todos a la vez, estos aparecen secuencialmente y en orden aleatorio. Cuando un usuario solicita ser admitido sólo se conocen los usuarios que ya han sido admitidos, y el canal en que han sido ubicados. No se conocerán de antemano cuáles son las frecuencias de los láseres de las ONUs que no han solicitado su admisión. Esto implica que hay que tomar la decisión de asignar una ONU a un canal con una información incompleta. Por tanto, la idea fundamental es pensar cómo asignar a un usuario entrante un canal, de los disponibles y accesibles por la sintonía máxima, de forma que se maximice la probabilidad que el siguiente pueda ser admitido.

En este capítulo se describirán tres esquemas o algoritmos heurísticos que permiten realizar la asignación de canal. Estos algoritmos muestran la evolución en la estrategia seguida con el fin de conseguir reducir la probabilidad de rechazo para un número de canales dado. El número de usuarios vendrá especificado y limitado a un

máximo de 256, limitado por el balance de potencia y el Harzard Level, y el objetivo será alcanzar una probabilidad de rechazo o bloqueo con el mínimo número de canales posible, menor ancho de banda óptico.

Estos esquemas serán empleados bajo dos modelos de aplicación diferentes:

- Estático (SWA, Static Wavelength Assignment): una vez una ONU ha sido asignada a un canal, longitud de onda, ésta permanece en este canal hasta que sea apagada y el canal sea liberado.
- Dinámicos (DWA, Dynamic Wavelength Assignment): una ONU con un canal asignado, longitud de onda, puede ser reasignada a otro canal con el fin de permitir la admisión de una nueva ONU.

En la Figura 47 se muestra un proceso de asignación general, en el caso estático, para ONUs con un solo láser, en el que se ha sombreado el bloque donde irán ubicados los algoritmos con los que se realizará la elección del canal a asignar. Como se puede observar en el esquema, la asignación tiene que ser on-line y, por tanto, quedan descartados los algoritmos basados en una formulación ILP (del inglés, integer linear program), ampliamente utilizados en la asignación de longitudes de onda [43] y que podrían ser adaptados.

En este trabajo se han desarrollado dos algoritmos heurísticos que permiten realizar la asignación on-line, más uno inicial ya utilizado en [42] que ha sido readaptado y servirá de referencia.

Estos esquemas o algoritmos heurísticos y sus diferentes modelos de aplicación serán evaluados respecto a diferentes parámetros como la probabilidad de rechazo, el tiempo de disponibilidad de la ONU y la potencia media consumida.

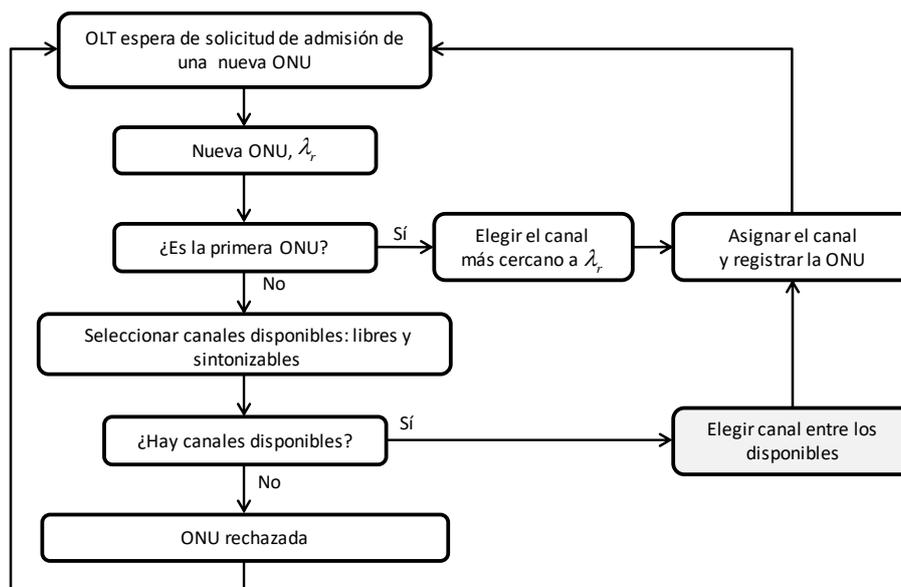


Figura 47. Proceso de asignación general para ONUs con un solo láser.

7.2 ESQUEMAS HEURÍSTICOS

Antes de comenzar a describir los algoritmos es necesario acordar una nomenclatura para cada uno de los parámetros que van a ser utilizados con más asiduidad. Para ello ayudándose de la Figura 48, se define:

- λ_c o nominal: es la frecuencia de cada uno de los láseres a temperatura ambiente más bias, sin sintonía. A diferencia del estudio teórico, no tiene por qué estar situado en el centro de un canal.
- Ventana de sintonía: es el margen de sintonía de cada uno de los láseres con respecto a su longitud de onda nominal. Normalmente será simétrica. Puede medirse en número de canales, nm o °C.
- Banda original: es la banda donde los láseres han sido distribuidos aleatoriamente a la temperatura estándar de fabricación más bias, usualmente 25°C más 10°C por la polarización. Si la organización espectral de bandas propone dos bandas separadas, habrá dos.
- Bandas laterales: son bandas añadidas en los extremos de la banda original, cuya función es igualar las opciones de todos los láseres de situarse en un canal. Se usarán para minimizar el efecto de variaciones de temperatura ambiental.
- Banda extendida: es la banda que contiene a todos los canales donde los láseres pueden situarse, la banda original más las bandas laterales. Al igual que la banda original, puede haber dos.

Por facilidad de comprensión, la descripción de los algoritmos se realizará sobre un escenario con ONUs de un solo láser, posteriormente se realizará sobre todos los escenarios. También por cuestiones de claridad se considerará, en un principio, que la temperatura estándar y la ambiental son iguales.

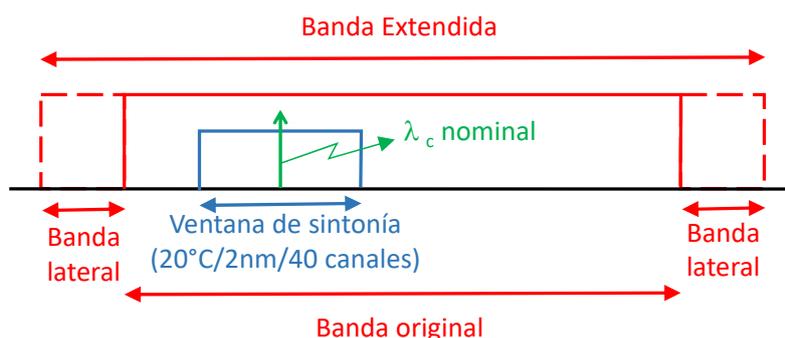


Figura 48. Definición y nomenclatura de los parámetros más importantes.

7.2.1 Algoritmos de asignación de longitud de onda estáticos (SWA)

7.2.1.1 Mínima sintonía

Este primer esquema sigue el concepto mostrado en [42]. Se ha implementado para que sirva de base de comparación. En las publicaciones surgidas de este trabajo ha sido nombrado como First Fit, por tanto, se usarán las siglas FF como identificativo de este algoritmo.

La estrategia seguida es asignar al láser de cada ONU entrante la longitud de onda del canal libre más cercano a su frecuencia nominal. Un ejemplo se representa en la Figura 49.

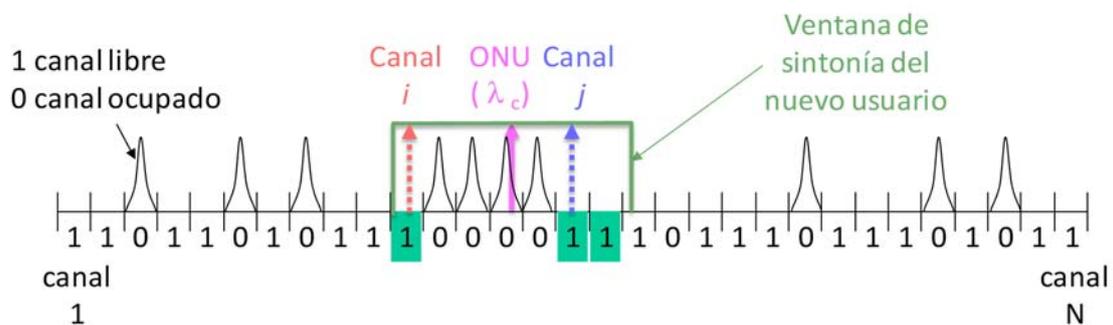


Figura 49. Ejemplo de asignación siguiendo el criterio FF.

Basándose en el ejemplo se puede realizar la siguiente descripción del procedimiento. El canal entrante, marcado como ONU en la Figura 49, dentro de su banda de sintonía tiene tres canales libres, canales i , j y $j+1$, marcados en fondo verde. De estos canales, el más cercano y que requiere menos sintonía es el canal j , por tanto, será el elegido. Un ejemplo del resultado de la asignación de canales producido siguiendo el esquema FF se muestra en la Figura 50.

El ejemplo se ha realizado para 20 ONUs en una banda de 40 canales, banda representada, y una ventana de sintonía de 20 canales, la mitad de la banda total. Se han elegido valores poco restrictivos para mostrar el efecto del esquema sobre la distribución del espectro.

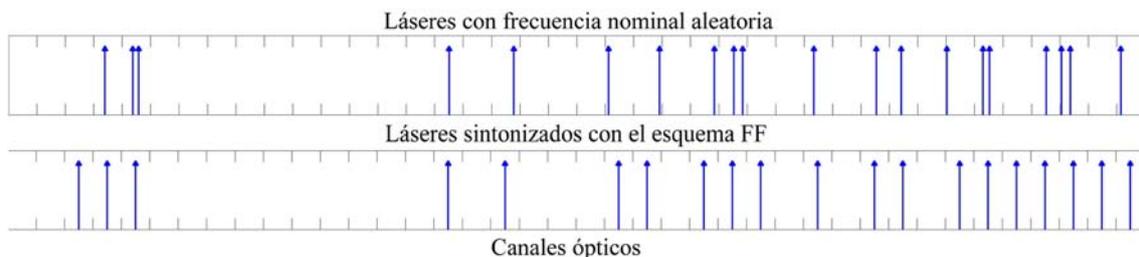


Figura 50. Ejemplo de aplicación del algoritmo FF.

Esta estrategia no presenta ninguna previsión respecto a la distribución de canales ocupados de cara a recibir la siguiente ONU. La única virtud que presenta es que somete a los láseres a un estrés de temperatura bajo y, por tanto, bajo consumo de potencia.

En la Figura 51 se presenta un algoritmo en lenguaje natural con los pasos a seguir en la implementación del esquema FF.

$[i, Ch, D]=FF(f, fTL, TW, Ch)$

Paso 0: Inicialización

$Posible_Canal = \emptyset$

Paso 1: Buscar canales dentro TW

for $i=1..N$

if $|fTL-f(i)| < TW/2$ & $Ch(i) \neq 1$

añadir i a $Posible_Canal$

end

end

If $Posible_Canal$ es \emptyset

$i=0 \Rightarrow$ rechazado

Ir a Paso 4

end

Paso 2: Buscar la sintonía mínima

$i = \min_i \{|fTL - f(possible_Canal(i))|\}$

$D = f(possible_Canal(i)) - fTL$

Paso 3: Actualizar rejilla de canales

$Ch(i) = 0$

Paso 4:

return

Definiciones

N Número de canales

$f(i)$ Frecuencia del canal i

fTL frecuencia del laser a activar

TW Ventana de sintonía

$Ch(i)$ Bandera de canal ocupado i
(0 = ocupado, 1 = libre)

i Canal asignado
($i=0$ significa rechazado)

D Sintonía a aplicar

Figura 51. Algoritmo en lenguaje natural del esquema FF.

7.2.1.2 Máxima dispersión.

El esquema llamado de máxima dispersión ya aporta una previsión en sus asignaciones. Es decir, no sólo se preocupa de asignarle un canal a la ONU que solicita ser admitida, sino también de que las futuras ONUs tengan una mayor probabilidad de ser admitidas.

En la difusión de este trabajo se ha dado a este algoritmo el nombre de Maximum Scattering, respondiendo a las siglas MS.

Este esquema está inspirado en el algoritmo de asignación de longitud de onda SPREAD, también llamado, LEAST USED [43], que se basa en balancear, uniformizar, el uso de las diferentes longitudes de onda de forma que, si una es solicitada, esté disponible la mayoría de las veces.

Esta idea debe ser adaptada a un escenario de asignación de canal en una red de acceso, para lo cual se procederá con la reflexión que se describe a continuación.

Se conoce a priori que la estadística de los láseres va a ser aproximadamente uniforme. Por tanto, la frecuencia nominal del láser, de la siguiente ONU que va a solicitar ser admitida, puede estar situada en cualquier punto del espectro por igual. Por consiguiente, hay que intentar disponer los canales libres de forma que estén distribuidos uniformemente en toda la banda. Esto permitirá maximizar la probabilidad de tener un canal disponible cerca de la longitud de onda del láser, dentro de la banda de sintonía, en una futura solicitud de admisión.

Una forma de mantener la uniformidad en la distribución de los canales libres es asignar el láser de la ONU en los huecos del espectro más grandes, zonas donde hay más canales libres seguidos. Esto creará la máxima dispersión posible de los canales libres. Matemáticamente se consigue situando la ONU entrante de forma que su láser esté lo más alejado posible de cualquier canal ocupado anteriormente. Un ejemplo ilustrativo del procedimiento se muestra en la Figura 52.

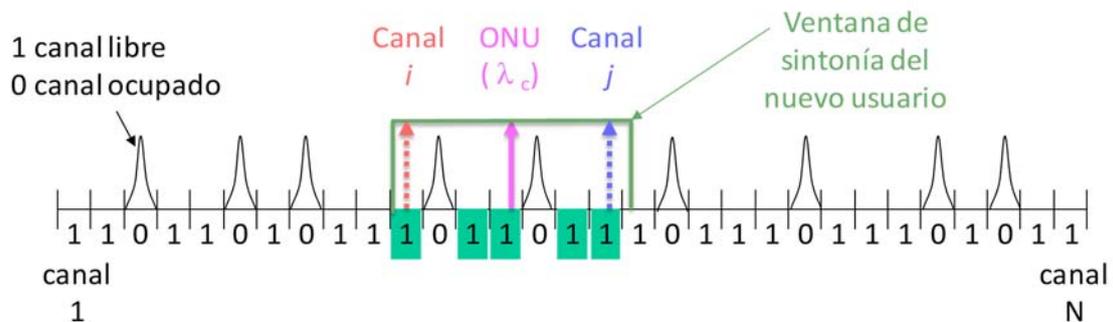


Figura 52. Ejemplo de asignación siguiendo el criterio MS.

El canal entrante, marcado como ONU en la Figura 52, dentro de su banda de sintonía tiene cinco canales libres, marcados en fondo verde. Si se centra la atención en el canal i , el canal ocupado más cercano se encuentra a una distancia de un canal. Sucede lo mismo para los demás canales excepto para el canal j , éste se encuentra a una distancia de 2 del canal ocupado más cercano. Por tanto, el canal j será el elegido.

En este esquema existe la posibilidad que dos canales se encuentren en las mismas condiciones, en este caso se ha optado por asignar el canal más cercano a la frecuencia nominal del láser de la ONU entrante, dado que requiere menos sintonía.

Un ejemplo del resultado de la asignación de canales siguiendo la estrategia MS se muestra en la Figura 53. Se ha utilizado la misma muestra de láseres que el caso del

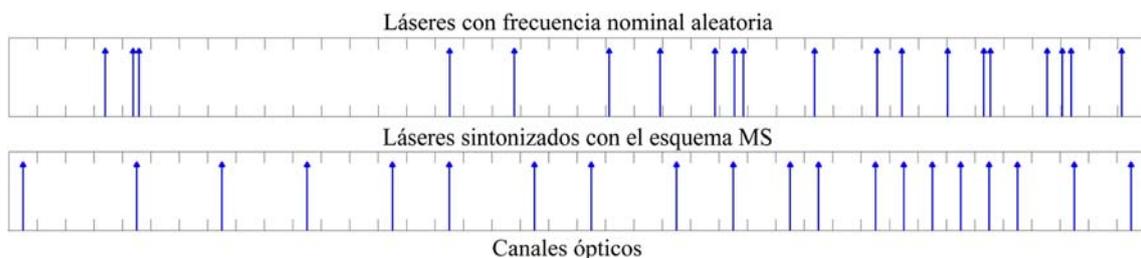


Figura 53. Ejemplo de aplicación del algoritmo MS.

esquema FF y el mismo escenario. El algoritmo MS intenta distribuir los láseres más uniformemente en toda la banda, dejando canales libres al alcance de la sintonía de una nueva ONU entrante.

Como se ha comentado, el diseño de este esquema heurístico parte del conocimiento de la estadística de las frecuencias nominales de los láseres, distribución aproximadamente uniforme. Pero es directo observar que se puede readaptar a cualquier tipo de densidad de probabilidad. Para realizar este cambio simplemente hay que ponderar la anchura de cada canal de forma inversamente proporcional a la densidad de probabilidad que presenten los láseres. De esta forma en las zonas con mayor densidad de probabilidad la distancia ponderada sería menor y el algoritmo las descartaría al buscar el máximo.

En la Figura 54 se presenta un algoritmo en lenguaje natural con los pasos a seguir en la implementación del esquema MS.

```
[i, Ch, D]=MS(f,fTL,TW,Ch)
Paso 0: Inicialización
Posible_Canal = ∅
Paso 1: Buscar canales dentro TW
for i=1..N
  if |fTL-f(i)|<TW/2 & Ch(i)==1
    añadir i a Posible_Canal
  end
end
If Posible_Canal es ∅
  i=0 ⇒ rechazado
  Ir a Paso 5
end
Paso 2: Buscar la distancia mínima
a un canal ocupado
for todo i ∈ Posible_Canal
  for todo j con Ch(j)==0
    D(j,i)=|f(i)-f(j)|
  end
  minD(i)=min{D(:,i)}
end
Paso 3: Buscar el posible Posible_Canal
con la máxima mínima distancia
i=maxi{minD(i)}
D=f(Posible_Canal(i))-fTL
Paso 4: Actualizar rejilla de canales
Ch(i)=0
Paso 5:
return
```

Definiciones	
<i>N</i>	Número de canales
<i>f(i)</i>	Frecuencia del canal <i>i</i>
<i>fTL</i>	frecuencia del laser a activar
<i>TW</i>	Ventana de sintonía
<i>Ch(i)</i>	Bandera de canal ocupado <i>i</i> (0 = ocupado, 1 = libre)
<i>i</i>	Canal asignado (<i>i</i> =0 significa rechazado)
<i>D</i>	Sintonía a aplicar

Figura 54. Algoritmo en lenguaje natural del esquema MS.

7.2.1.3 Máxima admisión.

El esquema de máxima admisión, al igual que el de máxima dispersión, tiene presente que la finalidad es proporcionar una máxima probabilidad de poder atender satisfactoriamente a las siguientes solicitudes de admisión. Al igual de los esquemas anteriores ha recibido un nombre en inglés en las publicaciones, Maximum Admittance, y es identificado con las siglas MA.

Este procedimiento se basa también en el conocimiento de la distribución generada en los láseres a la hora de suponer que su frecuencia nominal estará de forma equiprobable en cualquier punto de la banda espectral. Pero, se centra más en la pretensión de intentar dar máximas posibilidades a la siguiente petición de admisión. Para ello, se asignará el canal que permita que si el siguiente láser tuviera su frecuencia nominal situada en ese canal tendría el máximo número de canales libres a su alcance. Esta idea se muestra en la Figura 55.

Describiendo el procedimiento siguiendo el ejemplo de la Figura 55, dentro de la ventana de sintonía de la ONU entrante aparecen 5 posibilidades. Para cada una de ellas se sitúa un hipotético láser, comenzando por el canal i , y se cuentan los canales libres dentro de su ventana de sintonía, en este caso 5. El mismo ejercicio es realizado para los demás canales libres hasta el canal j , último de la ventana de la ONU entrante. Si se centra la atención en el canal $i+2$, el número de canales disponibles sería 6, el mayor valor de todos, por tanto, el canal $i+2$ sería el elegido.

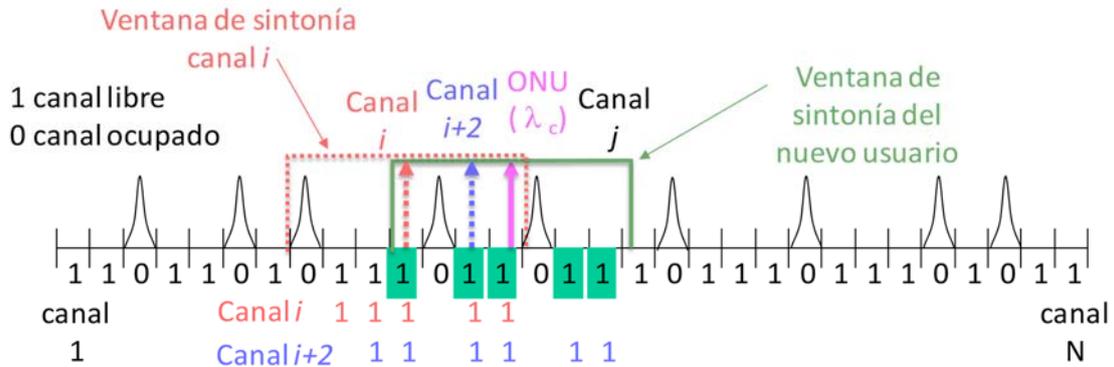


Figura 55. Ejemplo de asignación siguiendo el criterio MA.

De la misma forma que en el esquema MS, si dos canales cumplen las mismas condiciones, se asignará el que requiera menos sintonía.

Un ejemplo del resultado de la asignación de canales siguiendo la estrategia MA se muestra en la Figura 56. Se ha utilizado la misma muestra de láseres y los mismos condicionantes de sintonía y canales que en los casos anteriores.

El resultado que parece extraño a primera vista, no lo es tanto si se tiene en cuenta que los canales de los extremos estarán más solicitados. En la Figura 56 se observa que éstos quedan libres y partiendo de ellos se crean bloques siempre de un

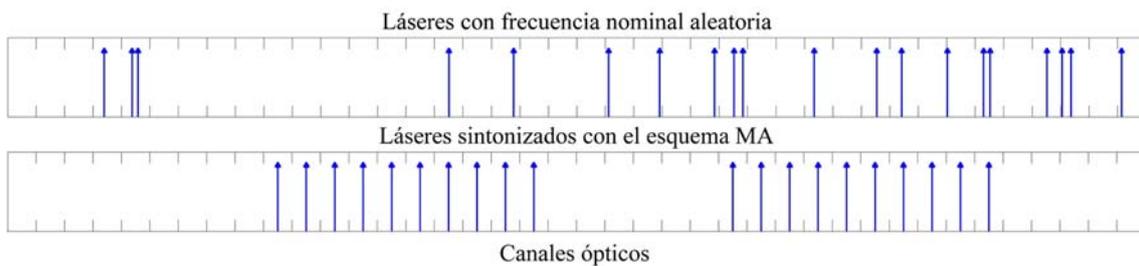


Figura 56. Ejemplo de aplicación del algoritmo MA.

valor menor que la ventana de sintonía. A su vez, se consigue que, tal como se va recorriendo la rejilla de canales, el número de canales disponibles en una ventana de sintonía se mantiene muy constante.

En la Figura 57 se presenta un algoritmo en lenguaje natural con los pasos a seguir en la implementación del esquema MA.

$[i, Ch, D]=MA(f, f_{TL}, TW, Ch)$

Paso 0: Inicialización

$Posible_Canal = \emptyset$

Paso 1: Buscar canales dentro TW

for $i=1..N$

if $|f_{TL}-f(i)| < TW/2 \ \& \ Ch(i) == 1$

añadir i a $Posible_Canal$

end

end

If $Posible_Canal$ es \emptyset

$i=0$

Ir a Paso 5

end

Paso 2: Contar los canales libres dentro de la ventana de sintonía centrada en cada $Posible_Canal$

for todo $i \in Posible_Canal \ \& \ j=1..N$

if $|f(i)-f(j)| < TW/2 \ \& \ Ch(j) == 1$

$Canales_libres(i) = Canales_libres(i) + 1$

end

end

Paso 3: Buscar los $Posible_Canal$ con máximo $Canales_libres$

$i = \max_i \{Canales_libres(i)\}$

$D = f(Posible_Canal(i)) - f_{TL}$

Paso 4: Actualizar rejilla de canales

$Ch(i) = 0$

Paso 5:

return

Definiciones

N Número de canales

$f(i)$ Frecuencia del canal i

f_{TL} frecuencia del laser a activar

TW Ventana de sintonía

$Ch(i)$ Bandera de canal ocupado i
(0 = ocupado, 1 = libre)

i Canal asignado

($i == 0$ significa rechazado)

D Sintonía a aplicar

Figura 57. Algoritmo en lenguaje natural del esquema MA.

Este algoritmo al igual que el MS se adapta a posibles variaciones en la estadística de la distribución de los láseres, puesto que intentará dar las mismas posibilidades a cualquier zona del espectro. No hay que olvidar que un máximo de 256 ONUs puede ser una muestra escasa de una distribución estadística y no representar fielmente una distribución uniforme. A esto se debe añadir que el algoritmo MA tiene en cuenta más trozo del espectro a la hora de realizar la asignación y, por tanto, es de prever que afinará mejor sus asignaciones.

7.2.2 Algoritmos de asignación de longitud de onda dinámicos (DWA)

Los algoritmos de asignación de longitud de onda dinámicos se basan en la reasignación de una ONU, con longitudes de onda ya asignadas, a unos canales nuevos, con el fin de que una ONU entrante ocupe los canales que le pertenecían hasta ese momento. En la explicación de este procedimiento se usará indistintamente canal y longitud de onda para indicar la ubicación del láser de una ONU.

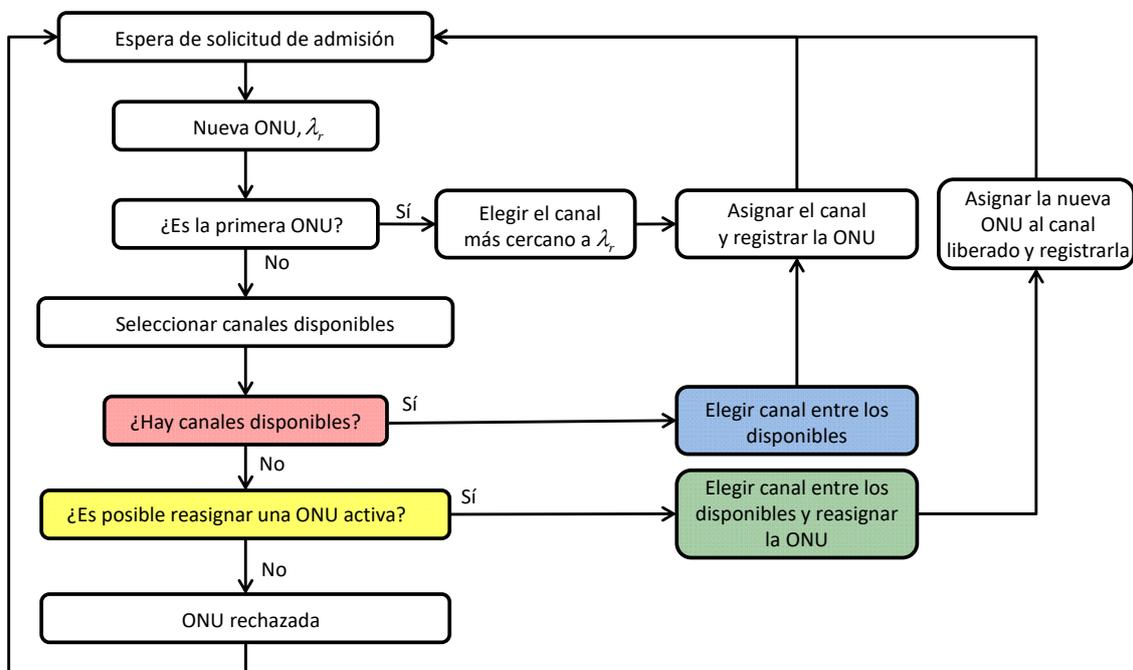


Figura 58. Proceso de asignación general dinámico para ONUs con un solo láser.

En la Figura 58 se muestra un diagrama que esquematiza el proceso de asignación dinámico. Como se puede observar, la primera opción siempre es asignarle a la ONU que solicita ser admitida un canal libre, bloque rojo. La elección del canal se realizará con cualquiera de los algoritmos mencionados para el caso estático, bloque azul. Esta opción se ha tomado porque no requiere realizar ninguna reasignación, sobre ninguna ONU que ya esté funcionando. Si eso no es posible, porque no quedan canales libres dentro de la ventana de sintonía, se intentará reasignar una de las ONUs que esté ocupando un canal dentro de la ventana de sintonía de la ONU entrante, bloque amarillo. La elección de la ONU que se reasignará y del canal donde será

reubicada, bloque verde, también se decidirá con los algoritmos antes descritos, si bien con alguna pequeña modificación. Los cambios son debidos a que aquí se debe tomar una doble decisión, que se realizará en varios pasos.

El primer paso será comprobar qué ONUs, de las ubicadas en canales pertenecientes a la ventana de sintonía la ONU entrante, disponen de algún canal libre dentro de su margen de sintonía, exceptuando el que ya están ocupando.

El segundo paso consistirá en calcular, para cada una de la ONUs que cumplan la condición del primer paso, en qué canal se situaría si fuera la elegida para ser reasignada. En función de cuál es el esquema se haya elegido para realizar la elección se tendrá en cuenta el canal y el valor del factor con el cual se ha hecho la elección. Estos factores son, el margen de sintonía en FF, la distancia al canal ocupado más cercano en MS y el número de canales disponibles en el caso MA.

En el tercer y último paso se elegirá, de entre las posibles ONUs a reubicar, aquella que tenga el factor mejor y se sintonizará en el canal calculado en el segundo paso.

A título de ejemplo, si se utilizara un esquema MA, en el paso dos se calcularía el canal donde se ubicaría cada ONU candidata a ser movida y se anotaría el valor de los canales disponibles, véase algoritmo MA. En el paso tres se elegiría mover la ONU que tuviera el valor de disponibilidad mayor, al canal previamente calculado.

En principio los algoritmos utilizados en la asignación directa, bloque azul, o con reasignación, bloque verde, no tienen por qué ser iguales. Aunque es aconsejable que lo sean para realizar las asignaciones siguiendo un mismo criterio y no provocar que los diferentes algoritmos tomen decisiones contradictorias.

8 EVALUACIÓN DE LOS ESQUEMAS DE ASIGNACIÓN DE CANAL EN PROCESO DE ACTIVACIÓN. DIMENSIONADO DE LA OLT

En este capítulo se presentarán los resultados de las simulaciones con los diferentes algoritmos, lo que permitirá comparar su rendimiento. Los algoritmos serán evaluados frente a la probabilidad de rechazo, proporcionando un número de canales que permita alcanzar una cierta cota.

A continuación, se evaluarán los algoritmos con respecto a un parámetro fundamental como es el margen de sintonía. En esta comparativa se tendrá en cuenta también el consumo necesario para realizar la sintonía como factor de mérito.

Finalmente, con los resultados obtenidos se procederá a diseñar la OLT, tanto en su estructura, como en la cantidad de emisores y receptores necesarios.

8.1 COMPARATIVA DE RENDIMIENTO ESPECTRAL

Para la comparación de los diferentes algoritmos y modos de aplicación, estático y dinámico, se establecerá el escenario y el procedimiento que se describe a continuación.

Se simulará una red con 256 usuarios. Cada ONU estará representada por uno o dos láseres, en función del modo de operación y del tipo de receptor. Los láseres serán

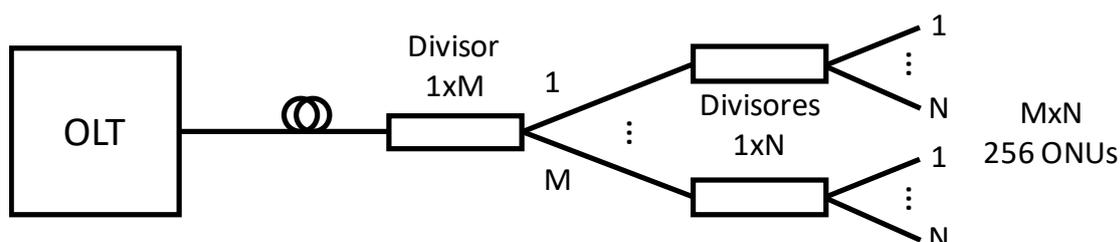


Figura 59. Topología de la red simulada.

creados de forma aleatoria, siguiendo una distribución uniforme, dentro de una banda o bandas iguales a las ocupadas por los canales disponibles.

La red tendrá una topología como la mostrada en la Figura 59, que permitirá que todos los usuarios puedan acceder a todos los canales.

La limitación de accesibilidad a un canal sólo vendrá dada por la ventana de sintonía. La sintonía será realizada con una célula Peltier unida al láser que le permitirá variar su temperatura entre $\pm 10^{\circ}\text{C}$, ± 1 nm con un coeficiente de sintonía de $0.1\text{nm}/^{\circ}\text{C}$.

Por el momento se considerará que la OLT podrá dar servicio a una ONU independientemente del canal asignado. Posteriormente, en el diseño de la OLT se tendrá en cuenta esta premisa.

Los canales tendrán un ancho de banda de 12.5 GHz, si se utiliza un canal equivalente como en el caso heterodino o con láseres emparejados, y de 6.25 GHz en los demás casos. Esto corresponde un 0.1 nm y 0.05 nm respectivamente, si se consideran los canales ubicados en la banda C.

Las ONUs solicitarán ser admitidas en la red de forma secuencial y aleatoria. Cada solicitud de admisión intentará ser atendida conociendo solamente los parámetros de la ONU a activar, más la longitud de onda nominal y el canal asignado de las ONUs ya admitidas. En principio el esquema de asignación será estático (SWA) y si a una ONU no se le puede asignar un canal no será admitida y será marcada como rechazada. Se considerará que una ONU puede ser sintonizada en un canal si éste está libre y el margen de sintonía alcanza el centro del canal. Las ONUs que cuenten con dos láseres será rechazadas si cualquiera de ellos es rechazado.

Cuando se haya intentado admitir los 256 usuarios, se calculará el porcentaje de rechazados. Se realizarán simulaciones calculando medias sobre 10000 repeticiones, para alcanzar valores estables y repetibles hasta probabilidades de rechazo de 0.1%.

8.1.1 Comparativa de esquemas

Bajo el escenario descrito anteriormente, en la Figura 60 se muestran los resultados de porcentaje de ONUs rechazadas para los diferentes modos de operación: Half-Duplex y Full-Duplex. Dentro de este último, los diferentes tipos de receptor homodino y heterodino, así como, en el caso homodino los dos casos de organización de bandas espectrales.

No se muestran los resultados para el caso de láseres emparejados, puesto que el resultado es exactamente igual al heterodino, dado que el ancho del canal equivalente es el mismo y el hecho de asignar un láser implica una certeza en la asignación del segundo.

En la Tabla 6 se muestran los resultados numéricos para una probabilidad de rechazo de 0.1% y el factor de mérito rendimiento o eficiencia espectral {78}, definido

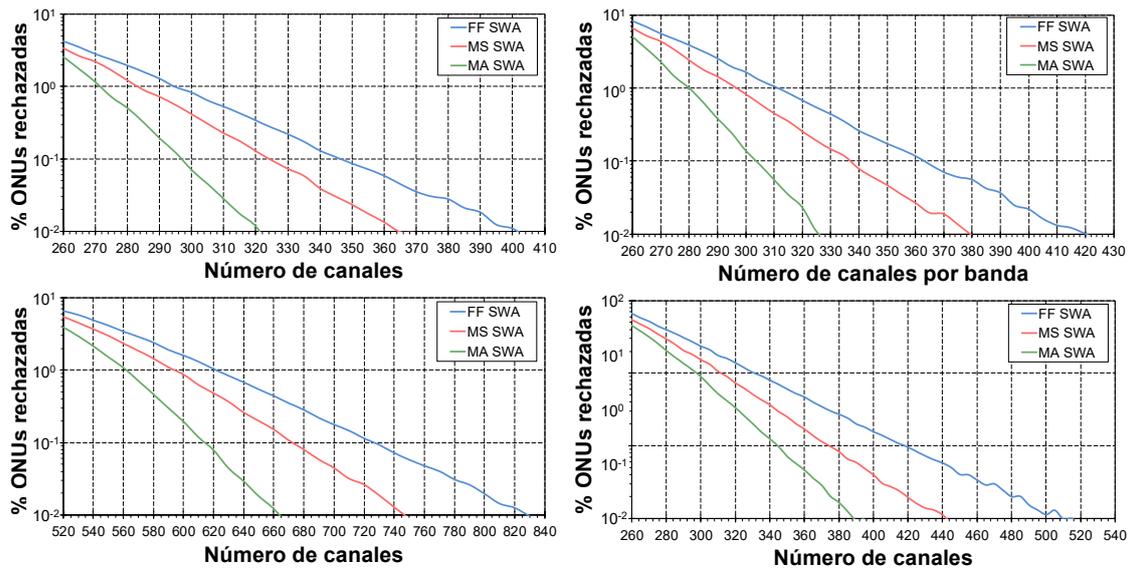


Figura 60. % de ONUs rechazadas vs. núm. de canales para los algoritmos SWA con sintonía $\pm 10^\circ\text{C}$. De izquierda a derecha y de arriba abajo: Half-Duplex, homodino dos bandas, homodino banda única y heterodino.

como: el número de canales si la sintonía de los láseres cubriera toda la banda (número de usuarios, N_{ONU}) dividido por el número de canales necesarios, N_C , y expresado en porcentaje. Para poder realizar una comparación, en el caso de que sea necesario, se muestra entre paréntesis el número de canales de 6.25 GHz totales necesarios para cada situación.

$$Es(\%) = 100 \frac{N_{ONU}}{N_C} \quad \{78\}$$

	Half-Duplex	Full-Duplex, homodino y bandas separadas	Full-Duplex, homodino y banda única	Heterodino o láseres emparejados
FF SWA	347 74%	2x360 (720) 71%	727 70%	418 (836) 61%
MS SWA	325 79%	2x335 (670) 76%	673 76%	375 (750) 68%
MA SWA	298 86%	2x305 (610) 84%	615 83%	345 (690) 74%

Tabla 6. Número de canales para alcanzar una probabilidad de rechazo de 0.1%, con sintonía $\pm 10^\circ\text{C}$, y rendimiento espectral alcanzado en modo SWA.

De los datos mostrados en la Tabla 6 se pueden extraer varias conclusiones: una primera, que el esquema de máxima admisión, MA, produce los mejores

resultados. Esto es debido a que, de forma indirecta, usa como información un margen del espectro el doble de grande que los demás algoritmos.

Una segunda conclusión es que los resultados al utilizar una sola banda o dos bandas son muy parecidos, como ya se adelantó en el apartado 5.3.1.3. En el caso de disponer de una única banda, la asignación de canal para los dos láseres, cuando la banda de canales es mucho mayor que la ventana de sintonía, puede aproximarse como dos sucesos independientes y proporcionar valores similares a disponer de dos bandas separadas.

Por último, el peor caso es el heterodino y el de los láseres emparejados. Esto es debido a que los canales disponibles dentro de la banda de sintonía son la mitad, puesto que el canal equivalente es el doble de ancho y esto proporciona menos opciones en la asignación de canal, aumentando la probabilidad de rechazo.

Analizando numéricamente los resultados del rendimiento espectral para los diferentes esquemas de asignación de canal se puede realizar una comparación cuantitativa de los resultados. Los valores de mejora son de entre 5 y 7 puntos porcentuales para el esquema MS respecto al FF y en el caso del MA respecto al FF esta mejora se sitúa entre 12 y 13 puntos porcentuales.

En términos relativos las mejoras oscilan entre 7% y el 11% para el caso del MS y entre 16% y 21% en el caso MA. Estos datos reflejan un comportamiento muy uniforme de los algoritmos independientemente del escenario en el que se apliquen, más aún si se deja de lado el caso Half-Duplex, que parte de valores de rendimiento más altos y sus características difieren de los demás casos.

Si se analizan valores absolutos del número de canales, centrándose en el esquema MA, se observan mejoras de unos 50 canales para el caso Half-Duplex, alrededor de 110 canales para los casos homodinos y más de 140 canales para el caso heterodino. Esto justifica sobradamente el uso de una inteligencia en el proceso de asignación de los canales a las ONUs entrantes.

8.1.2 Estáticos vs. Dinámicos

Tal como se ha descrito en el punto 7.2.2, con el fin de mejorar los resultados, se ha diseñado una versión dinámica de los algoritmos presentados. Recordando lo ya descrito anteriormente: los algoritmos de asignación de longitud de onda dinámicos se basan en la reasignación de una ONU, con longitudes de onda ya asignadas, a unos canales nuevos, con el fin de que una ONU entrante ocupe los canales que le pertenecían hasta ese momento. Hay que tener presente que las reasignaciones no se usan en el proceso de elección del canal más apropiado en la admisión de una ONU. Las reasignaciones sólo son usadas en el caso que una ONU entrante no disponga de canales libres y, por tanto, sería rechazada.

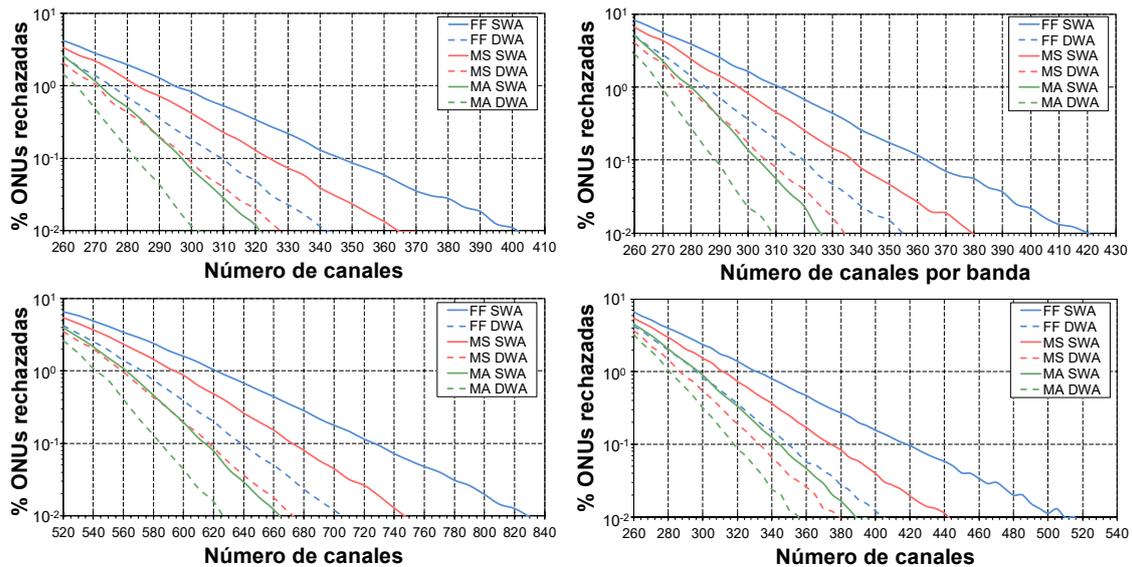


Figura 61. % de ONUs rechazadas vs. núm. de canales para los algoritmos SWA y DWA. De izquierda a derecha y de arriba abajo: Half-Duplex, homodino dos bandas, homodino banda única y heterodino.

En la Figura 61 se muestran los resultados obtenidos para un escenario idéntico al caso estático con 256 ONUs. En las gráficas se han mantenido los resultados de la asignación estática para poder ser comparados.

A nivel cualitativo se puede apreciar que los resultados mejoran sustancialmente. También es de remarcar que la mejora es mayor para el esquema FF, esto es debido a que sus valores estáticos son los peores y tiene mucho margen de mejora. El razonamiento para el esquema MA es el contrario, ya que parte de rendimientos altos, difíciles de mejorar. Un dato que manifiesta el buen rendimiento del algoritmo MA es el hecho que proporciona mejores prestaciones en su modo estático que los otros dos en el modo dinámico. Esta última afirmación no se cumple en el caso heterodino debido a que su menor margen de sintonía en términos relativos no permite poner de manifiesto sus bonanzas.

En la Tabla 7 se expresan los valores numéricos para una probabilidad de rechazo del 0.1%, permitiendo establecer comparaciones cuantitativas entre las prestaciones de los diferentes esquemas y diferentes modos. Al igual que en el apartado anterior se presenta el número de canales, así como, el rendimiento espectral.

Centrando el análisis de los resultados en el esquema MA, Tabla 7, se deduce que la mejora sobre el caso estático es de alrededor de 5 puntos porcentuales en todos los escenarios.

En cuanto a los diferentes escenarios, se mantienen los resultados muy parecidos para los dos casos homodinos, tanto para una banda, como dos bandas espectrales, llegando a rendimientos espectrales cercanos al 90%. A su vez, se debe

	Half-Duplex	Full-Duplex, homodino y bandas separadas	Full-Duplex, homodino y banda única	Heterodino o láseres emparejados
FF SWA	347 74%	2x360 (720) 71%	727 70%	418 (836) 61%
FF DWA	310 83%	2x320 (640) 80%	639 80%	350 (700) 73%
MS SWA	325 79%	2x335 (670) 76%	673 76%	375 (750) 68%
MS DWA	299 86%	2x307 (614) 83%	618 83%	334 (668) 77%
MA SWA	298 86%	2x305 (610) 84%	615 83%	345 (690) 74%
MA DWA	283 90%	2x288 (576) 89%	583 88%	317 (634) 80%

Tabla 7. Número de canales para alcanzar una probabilidad de rechazo de 0.1% y rendimiento espectral alcanzado en modos SWA y DWA.

seguir remarcando que los resultados de los casos heterodino u homodino con láseres emparejados están penalizados, por el margen de sintonía más estrecho en términos relativos. Aun así, con el esquema MA DWA se alcanza un rendimiento del 80%

En cuanto a los valores totales, uniendo los efectos del esquema MA y el modo DWA, con respecto al caso inicial de referencia FF SWA, se obtienen mejoras totales de 64, 144 y 200 canales, para los diferentes escenarios. En términos relativos, representan mejoras cercanas al 25%, salvo en el caso Half-Duplex que es del 18%.

Por último, es necesario hacer mención a los inconvenientes que presentan los esquemas en su modo DWA. Cada reasignación acarrea un corte en una comunicación ya existente. Estos cortes pueden empeorar la QoS de una comunicación y deben ser subsanados. Sin embargo, existen técnicas presentes en la literatura, normalmente centradas en la familia de protocolos GPON y EPON [63], [64], basadas en almacenar los datos a transmitir por parte de la OLT y de la ONU durante el proceso de reasignación. Estas técnicas podrían adaptarse aquí con la simplificación de no ser un canal TDM compartido por múltiples usuarios. Evidentemente el tamaño de la memoria es el factor de mérito en estos procesos y depende directamente del tiempo de sintonía, del proceso de reactivación y del protocolo utilizado en la comunicación.

Por tanto, el tiempo de sintonía debe ser minimizado. Existen técnicas basadas en células Peltier que permiten realizar saltos de 20°C en el orden de 200 ms, [65]. En [66] se ofrece una solución basada en la combinación de un control térmico, a más largo plazo, mediante una célula Peltier, junto con la velocidad de un control por

corriente, mediante el bias del láser, que permite realizar un salto de 12 GHz, prácticamente 2 canales, en 1.5 μ s. Por último y de más reciente aparición [67] se demuestran saltos de hasta 2.2 nm en 1 μ s basándose en un integrado desarrollado por III-V Laboratory.

En cuanto a la posible interferencia sobre los demás canales activos, situados entre el origen y el destino de la reasignación, en [66] se demuestra que la interrupción afecta a 110 bytes en un enlace de 1.25 Gb/s, si no se utilizan búferes de memoria durante la interferencia

Además de estas soluciones presentadas en la literatura, conviene valorar también que las simulaciones han establecido que se realiza menos de una reasignación, en media, por cada una de las 10000 realizaciones. De hecho, de las 10000 realizaciones con las que se han realizado las simulaciones, en un 75% no ha sido necesario realizar ninguna reasignación, y el número máximo ha sido de sólo 6 reasignaciones. Esto es así porque se han fijado probabilidades de rechazo muy bajas, con lo cual, a casi todas las ONUs se les puede asignar un canal libre directamente. Si se observan las gráficas de la Figura 61 se puede constatar que, para el número de canales que proporcionan una probabilidad de rechazo del 0.1% en los DWA, la probabilidad de rechazo en los SWA ya está alrededor del 0.4%. Este valor de probabilidad ya representa una media de 1 ONU rechazada de cada 256 ONUs lo cual ya limita el número de posibles reasignaciones.

8.2 ELECCIÓN DE LA VENTANA DE SINTONÍA. RENDIMIENTO VS. CONSUMO

Otro parámetro importante en el rendimiento espectral es el tamaño de la ventana de sintonía. Parece evidente que, cuanto mayor sea la ventana de sintonía, más posibilidades se tienen a la hora de asignar una ONU a un canal libre. Esto repercutirá directamente en la probabilidad de rechazo y, por tanto, en el rendimiento espectral. También es obvio que, cuanto mayor es la ventana de sintonía, mayor es el estrés térmico al que se somete a los láseres y mayores son los requerimientos de potencia eléctrica. Dada la relación de estos dos parámetros se analizan juntos en este apartado.

8.2.1 Efecto de la ventana de sintonía del láser

En este apartado, siguiendo el mismo modelo y escenario de las simulaciones anteriores, se ha evaluado el número de canales necesarios para alcanzar una probabilidad de aceptación del 99.9% con respecto al tamaño de la ventana de sintonía. En la Figura 62 se muestran los resultados para las diferentes opciones de tipo de receptor y organización espectral de los canales.

En los resultados se puede observar que, salvo en el caso heterodino, si bien la mejora es constante con el aumento del margen de sintonía, a partir de $\pm 10^{\circ}\text{C}$ se hace menos pronunciada y en los de $\pm 20^{\circ}\text{C}$ las curvas son muy planas. Esto justifica el poder fijar un margen de sintonía de $\pm 10^{\circ}\text{C}$, correspondiente a 40 canales de 6.25 GHz en banda C y en ningún caso ir más allá de los de $\pm 20^{\circ}\text{C}$.

Para el caso heterodino podría estar justificado establecer la sintonía en $\pm 20^{\circ}\text{C}$, debido a que los canales son el doble de anchos.

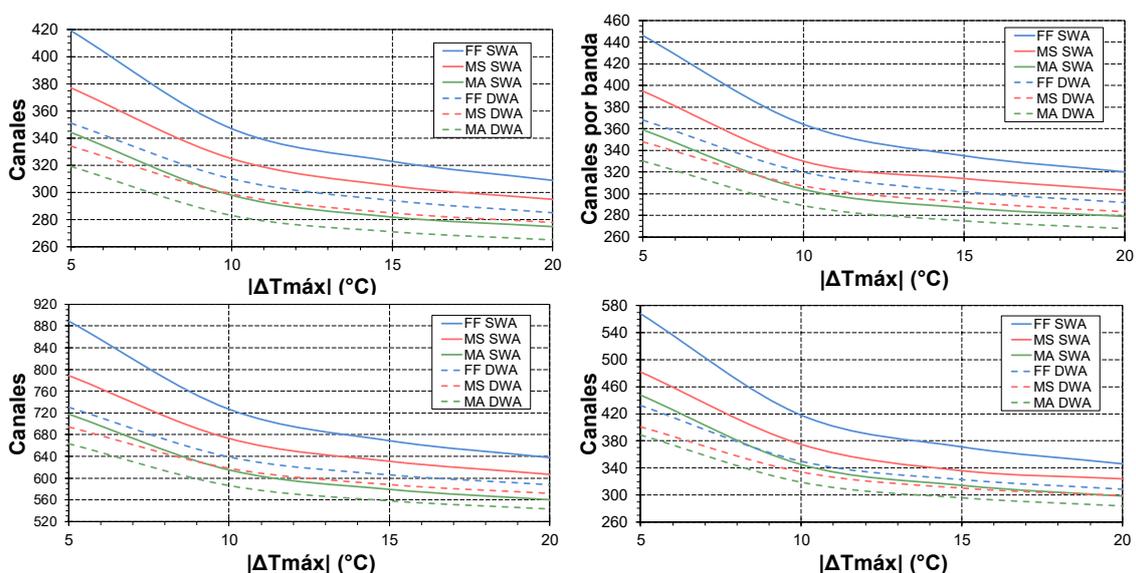


Figura 62. Núm. de canales necesarios para obtener una prob. de rechazo de 0.1% vs. ventana de sintonía. De izquierda a derecha y de arriba abajo: Half-Duplex, homodino dos bandas, homodino banda única y heterodino.

En cuanto a los demás aspectos, el escenario Half-Duplex vuela a ser el mejor en cuanto a rendimiento espectral, los casos homodinos con láseres aleatorios vuelven a ser muy parecidos y el caso heterodino u homodino con láseres emparejados es el peor por el tamaño del canal ya mencionado.

También conviene destacar que el comportamiento del algoritmo MA sigue siendo el mejor incluso cuando el tamaño de la ventana es grande. Sin embargo, las diferencias con los demás algoritmos se hacen más pequeñas con el aumento de la ventana de sintonía debido a que todos los algoritmos ven elevadas sus posibilidades de asignación y el margen de mejora en el MA es menor.

Los datos numéricos mostrados en la Tabla 8 permiten ver con mayor claridad que el incremento del rendimiento espectral en el caso heterodino u homodino con láseres emparejados es mayor en todos los casos, de 10 a 12 puntos porcentuales, respecto a los demás casos, de 6 a 8. Véase, asimismo, que los datos para el caso heterodino corresponden a los del caso Half-Duplex con un margen de sintonía la mitad, equivalente a ignorar la diferencia del tamaño del canal.

	Half-Duplex	Full-Duplex, homodino y bandas separadas	Full-Duplex, homodino y banda única	Heterodino o láseres emparejados
MA SWA ±10°C	298 86%	2x305 (610) 84%	615 83%	345 (690) 74%
MA DWA ±10°C	283 90%	2x288 (576) 89%	583 88%	317 (634) 80%
MA SWA ±20°C	275 93%	2x279 (558) 92%	560 91%	298 (598) 86%
MA DWA ±20°C	265 97%	2x268 (536) 96%	543 94%	284 (568) 90%

Tabla 8. Número de canales para alcanzar una probabilidad de rechazo de 0.1% y rendimiento espectral alcanzado.

8.2.2 Consumo de potencia debida a la sintonía del láser

También se ha evaluado el consumo medio que representaría cada tamaño de ventana de sintonía. Para lo cual, en un primer lugar, se ha caracterizado el consumo de potencia necesario para sintonizar el láser utilizando una célula Peltier. La caracterización ha sido elaborada experimentalmente para tener en cuenta todo el conjunto, la masa, el poder disipador y conductor del encapsulado y la cantidad de calor producido por el láser y toda la circuitería adicional.

Las medidas representan la potencia consumida directamente por la célula Peltier, para lograr un diferencial de temperatura determinado respecto a la temperatura del láser sin sintonía. Para la realización de las medidas se ha seguido el esquema de la Figura 63, con una corriente de bias en el láser DFB de 80 mA.

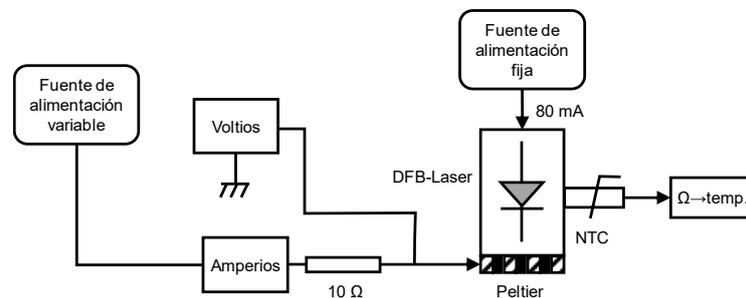


Figura 63. Setup utilizado en la medida de potencia consumida en la sintonía.

Las pruebas se han hecho sobre dos temperaturas ambiente, 20°C y 26°C, para verificar que la potencia medida depende sólo del diferencial de temperatura logrado respecto a la del láser sin sintonía y polarizado. En los dos casos la potencia medida respecto al diferencial de temperatura del láser sin sintonizar y polarizado, 28.5°C y 34,5° respectivamente, fue la misma y los datos son reflejados en la Figura 64.

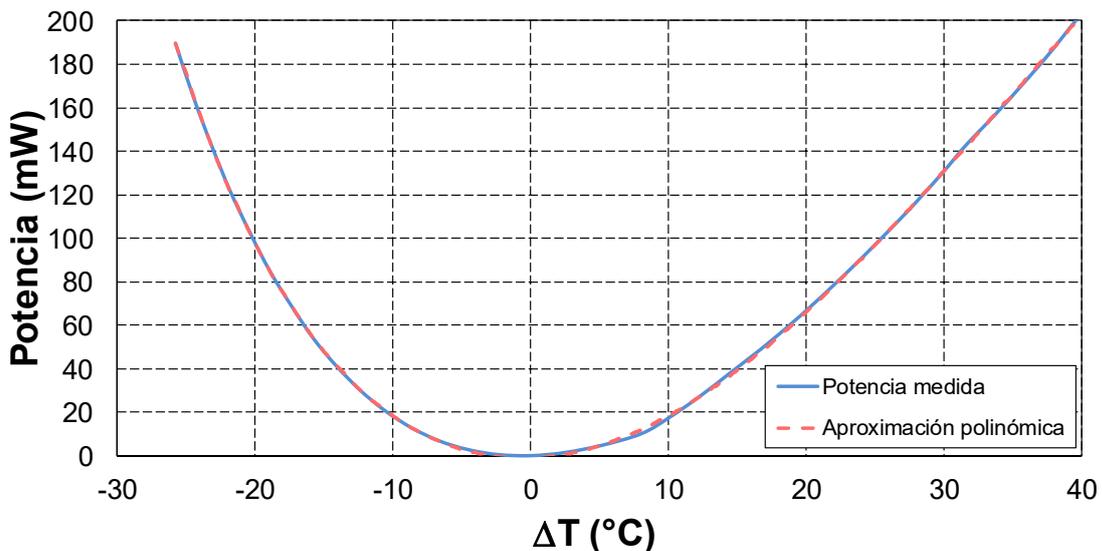


Figura 64. Potencia suministrada a la célula Peltier vs. diferencial de temperatura.

También se representa la aproximación utilizada para los cálculos. En realidad, son dos aproximaciones, una para la parte positiva y otra para la negativa. La opción de utilizar dos aproximaciones ha sido necesaria para evitar los valores negativos de potencia alrededor de cero que proporcionaba una sola aproximación. La potencia suministrada a la célula Peltier, $P_{Peltier}(\Delta T)$, viene expresada en mW.

$$P_{Peltier}(\Delta T) = \begin{cases} -0.00721(\Delta T)^3 + 0.09188(\Delta T)^2 - 0.19663\Delta T & \text{si } \Delta T < 0^\circ C \\ -0.00154(\Delta T)^3 + 0.18161(\Delta T)^2 + 0.33535\Delta T & \text{si } \Delta T > 0^\circ C \end{cases} \quad (mW) \quad \{79\}$$

Con este modelo para el consumo de la célula Peltier, en la Figura 65, se muestra el consumo medio de las células Peltier para todos los escenarios y algoritmos.

Una primera conclusión es que los consumos, en media, requeridos por una sintonía con una célula Peltier son como máximo de 20 mW. Esto representa un valor pequeño con respecto al consumo total de un receptor 5.8 y 7.5 W para receptores analógicos o digitales con ADC&DSP, según [68], [69].

Una segunda conclusión es que no hay prácticamente variaciones por el uso del modo estático o dinámico, salvo en el caso FF, lo cual es coherente con el hecho que el número de reasignaciones es muy bajo. En el caso FF las variaciones son más importantes porque el criterio que se usa en la elección del canal es que la sintonía sea la mínima posible y, al realizar reasignaciones, el objetivo cambia por el de dejar un canal libre, aunque esto suponga un consumo mayor al tener que aplicar una sintonía mayor. Aun así, el algoritmo FF que es el más eficiente respecto al consumo de potencia

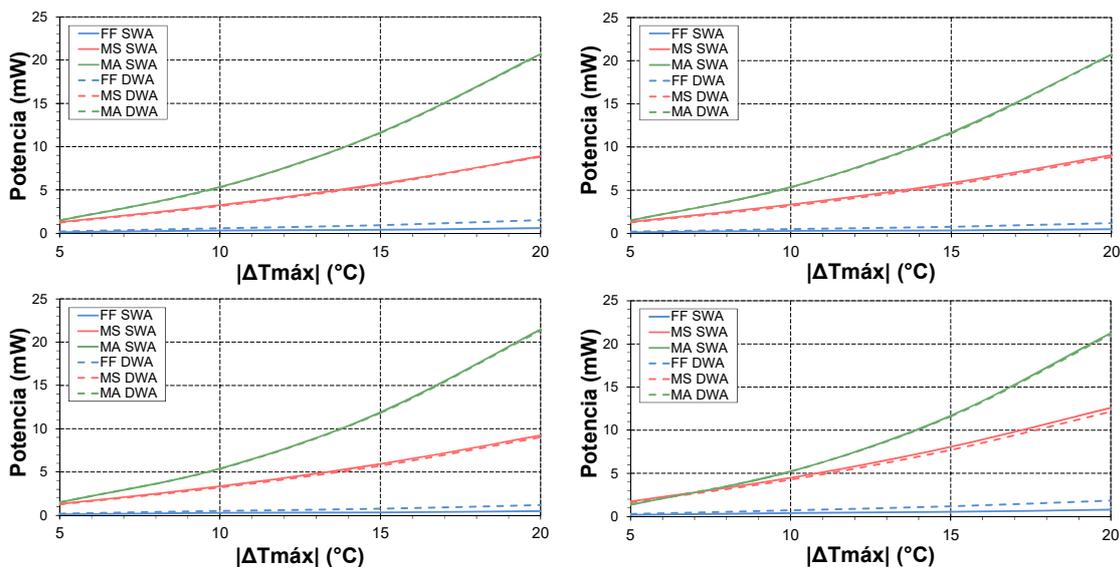


Figura 65. Potencia suministrada a la célula Peltier vs. diferencial de temperatura. De izquierda a derecha y de arriba abajo: Half-Duplex, homodino dos bandas, homodino banda única y heterodino.

Por último, se observa que los resultados, salvo para el caso MS con receptor heterodino u homodino con láseres emparejados, son en general muy parecidos. Esto es así, en el caso FF porque su razón de ser es provocar poca sintonía en los láseres y, por tanto, bajo consumo y en el caso del algoritmo MA, éste siempre lleva más al límite el uso de la sintonía para aumentar el rendimiento espectral.

Hasta este punto se han evaluado los valores medio del consumo en la sintonización, pero un valor importante en el diseño de los emisores/receptores es la potencia máxima necesaria para la ventana de sintonía especificada. Este valor ayudará a dimensionar las fuentes de alimentación puesto que es una potencia que debe estar disponible en el caso de necesitarse.

En la Figura 66 se muestra la potencia máxima en el caso de considerar el gasto de la célula Peltier estricto y en otro caso la potencia suministrada por una fuente lineal, donde el voltaje sería constante y parte de la potencia se perdería en la resistencia de salida de la fuente. Para este último cálculo se ha utilizado la resistencia equivalente de la célula Peltier: 2Ω para los decrementos de temperatura y 2.5Ω para el caso de incrementos de temperatura, y una tensión fija de 3.3 V .

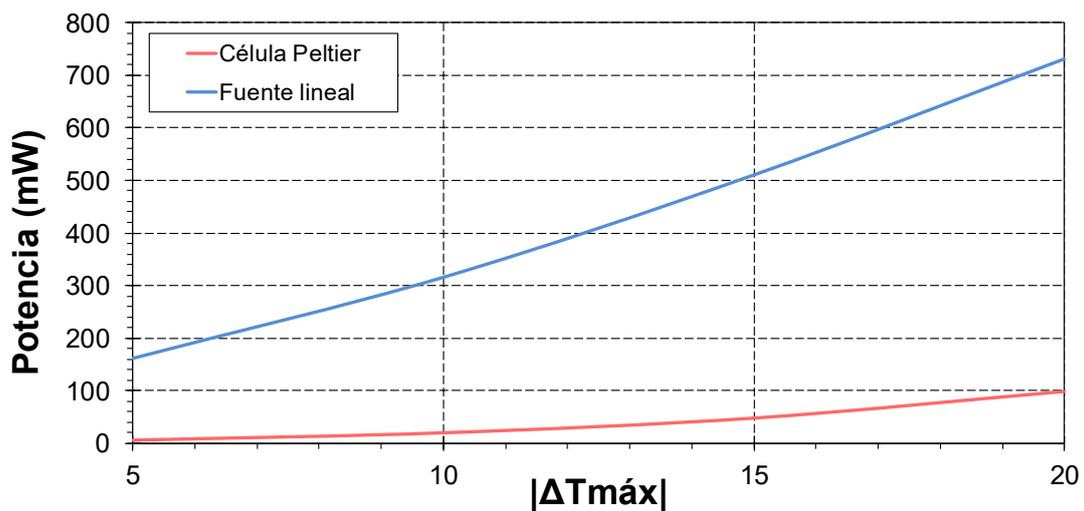


Figura 66. Potencia máxima necesaria para cada margen de sintonía.

Viendo la gráfica de la potencia máxima queda más justificado plantearse el no utilizar todo el margen de sintonía posible, $\pm 20^\circ\text{C}$, y, salvo en el caso heterodino, fijar un margen de sintonía de $\pm 10^\circ\text{C}$, aunque esto represente bajar el rendimiento.

Tomando los datos de consumo de una ONU analógica, alrededor de 5 W [68], [69] y una ventana de sintonía de 2 nm ($\pm 10^\circ\text{C}$), que supone un consumo máximo de unos 300 mW (fuente lineal), ésta representa alrededor de un 6% del valor total. En el caso de incrementar la ventana a los 4 nm ($\pm 20^\circ\text{C}$) la potencia sube hasta los 750 mW , que ya representa alrededor del 15% del total.

Dado que existe un compromiso entre el rendimiento y el consumo de potencia, dependiendo del factor que se priorice, la elección será una u otra.

8.3 ESTRUCTURA Y DIMENSIONADO DE LA OLT EN PROCESO DE ACTIVACIÓN

En este apartado, basándose en los resultados obtenidos en los cálculos del número de canales necesarios para cumplir una probabilidad de rechazo del 0.1%, se abordará el diseño y dimensionado de la OLT.

Primeramente, se establecerán las condiciones que debe cumplir la topología de la OLT. Se presentarán dos topologías que permitan cumplir con las condiciones establecidas: la clásica basada en divisores de potencia y una nueva, combinando AWGs con divisores de potencia, que mejora las presentaciones de la anterior. Sobre esta segunda propuesta se presentarán las medias que avalan su funcionamiento.

Seguidamente se realizará el dimensionado de la OLT, entendiéndolo como el número de emisores/recetores, y cómo distribuirlos, que son necesarios para dar servicio a todas las ONUs. Se establecerán las condiciones que deben cumplir los láseres en cuanto a sintonía y cómo cumplirlas utilizando láseres DFB de sintonía limitada.

Por último, se realizará un estudio en conjunto de toda la red para estimar su área máxima de cobertura, así como el cumplimiento de las normas de seguridad establecidas a la hora de trabajar con fuentes de luz.

8.3.1 Estructura de la OLT

En un principio hay que establecer las condiciones que debe cumplir la estructura de la OLT. Es evidente que la topología de la OLT tiene que permitir tener acceso a todos los canales donde puede producirse una comunicación y es deseable que presente unas pérdidas cuanto más bajas mejor.

A su vez, también debe asegurarse que haya disponible un emisor o un receptor para cada canal en cada momento. Esta condición ha de entenderse como que debe existir un transceptor con unos láseres que permitan sintonizar el canal que se requiera. Esto asegurará que no se incrementará la probabilidad de rechazo, fijada por la capacidad de sintonía de las ONU y el número de canales, calculada ya en los puntos anteriores. Este requisito ya fue mencionado en el apartado 8.1 bajo el enunciado de que la OLT nunca sería motivo para rechazar una ONU, independientemente del canal asignado.

Como posibles estructuras ópticas de la OLT se presentan dos, una basada en divisores de potencia y otra basada en AWG. En la Figura 67 se muestran ejemplos de estructuras generalistas de las dos posibilidades. Son dos estructuras que permiten ir uniendo o separando, dependiendo del sentido en que se tome, todas las transmisiones, canales de subida o de bajada, hasta dirigirlas a un receptor o concentrarlas en la entrada de la red de distribución externa.

La topología basada en divisores de potencia es una arquitectura muy simple y conocida en la implementación de PONs, donde cualquier canal aparece en la entrada de cualquier emisor/receptor. Su base es ir dividiendo la potencia por igual en todas

las ramas. Un circulador, por las bajas pérdidas que presenta, se utilizará para separar el conjunto de transmisiones de subida y de bajada. Si bien, dependiendo de la organización de bandas podrá ser más útil sustituirlo por un filtro o un divisor.

Por ejemplo, si las bandas de subida y bajada son unificadas en una sola banda, caso homodino en banda única, sería mejor sustituirlo por un divisor, puesto que en todos los canales la comunicación puede ir dirigida en ambos sentidos, evitando una etapa de división por 2 en la estructura. En el final de la rama habría un emisor/receptor, con un solo láser, que se elegiría en función de las necesidades

Otro ejemplo es el caso homodino con dos láseres en banda separadas, donde el circulador podría ser sustituido por un filtro que separe las dos bandas, con la consiguiente simplificación de la arquitectura, sin incrementar mucho las pérdidas, alrededor de 0.5 dB.

En las demás organizaciones espectrales sustituir el circulador por un divisor sólo aporta un poco de simplificación, a costa de incrementar las pérdidas de 3 dB. Podría ser estudiado, caso por caso, en función del número de usuarios a los que dar servicio. En este estudio de utilizará siempre el circulador por simplicidad.

Independientemente de todo lo comentado, el inconveniente principal de esta topología son las grandes pérdidas de inserción que presenta el conjunto de las diferentes etapas de división. Evidentemente, estas pérdidas pueden ser compensadas añadiendo un amplificador óptico semiconductor (SOA, del inglés, Semiconductor Optical Amplifier) en cada una de las ramas, para conseguir la potencia deseada. Estos amplificadores pueden ser sustituidos por un amplificador óptico tipo fibra dopada con erbio (EDFA, del inglés Erbium Doped Fiber Amplifier) después de la unión de las dos ramas en la salida de la OLT. En la Figura 67 derecha se destaca el amplificador como opcional, pero prácticamente es necesario casi siempre. Más adelante se mostrarán gráficas donde se analiza esto en detalle.

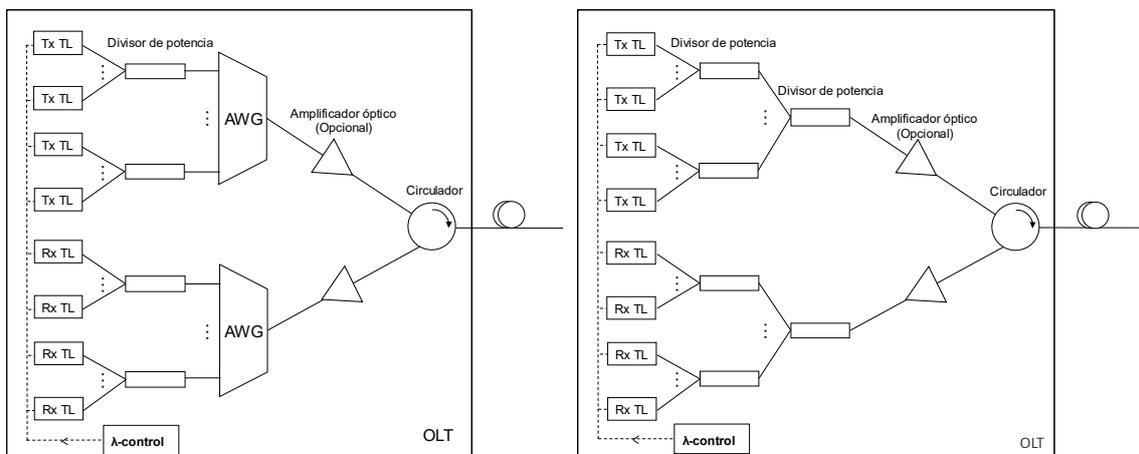


Figura 67. Arquitectura de la OLT: basada en AWG (izquierda) y basada sólo en divisores de potencia (derecha).

También se presenta una nueva topología basada en AWGs a modo de multiplexor/demultiplexor con 1xM puertos como en las redes WDM. Dado el número limitado de puertos de los AWG es necesario combinarlo con divisores de potencia para poder alcanzar una ratio de usuarios elevada.

El circulador que se muestra en la unión de las dos ramas, Figura 67 izquierda, debe ser entendido a modo de funcionalidad. Al igual que antes, este elemento puede ser sustituido por un filtro o por un acoplador dependiendo de las distintas organizaciones espectrales de los canales, igual como en la estructura de la OLT compuesta de divisores.

Al utilizar la característica demultiplexora en frecuencia del AWG, para realizar una separación de los canales entre sus diferentes puertos, el factor de división de los divisores de potencia para alcanzar el número de canales necesarios será menor. De ese modo, al necesitar menos etapas divisoras, las pérdidas de inserción se reducirán y se evitaría el uso de amplificadores para distancias moderadas.

Sin embargo, el AWG presenta el inconveniente de que todos los canales no son tratados por igual. Se define el parámetro eficiencia espectral de un AWGs como: el ancho de banda a 3 dB en la respuesta en frecuencia de un puerto, banda útil, respecto a la separación de dos puertos consecutivos. La eficiencia espectral varía entre el 50% en los AWG del tipo gaussiano y el 75% para el caso de AWG con característica flat-top (plana). La gran atenuación de los canales fuera de la banda útil, situados en la transición entre dos puertos, impediría su utilización a la hora de asignar canales. Esto implicaría un aumento de la probabilidad de rechazo de las ONUs calculada anteriormente. Los canales prohibidos, desde el punto de vista de asignación de canales, es como si estuvieran ocupados y reducen las posibilidades de asignación.

Para conseguir una eficiencia del 100%, entendida como que todos los canales son utilizables, se presenta una estructura basada en la combinación de dos AWG, uno atómico y otro térmico o los dos térmicos. De forma que los AWGs sean sintonizados de modo que los puntos centrales de los puertos de uno coincidan con las transiciones del otro.

En la Figura 68 se muestra el esquema de la estructura con una eficiencia espectral de 100%. Esta estructura sustituiría a cada una de las ramas, subida o bajada, en la Figura 67 izquierda.

Cada uno de los láseres sintonizables, mostrados en la Figura 68 como TL, representaría un láser que daría servicio a un emisor/receptor. Desde un punto de vista funcional se necesitarían cuatro AWGs, dos para la rama de subida y dos para la de bajada. Sin embargo, desde el punto de vista físico es posible simplificarla en algunos casos.

En los casos donde hay una banda espectral única, la estructura podría quedar como la Figura 68, ya que cada canal puede ser de subida, de bajada o ambas cosas a la vez, y el TL representaría el conjunto emisor/receptor al que daría servicio. La

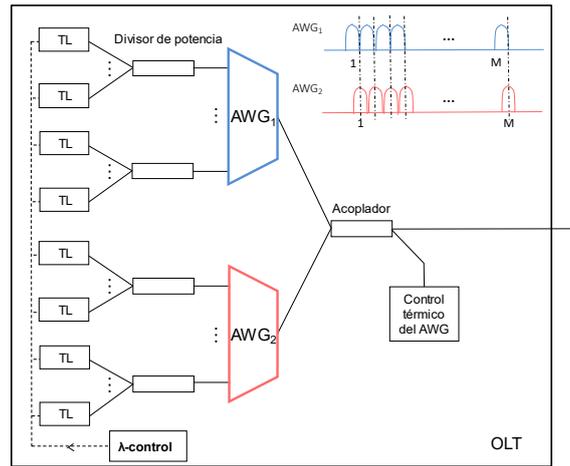


Figura 68. Detalle de una de las ramas de una estructura con eficiencia espectral de 100% para la OLT.

estructura sería válida para los casos Half-Duplex, heterodino, homodino con láseres apareados y homodino con láseres aleatorios situados en la misma banda.

En el caso homodino con láseres aleatorios en dos bandas espectrales separadas hay dos posibilidades. En una primera, si las bandas están situadas consecutivamente, la estructura podría ser también como la de la Figura 68, utilizando la mitad de cada AWG para la banda de subida o de bajada, siempre y cuando se pueda cubrir toda la banda necesaria.

Y, por último, si las bandas están muy separadas espectralmente, no queda más remedio que duplicar la Figura 68 para cada rama mostrada en la Figura 67 izquierda.

En cualquiera de los casos mencionados, si todos los canales necesarios no se pudieran alcanzar con un AWGs, entonces el esquema de la Figura 68 podría repetirse hasta alcanzar toda la banda.

El hecho de utilizar un divisor como elemento en cada unión/separación de señal en los diferentes AWG, se puede sustituir por un filtro o utilizar un circulador, dependiendo de cada uno de los casos y de si se utiliza un amplificador tipo SOA o EDFA. De esta forma queda definida la estructura de la OLT para todas las posibles organizaciones de bandas espectrales, modos de operación y tipos de receptores.

Para avalar esta estructura, se ha realizado una caracterización de los AWGs, de banda de paso tipo flat-top y gaussiana y de un comportamiento atérmico y térmico en el laboratorio, con el fin de confirmar los datos sobre las pérdidas de inserción, respuesta en frecuencia y margen de sintonía.

Para la realización de todas las medias se ha utilizado el esquema general que se muestra en la Figura 69, que se ha ido adaptando a cada medida mediante los conmutadores ópticos.

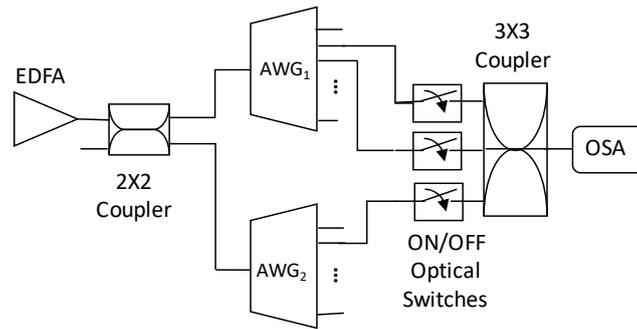


Figura 69. Esquema de medida general utilizado para la caracterización de los AWGs.

En este esquema el EDFA se usa como generador de luz de banda ancha, aprovechando el efecto de emisión espontánea amplificada (ASE, del inglés Amplified Spontaneous Emission) y ecualizando su repuesta, a posteriori sobre las medias, para conseguir unas medidas más precisas. El EDFA es conectado mediante un acoplador 2x2 directamente a dos AWGs.

Primeramente, se caracteriza sólo un AWG de 41 puertos atérmico con un espaciado entre puertos de 100 GHz (AWG_1). Los dos puertos consecutivos de éste son conectados a un analizador de espectros óptico mediante un acoplador 3x3 y dos conmutadores ópticos (OS, del inglés. Optical Switch) que seleccionarán el canal a medir. El AWG_2 no es utilizado en estas medias.

Se toman medidas sobre dos puertos centrados en los canales 32 (1551.72 nm) y 33 (1550.92 nm), estandarizados por la ITU, obteniendo los resultados que se muestran en la Figura 70 izquierda.

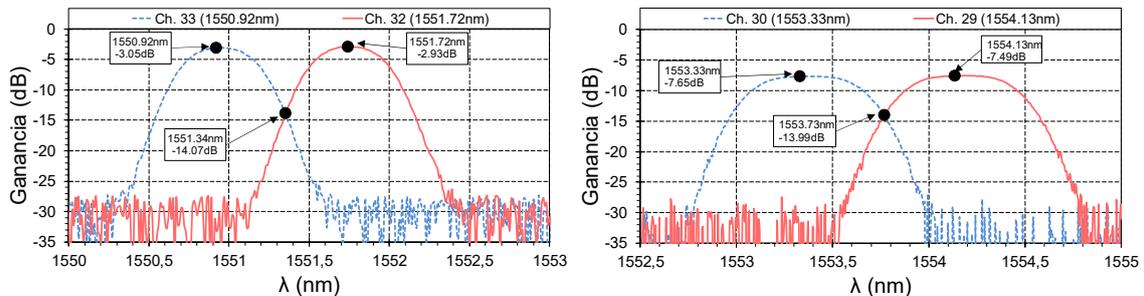


Figura 70. Respuesta en frecuencia de dos puertos consecutivos de un AWG. Izquierda, tipo gaussiano. Derecha, tipo flat-top.

El AWG gaussiano presenta un ancho de banda a 3 dB de 60 GHz, representando una eficiencia espectral de 60%, mejor de lo esperado. Las pérdidas de inserción en el centro de la banda son del orden de 3 dB y el punto de cruce entre los dos puertos está situado 11 dB por debajo, siendo las pérdidas en este punto de 14 dB.

En el mismo esquema de medida, sustituyendo el AWG_1 por un AWG flat-top, en este caso térmico, de 40 puertos con un espaciado entre puertos de 100 GHz, se han obtenido las medias de la Figura 70 derecha. Han sido testeados los puertos

correspondientes a los canales 29 (1554.13 nm) y 30 (1553.33 nm), del estándar ITU, encontrando un ancho de banda a 3 dB de 77.5 GHz, aproximadamente un 75% de eficiencia espectral. Las pérdidas de inserción en el centro de banda son de 7.5 dB y en el punto de cruce con el siguiente canal de 14 dB, esto representa un rizado de 6.4 dB.

Para valorar el comportamiento de la estructura presentada para obtener un rendimiento espectral del 100%, utilizando el mismo esquema de media, se ha realizado la medida de dos AWGs simultáneamente, un AWG₁ atómico y un AWG₂ térmico. Con el fin de situar los puertos intercalados, se ha sintonizado el AWG₂ (térmico), calentándolo a 60°C, para que el puerto que correspondía al canal 33 quede situado en el punto de cruce de los canales 32 y 33 del AWG₁ (atómico). Conectado el puerto del AWG₂ al acoplador 3x3, a través de un conmutador, puede ser medido en el analizador de espectro óptico. En la Figura 71 se muestran las medias para los AWGs gaussianos (izquierda) y flat-top (derecha).

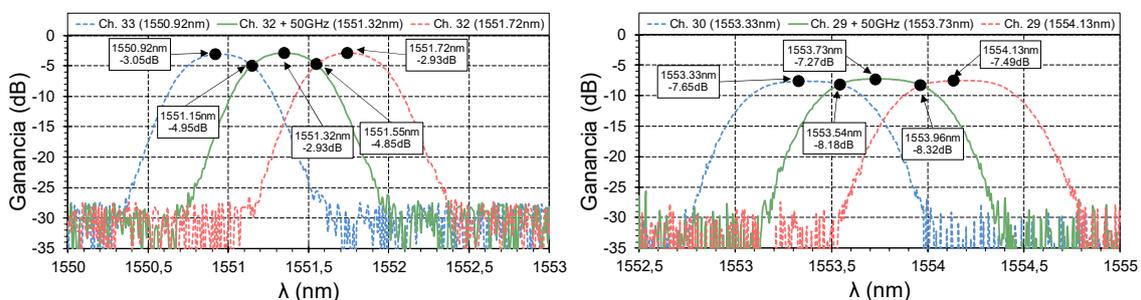


Figura 71. Respuesta en frecuencia de dos puertos consecutivos de dos AWGs. Izquierda, tipo gaussiano. Derecha, tipo flat-top.

Analizando las medidas se observa que, cuando se utilizan AWGs del tipo flat-top, el rizado es muy pobre, de sólo 0.7 dB, pero las pérdidas de inserción máximas son de 8.5 dB. En el caso gaussiano el rizado es de 1.9 dB, mientras que las pérdidas máximas son de 4.9 dB. Vistos estos resultados es razonable elegir la opción gaussiana dado que el rizado sigue siendo menor de 3 dB, valor con el que se ha calculado el rendimiento espectral anteriormente, y las pérdidas para el peor canal son más bajas.

Con estas medidas queda comprobado que, con una estructura con AWGs con los puertos intercalados, se consigue un rendimiento espectral del 100% en toda la banda de canales. Manteniendo las mismas probabilidades de rechazo que con una estructura basada solamente en divisores de potencia y con la ventaja de una reducción de las pérdidas de inserción.

Por último, la estructura de la OLT debe disponer de un monitorizado del espectro óptico (OSA), el cual será añadido en la fibra troncal de la red de distribución mediante un acoplador no simétrico, por ejemplo 10/90, que monitorizará todas las longitudes de onda presentes en la red. La OLT, mediante este analizador, se asegurará que cada longitud de onda esté situada en el canal asignado y con la potencia adecuada, tanto durante el proceso de activación, detectando y confirmando admisiones de nuevos usuarios, como durante todo en proceso de operación,

corrigiendo desajustes tanto en los transmisores de la OLT como de las ONUs. Con la información recogida por el analizador, si es necesario, se emitirían mensajes OLT/ONU mediante la capa de control de acceso al medio (MAC) o plano de control para corregirlos.

Un esquema de la OLT completa se muestra en la Figura 72 para un tipo de estructura basada en AWGs combinada con divisores de potencia. Aunque más adelante se vuelve a recordar, nótese que la adición de los elementos de control en la estructura de la OLT con divisores de potencia sería idéntica.

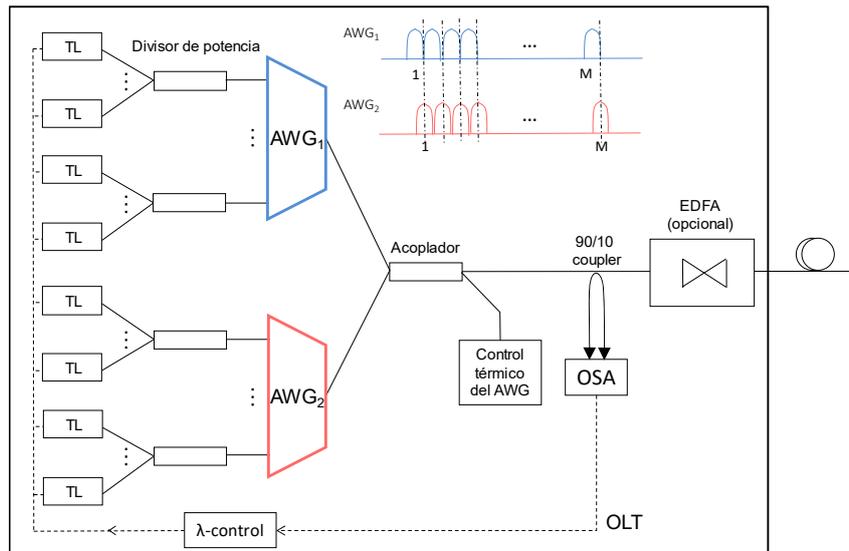


Figura 72. Esquema de la OLT con AWG y divisores de potencia.

8.3.2 Dimensionado de la OLT

En este apartado se dimensionará de forma concreta la OLT. Se calculará el ratio del divisor y número de láseres en el caso de la arquitectura basada sólo en divisores o el número de puertos que deben contener los AWGs, el factor de división de los divisores y el número de láseres que debe contener la estructura con AWGs.

También se cuantificará el número de subbandas que compondrán la aproximación de la distribución uniforme. Cabe recordar que estas subbandas eran la consecuencia de imperfecciones en el proceso de fabricación, que acaban produciendo láseres con longitudes de onda distribuidas en un margen de ± 1 nm alrededor de la longitud de onda de diseño. Cada subbanda correspondería a los láseres de cada longitud de onda diseñadas, que unidas crean la distribución uniforme

Tanto el dimensionado de la OLT, como el de las subbandas necesarias dependerá directamente del número de canales necesarios.

Se realizarán dos diseños: un primer diseño para una ventana de sintonía de $\pm 10^\circ\text{C}$. Este valor está justificado por el hecho que a partir de este valor los incrementos en el rendimiento espectral se moderaban, mientras que el consumo de potencia crecía con rapidez. Por tanto, este diseño representa un compromiso entre el rendimiento espectral y el consumo.

Un segundo diseño será realizado para una ventana de sintonía de $\pm 20^\circ\text{C}$, que es el máximo permitido si se centra la ventana de sintonía en la temperatura de funcionamiento de láser una vez polarizado. Este diseño marca una cota máxima en el rendimiento espectral, priorizando este aspecto sobre el consumo de potencia.

8.3.2.1 Dimensionado para una ventana de sintonía de $\pm 10^\circ\text{C}$

Para realizar el dimensionado, mediante simulaciones, se ha establecido el número de canales necesarios para un número de usuarios de 32, 64, 128 y 256. Las simulaciones se han realizado con el algoritmo dinámico de asignación de longitud de onda (DWA) de máxima admisión (MA), con una ventana de sintonía en los láseres DFB de ± 1 nm (± 20 canales de 6.25 GHz aproximadamente en banda C) y siguiendo el procedimiento descrito en el apartado 8.1.

El número de canales, junto con el rendimiento o eficiencia espectral, se muestra en la Figura 73, para receptores homodinos con dos láseres aleatorios en dos bandas separadas para las comunicaciones de subida y bajada. Se puede observar hasta 48 usuarios el rendimiento es del 100%, dado que la sintonía de los láseres permite alcanzar toda la banda. En 64 usuarios es casi de 100% y para 128 y 256 el rendimiento es casi constante.

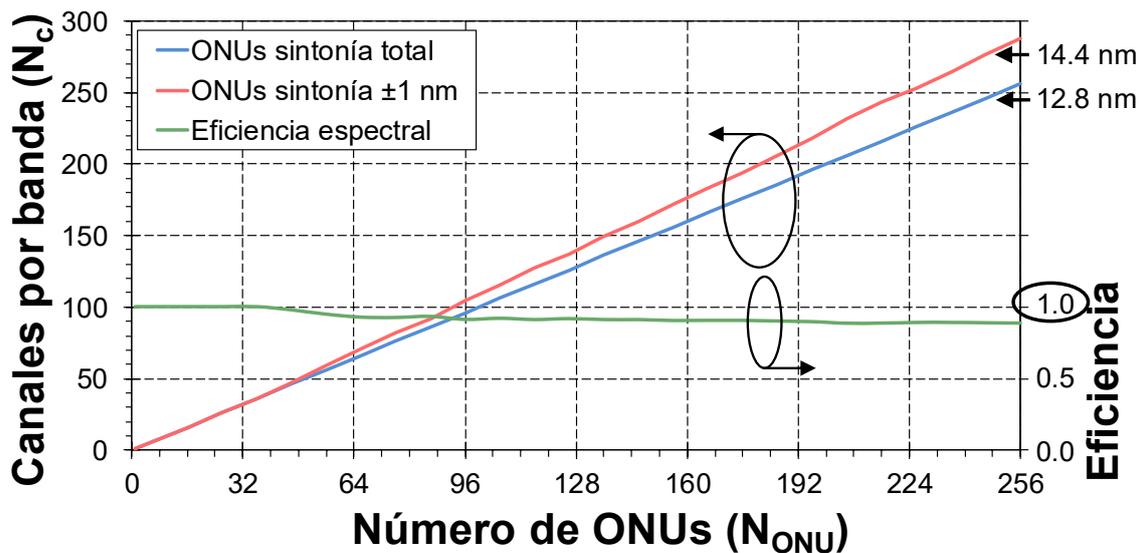


Figura 73. Canales necesarios por cada banda y eficiencia espectral vs. número de usuarios para el algoritmo DWA con el esquema MA.

La forma lineal de la curva del número de ONUs con sintonía limitada vs. canales, Figura 73, invita a realizar una regresión lineal que permita realizar el diseño para cualquier número de ONUs. Esta regresión se muestra en la expresión {80}:

$$N_c = \begin{cases} \lceil 1.1461N_{ONU} + 6.1705 \rceil & \text{si } N_{ONU} > 48 \\ N_{ONU} & \text{si } N_{ONU} \leq 48 \end{cases} \quad \{80\}$$

donde, $\lceil \rceil$ representa el entero inmediatamente superior.

Véase, que aparecen los dos tramos, en el tramo interior a 48 ONUs la ventana de sintonía permite una admisión del 100% y el tramo superior a 48 ONUs donde el comportamiento es lineal.

Los datos para las demás organizaciones espectrales y los modos de operación quedan reflejados en la Tabla 9. Como en las tablas anteriores, entre paréntesis, aparece en número de canales de 6.25 GHz equivalente, en el caso heterodino o láseres emparejados. En el caso de disponer de bandas separadas se indica un “2x” para poner de manifiesto que son dos bandas. El valor indicado sería sólo de una banda, entre paréntesis se muestra el valor total.

Usuarios	Half-Duplex	Full-Duplex, homodino y bandas separadas	Full-Duplex, homodino y banda única	Heterodino o láseres emparejados
32	32 100%	2x32 (64) 100%	68 94%	34 (68) 94%
64	68 94%	2x68 (136) 94%	140 91%	75 (150) 85%
128	141 91%	2x141 (282) 91%	287 89%	156 (312) 82%
256	283 90%	2x288 (576) 89%	583 88%	317 (634) 81%

Tabla 9. Núm. de canales necesarios, según escenarios, para alcanzar una prob. de rechazo de 0.1% con una sintonía de ± 1 nm y mediante el algoritmo MA DWA.

- *Número de subbandas*

En este punto conviene recordar la forma propuesta para conseguir la distribución uniforme de láseres realizada en el punto 4.3.1 y representada en la Figura 18. En ese apartado se proponía crear una distribución uniforme como la mezcla de un conjunto de varias distribuciones normales. Para esto se provecha que, por las imperfecciones en el proceso de fabricación de los láseres DFB, su longitud de onda no era exacta, sino que creaba una distribución normal alrededor de la longitud de onda para la que fueron diseñados. Las distribuciones gaussianas disponían de una desviación estándar de 1 nm, ajustándose a las medidas realizadas en [41]. Bajo estas premisas, con una separación entre las medias de las distribuciones de 1 nm, se consigue una distribución prácticamente uniforme. A estas distribuciones normales de láseres se las nombró como subbandas y a la longitud de onda central, longitud de onda nominal.

Una vez calculado el número de canales necesarios para una probabilidad de rechazo de 0.1%, se puede establecer la cantidad de subbandas que se necesitarán

para, mezclándolas, crear la distribución uniforme que caracterizará a los láseres situados en las ONUs. En número de subbandas se calcula como:

$$L_a = \lfloor B_a / B_s \rfloor \quad \{81\}$$

donde B_a es la banda de activación que contiene los canales necesarios para conseguir una probabilidad de rechazo de 0.1 %. Para el cálculo de este valor se utiliza el número equivalente de canales de 6.25 GHz, mostrado en la Tabla 9. La B_s es la separación entre longitudes de onda nominales, tomada como 1 nm. La operación $\lfloor \rfloor$ indica el entero inmediatamente inferior. El número de subbandas se toma como la parte entera de la relación {81} porque, aunque los laterales de la banda, B_a , no sean perfectamente uniformes, no crean ninguna distorsión en los resultados.

En la Tabla 10 se indica el número de subbandas para todos los modos de transmisión y organización de bandas espectrales en función del número de usuarios. Esta tabla ha sido calculada mediante la expresión {81} y los resultados que se mostraban en la Tabla 9.

Hay que remarcar que estos valores expresan sólo el número de subbandas, para su ubicación exacta habría que realizar estudios sobre la coexistencia con otros estándares, si están presentes y tener en cuenta que, en funcionamiento, debido a la polarización, los láseres sufren un incremento de temperatura de alrededor de 10 °C, lo cual representa una desviación de 1 nm entre las longitudes de onda de fabricación y las de operación.

Usuarios	Half-Duplex	Full-Duplex, homodino y bandas separadas	Full-Duplex, homodino y banda única	Heterodino o láseres emparejados
32	1	2x1	3	3
64	3	2x3	7	7
128	7	2x7	14	15
256	14	2x14	29	31

Tabla 10. Número de subbandas necesarias para la fabricación de los láseres DFB, para una prob. de rechazo de 0.1% y sintonía de ± 1 nm ($\pm 10^\circ\text{C}$). x2 indica dos bandas.

- *Dimensionado de la OLT*

En cuanto a la implementación de los láseres en la OLT basada en divisores de potencia, si se dispusiera de láseres sintonizables en toda la banda sólo sería necesario disponer de una rama del divisor para cada posible usuario en cada una de las bandas. Por ejemplo, para una red de 256 usuarios sería necesario un factor de división de 256 que podría ser formado por dos etapas divisoras por 16, 16x16 en cada banda de transmisión. Para los demás números de usuarios 128, 64 y 32 las etapas serían 8x16, 4x16 y 2x16 respectivamente. El problema de esta elección, al igual que sucedía en la planta externa, es el coste que supondría disponer de un número grande de láseres sintonizables, con sintonía continua, dentro de una banda muy amplia y manteniendo sus prestaciones a la hora de ser modulados.

Una segunda propuesta, mucha más económica, es disponer de una rama del divisor para cada canal y así cada láser solamente debería ser capaz de sintonizarse en el canal asignado o en un margen muy limitado de canales alrededor de éste. Nótese que, dado que se alcanzaban valores de eficiencia espectral alrededor del 90% por parte de los algoritmos de asignación de canal, esta propuesta no incrementa mucho el número de emisores/receptores en la OLT. En el caso heterodino y con láseres emparejados, dada la anchura del canal, este incremento sería mayor. Esta segunda propuesta será aplicada a las dos arquitecturas de OLT propuestas.

Abordando primeramente la OLT compuesta de AWGs y de divisores de potencia se calculará la cantidad de puertos del AWG que serán necesarios para cada caso. Para realizar este cálculo es necesario establecer la separación en frecuencia entre los puertos del AWG, se utilizará la variable BW_{Puerto} . Téngase en cuenta que en la utilización de la arquitectura de dos AWG con puertos intercalados como en la Figura 72, el espaciado equivalente entre puertos será la mitad que si sólo se tuviera un AWG, $BW_{Puerto} / 2$. El número de puertos de cada AWG para cubrir toda la banda puede ser calculado como:

$$M_r = \lceil B_a / BW_{Puerto} \rceil \quad \{82\}$$

donde, $\lceil \rceil$ representa redondear al entero inmediatamente superior.

Por ejemplo, para el caso con recepción homodina y dos bandas espectrales separadas son necesarios 288 canales para 256 usuarios, Tabla 9 o Figura 73. Lo cual implica una banda:

$$B_a = 288 \cdot 6.25 \text{ GHz} = 1800 \text{ GHz} \rightarrow 14.4 \text{ nm en banda C} \quad \{83\}$$

Considerando un AWG con una separación entre bandas de 100 GHz, comercialmente muy difundido, y aplicando {82} junto con el resultado {83}:

$$M_r = \frac{1800}{100} = 18 \text{ puertos} \quad \{84\}$$

Fíjese que, si las dos bandas separadas se colocan de forma consecutiva, con dos AWG de 41 puertos, comercialmente disponibles, se pueden asignar 18 a la banda de subida y 18 a la de bajada, en total 36 puertos, pudiendo utilizar la estructura de la Figura 72.

Para la asignación de los láseres DFB debe tenerse en cuenta que éstos sólo deben sintonizar los canales que se encuentran en cada puerto.

Con esta premisa, se reutilizará la misma idea que para la creación de la distribución uniforme, ahora sin mezclar los láseres, y redefiniendo ahora las subbandas en que se dividen los láseres según su longitud de onda como en la Figura 74. Con esta definición de subbandas, cualquier láser perteneciente a una subbanda puede ser sintonizado en cualquier longitud de onda perteneciente a la subbanda. Asignando a cada puerto del AWG láseres pertenecientes a la subbanda con longitud de onda más próxima a su frecuencia central, se podrá sintonizar cualquier canal perteneciente a ese puerto. Esto permite ir asignando láseres a los canales sin tener que dotar a la OLT de ninguna inteligencia, más allá de saber a qué puerto del AWG pertenece cada canal. Con esta estrategia se asegura un 100% de admisión de ONUs usando el mismo tipo de láseres fabricados para la planta externa.

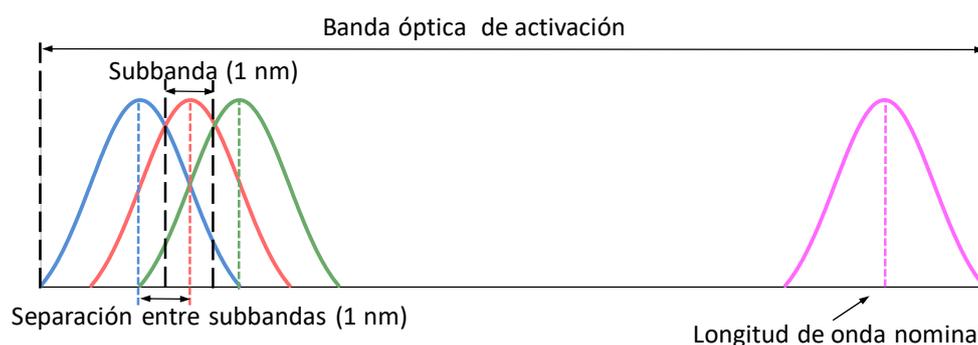


Figura 74. Definición de subbandas para la asignación de láseres DFB en la OLT.

Véase que el ancho de banda útil de cada puerto del AWG es de 50 GHz, 0,4 nm en banda C, y puede existir el caso extremo en que un puerto estuviera situado entre dos subbandas. En esta situación se podría necesitar una sintonía máxima de ± 1.2 nm. Este extremo se solucionaría aumentando el margen de sintonía de los DFB, en $\pm 2^\circ\text{C}$, en el apartado 4.2 se ha visto que éste se extiende hasta los $\pm 20^\circ\text{C}$ (± 2 nm) sin perder las características necesarias para la transmisión/recepción.

Por último, cada puerto del AWG iría acompañado de unas etapas divisoras de potencia iguales a la cantidad de canales que ocupan el ancho de banda útil del AWG.

En la Tabla 11 se muestra la cantidad de puertos de cada uno de los AWG que son utilizados para conseguir una eficiencia del 100%, intercalado de puertos por sintonía térmica de los AWG, siguiendo la arquitectura de la Figura 72 y con los datos de la Tabla 9.

Usuarios	Bw puerto AWG (GHz)	Half- Duplex	Full-Duplex			Heterodino
			Homodino		Láseres emparejados	
			Bandas separadas	Banda única		
32	25	8	2x8	17	17	17
32	50	4	2x4	9	9	9
64	25	17	2x17	35	38	38
64	50	9	2x9	18	19	19
128	50	18	2x18	36	39	39
128	100	9	2x9	18	20	20
256	100	18	2x18	37	40	40

Tabla 11. Número de puertos de cada AWG en la OLT para una prob. de rechazo de 0.1% y sintonía de ± 1 nm ($\pm 10^\circ\text{C}$). x2 indica dos bandas.

La columna **Bw puerto AWG** debe entenderse como la diferencia entre frecuencias centrales de dos puertos consecutivos del mismo AWG. En la columna perteneciente a la recepción homodina en dos bandas separadas, el término 2x hace referencia a que el número de puertos es para cada sentido de transmisión.

Con las mismas consideraciones anteriores, en la Tabla 12, se muestra el número de láseres, L_p , en cada puerto del AWG, expresión {85}.

Usuarios	Bw puerto AWG (GHz)	Half- Duplex	Full-Duplex			Heterodino
			Homodino		Láseres emparejados	
			Bandas separadas	Banda única		
32	25	2 (32)	2 (2x32)	2 (68)	2x1 (2x34)	1 (34)
32	50	4 (32)	4 (2x32)	4 (72)	2x2 (2x36)	2 (36)
64	25	2 (68)	2 (2x68)	2 (140)	2x1 (2x76)	1 (76)
64	50	4 (72)	4 (2x72)	4 (144)	2x2 (2x76)	2 (76)
128	50	4 (144)	4 (2x144)	4 (288)	2x2 (2x156)	2 (156)
128	100	8 (144)	8 (2x144)	8 (288)	2x4 (2x160)	4 (160)
256	100	8 (288)	8 (2x288)	8 (592)	2x4 (2x320)	4 (320)

Tabla 12. Número de láseres por puerto de cada AWG y, entre paréntesis, número de láseres totales (prob. de rechazo de 0.1% y sintonía de ± 1 nm).

$$L_P = \frac{BW_{Puerto}}{BW_{Canal}} \cdot 2 \quad \{85\}$$

Este valor coincidirá con el factor de división a aplicar en el divisor de potencia perteneciente a dicho puerto en todos los casos salvo en el heterodino. Aunque en una ONU con receptor heterodino el láser es único, los canales son dos y el factor de división pasará a ser el mismo en todos los casos.

Dos consideraciones adicionales son remarcables, una primera es que el número de láseres siempre es mayor o igual al número de canales mostrado en la Tabla 9. Esto es debido a que se ha considerado que, por motivos de facilidad de producción, sería más útil considerar todos los puertos con todos los canales ocupados. Evidentemente, sin respetar dicha norma el número de láseres coincidirá con el de canales y el último puerto de canal AWG no estaría completo.

Una segunda cuestión remarcable es la columna de recepción homodina con láseres emparejados. En dicha columna se ha introducido el símbolo 2x porque, dependiendo de la forma de crear las dos portadoras emparejadas, podría ser necesario utilizar dos láseres o solamente uno. Este último caso podría corresponder a usar una tecnología de desviación de portadora, wavelength shifting [74], [75], consiguiendo extraer una portadora separada 6,25 GHz a partir de la primera. En el caso de utilizar sólo un láser para crear las dos portadoras, el número de estos, por puerto o totales, correspondería al número indicado detrás del 2x. En el caso de utilizar dos láseres físicamente diferentes para emisión y recepción habría que doblar dicho número. Véase, que este aspecto no influye en el cálculo del factor de división establecido en el puerto del AWG, puesto que independientemente de cómo se creen las portadoras, existen siempre dos canales que hay separar/unir

Centrando ahora la atención en la arquitectura de la OLT compuesta sólo de divisores, es posible utilizar el mismo concepto de disponer de un láser para cada canal. En este caso, el parámetro más importante es el número de etapas divisoras por 2 que aparecerán entre la red de distribución externa y cada transmisor/receptor de la OLT. Por ejemplo, en un caso con 256 usuarios, si los láseres fueran sintonizables en toda la banda, sólo se necesitarían 256 ramas en el divisor, una por usuario. Con dos etapas divisoras por 16 consecutivas en la red de distribución de la OLT sería suficiente, 16x16, y el factor de división sería 256.

Como consecuencia de utilizar DFBs con sintonía limitada se necesita una rama por canal posible y, como en el diseño de la OLT con AWGs, se utilizarán los resultados de la Tabla 9.

Siguiendo el caso de 256 usuarios, ahora de las dos etapas 16x16 que cubrían las 256 ramas, 32 ramas deben de disponer de una etapa divisora por 2 más, para llegar a los 288 canales. Esto conlleva que hay ramas donde el factor de división es de 512 y otras 256. Dado que no siempre el número de canales será una potencia de 2,

Usuarios	Half-Duplex	Full-Duplex, homodino y bandas separadas	Full-Duplex, homodino y banda única	Heterodino o láseres emparejados
32	32	32	128	64
64	128	128	256	128
128	256	256	512	256
256	512	512	1024	512

Tabla 13. Factor de división máximo para una arquitectura de OLT basada en divisores de potencia.

habrá canales con diferentes factores de división, como sucede en este ejemplo. Cuando suceda esto, en las tablas y posteriormente en los cálculos donde sea necesario, se tomará el máximo.

Con este mismo razonamiento se calcularán los factores de división máximos para cada número de usuarios y escenarios. Estos cálculos se muestran en la Tabla 13.

Véase que el factor de división siempre será una etapa de división por 2 más que el número de canales. Como ya se ha comentado, este incremento es debido a que en la OLT se debe dar servicio a todos los canales y, por el hecho de utilizar láseres DFB con sintonía limitada en las ONUs, el número de canales siempre será mayor que el número de usuarios, Tabla 13. Hay dos excepciones, los casos de 32 usuarios Half-Duplex y homodino con bandas separadas, en los cuales la sintonía de ± 1 nm, junto con el algoritmo de asignación MA permite asignar todos los usuarios con un 100% de rendimiento espectral.

En cuanto a la forma de distribuir los láseres DFB, se puede utilizar el mismo procedimiento usado en la arquitectura con AWG. Aunque en esta estructura no existen puertos con un ancho de banda limitado, puede realizarse el ejercicio mental de asignar los canales a puertos “virtuales”, realizando a posteriori una asignación idéntica a la anterior. Evidentemente, de la misma forma anterior es posible considerar todos los “puertos virtuales” cargados con el mismo número de emisores/receptores, consiguiendo los mismos resultados de la Tabla 12 en cuanto a número total de láseres. Evidentemente, sin respetar dicha norma el número de láseres coincidirá con el de canales, Tabla 9.

Una vez realizado el diseño de la OLT, basándose en la estructura de la Figura 72 y la Figura 67, junto con los factores de división mostrados en la Tabla 12 y Tabla 13, se ha realizado un cálculo del área de cobertura de la red.

Para evaluar las áreas de cobertura se ha tenido en cuenta toda la red completa con todos los dispositivos necesarios. La red externa ha sido construida con divisores

de potencia, como fue discutido en el apartado 4.1, donde el factor de división se ha tomado en cada caso igual al número de usuarios.

Para la red interna, OLT, se han considerado las dos estructuras propuestas. Una primera con divisores y un circulador separando las dos ramas, estructura mostrada en la Figura 67 derecha, completada con los elementos de control como el OSA y el acoplador para su conexión. Una segunda propuesta la constituida por dos AWGs gaussianos térmicos, o uno térmico y otro atérmico, que junto con divisores permita alcanzar la ratio de usuarios requerida. Una estructura completa se mostró en la Figura 72.

Asimismo, se calcula el parámetro distancia máxima de cobertura, dependiendo de la atenuación, definida como la pérdida de señal entre el emisor y el receptor considerando la red entera, OLT, red de distribución externa y dispositivos necesarios para el control.

La sensibilidad del receptor óptico se ha estimado en -45 dBm para las arquitecturas de ONU propuestas [61], [70], [71] y se ha considerado una potencia de transmisión de 3 dBm, con la que se establece un límite en la atenuación de 48 dB.

La atenuación de la fibra se toma de 0.25 dB/km y cada divisor por 2 aporta un total de 3.5 dB de pérdidas, 3 dB por la división y 0.5 dB extras por pérdidas de exceso.

El acoplador asimétrico 10/90, que permite conectar el analizador de espectros, introduce unas pérdidas de 1 dB. El circulador, encargado de separar las ramas de transmisión y recepción, añade unas pérdidas adicionales de 0.5 dB.

Por último, como se ha comentado en el dimensionado de la OLT, en el caso de estar constituida solamente por divisores de potencia, el factor de división debe incrementarse con una etapa divisora por 2 con respecto a la red externa. Las atenuaciones en la ODN, OLT y total son:

$$Ate_OND (dB) = 3.5(dB) \cdot \log_2(N_{ONU}) + 0.25(dB//km) \cdot d(km)$$

$$Ate_OLT (dB) = Ate_Cir(dB) + Ate_Div_{10/90}(dB) + 3.5(dB) \cdot (\log_2(N_{ONU}) + 1) \{86\}$$

$$Atenuación (dB) = Ate_OND + Ate_OLT - Ganan_{OA}$$

En la expresión {86} aparecen todos los términos mencionados anteriormente, más N , número de usuarios, d , distancia OLT-ONU, y $Ganan_{OA}$, ganancia del amplificador óptico, caso de existir.

En la otra arquitectura, AWGs más divisores de potencia, se ha elegido un AWG tipo gaussiano porque introduce menos pérdidas de inserción, 5 dB en los cálculos. Para un número de usuarios de 256 se ha optado por unos AWGs con un espaciado entre puertos de 100 GHz con un divisor de potencia por 8, aquí el factor de división viene marcado por la relación entre el ancho de banda útil del AWG y el ancho de banda del canal. Mientras, en el caso de 128 usuarios la separación entre puertos es de 50 GHz y del factor divisor de 4. Cuanto menor es el espaciado entre puertos, menor es

el factor del divisor de potencia, disminuyendo las pérdidas introducidas. Comercialmente se dispone de espaciados hasta de 25 GHz, pero éstos representarían un número muy elevado de puertos para un número de usuarios superior a 64. En posteriores cálculos sólo se usará en el caso de 32 o 64 usuarios. Los cálculos de atenuación responden a la expresión {87}. En este cálculo habría que añadir el divisor de potencia que conecta los dos AWGs, sin embargo, se ha sustituido el ancho de banda útil $\left(\frac{BW_{Puerto}}{2}\right)$, por el valor característico de los AWG que es la separación entre puertos (BW_{Puerto}) , alcanzando el mismo resultado. Las demás variables corresponden a la nomenclatura utilizada en {86}.

$$Ate_OND (dB) = 3.5(dB) \cdot \log_2(N_{ONU}) + 0.25(dB/km) \cdot d(km)$$

$$Ate_OLT (dB) = Ate_AWG(dB) + Ate_Div_{10/90}(dB) + 3.5(dB) \cdot \log_2\left(\frac{BW_{Puerto}}{BW_{Canal}}\right) \quad \{87\}$$

$$Atenuación (dB) = Ate_OND + Ate_OLT - Ganan_{OA}$$

Es necesario comentar que, en el caso de disponer de receptores heterodinos, se deberán añadir una penalización en la sensibilidad de 3 dB debido a la etapa de heterodinaje. En caso homodino en banda única, la atenuación debería incrementarse en 3 dB por sustituirse el circulador por un divisor en la OLT con sólo divisores. Estos cambios son fácilmente aplicables a las gráficas de la Figura 75 bajando los niveles máximos de atenuación en 3 dB.

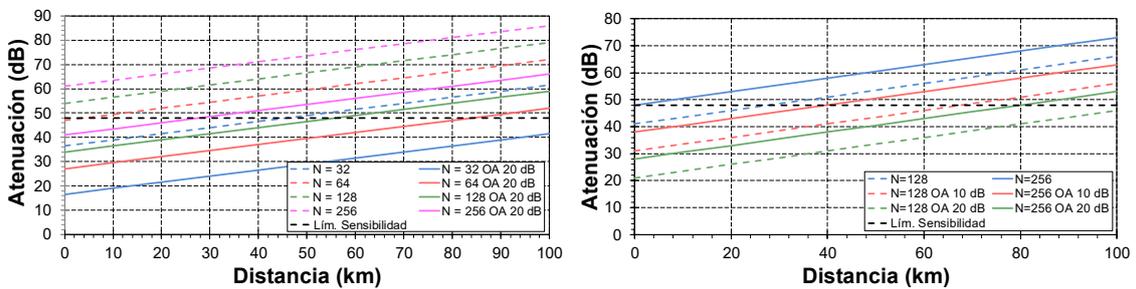


Figura 75. Atenuación vs. cobertura para las dos estructuras de OLT propuestas. Izquierda, sólo divisores de potencia. Derecha, combinación de AWGs y divisores.

Los cálculos se han elaborado para diferentes números de usuarios y diferentes ganancias del amplificador. En la Figura 75 se muestran los resultados para ambas estructuras.

Analizando los resultados de las gráficas de la Figura 75, para la OLT basada en divisores, izquierda, se observa que sólo en el caso de 32 usuarios es posible eliminar el amplificador, logrando un alcance sin amplificador de unos 45 km. Con la ayuda de un amplificador de 20 dB ya se permite atender a 256 usuarios a 30 km o 128 a una distancia hasta de 55 km.

En el caso del AWG, Figura 75 derecha, para 128 usuarios, hasta 30 km de distancia no es necesario la utilización de amplificadores. Con el uso de un amplificador de 10 dB las distancias alcanzadas son considerables, 70 km y 40 km, para 128 y 256 usuarios respectivamente. Y, con un amplificador de 20 dB, para 256 usuarios también se superan los 80 km. No se muestra en la Figura 75, pero realizando los mismos cálculos para una ratio más modesta, de 64 usuarios, se alcanzan áreas de cobertura de 55 km sin la ayuda de ningún amplificador.

También es necesario cumplir con la normativa de seguridad en la exposición de los ojos a niveles de potencia óptica dañinos. Para esto se define el nivel de riesgo (HL, del inglés Hazard Level) como el nivel de potencia óptica máxima permitida para evitar riesgos de exposición. Este nivel está definido para tres áreas: no restringida (áreas de acceso público y doméstico), restringidas (no accesibles al público, por ejemplo, cables aéreos) y controladas (conductos de cables y central). El nivel de riesgo seguro vendrá marcado por la clase 1M, con niveles de potencia seguros para unas condiciones de operación normales. Para el caso de una fibra monomodo operando en banda C, alrededor de 1550 nm, este nivel es de 136 mW (21.34 dBm) en una zona restringida [72]. Este nivel debe ser considerado cuando el número de longitudes de onda en la fibra es máximo y con mayor potencia. En las estructuras el punto de mayor riesgo, mayor nivel de potencia óptica, es la entrada a la fibra troncal desde la OLT a la red de distribución externa.

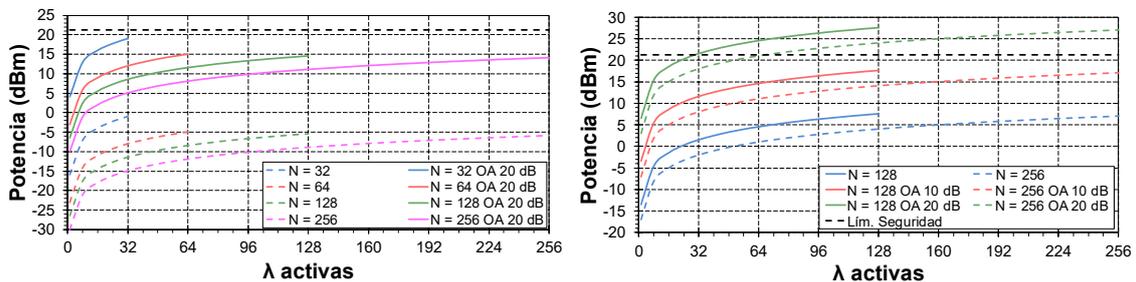


Figura 76. Nivel de potencia a la salida de la OLT vs. núm. de λ activas para las dos arquitecturas. Izquierda, divisores de potencia. Derecha, AWGs y divisores de potencia.

El nivel de potencia con respecto al número de longitudes de onda activas se presenta en la Figura 76 para las dos arquitecturas propuestas para la OLT.

En estas gráficas habría que realizar las correcciones en número de divisores remarcadas anteriormente para el escenario con recepción homodina y banda única, equivalente a subir el nivel de riesgo 3 dB para este caso.

En las gráficas de la Figura 76 se ha representado también el nivel límite de seguridad, nivel que no puede ser sobrepasado.

Se puede observar que solamente en el caso de la arquitectura que combina AWGs y divisores, cuando se añade un amplificador de 20 dB de ganancia, se rebasa el límite de seguridad. Si fuera necesario dar cobertura a un área que requiera la

Usuarios	<u>OLT divisores de potencia</u>		<u>OLT AWG con divisores de potencia</u>		
	10 dB OA	20 dB OA	No OA	10 dB OA	20 dB OA
32	-9.5	0.5	-10	0	10
64	-13	-3	-10	0	10
128	-16.5	-6.5	-13.5	-3.5	6.5
256	-20	-10	-17	-7	3

Tabla 14. Potencia por canal (dB) a la salida de la OLT.

utilización de este amplificador habría que reducir las longitudes de onda y recurrir a compartirlas entre varios usuarios mediante una multiplexación en tiempo.

Por último, en la Tabla 14 se muestran los niveles de potencia por canal. Este valor permitirá establecer qué casos exceden el límite de potencia que provocaría no linealidades en la fibra. Este límite no depende del número de longitudes de onda, si es mayor de 64, y la potencia por canal está limitada a -2 dBm [73]. Los niveles de la tabla serían 3 dB más bajos en un escenario de banda única según lo comentado anteriormente.

En la arquitectura con divisores, salvo el caso extremo de 32 usuarios junto con un amplificador de 20 dB de ganancia, todos los casos estarían situados por debajo de los -2 dBm. En la otra arquitectura, AWG con divisores, dado que introduce menos pérdidas, utilizando un amplificador de 20 dB se excede el límite donde se inducen no linealidades en la fibra y en el caso de pocos usuarios, 32 y 64, incluso con una ganancia de 10 dB se excede el límite. Estos últimos datos no suponen una gran limitación, como se ha mencionado anteriormente, para menos de 64 usuarios, el área de cobertura ya es mayor de 55 km sin amplificador.

8.3.2.2 Dimensionado para una ventana de sintonía de $\pm 20^\circ\text{C}$

Todo el diseño anterior ha sido creado suponiendo una ventana de sintonía en los láseres de las ONUs de ± 1 nm, equivalente a unos márgenes en el diferencial de temperatura aplicado al láser DFB de $\pm 10^\circ\text{C}$. Se ha visto en el apartado 4.2, concretamente en la Figura 15 y Figura 16, que este margen podía extenderse hasta los $\pm 20^\circ\text{C}$. Por tanto, en este punto se realizará el cálculo con estos parámetros máximos de sintonía para poder fijar una cota.

Siguiendo la misma estructura de diseño del apartado anterior, una vez establecido el número de canales, Tabla 15, de una forma equivalente al cálculo realizado para elaborar la Tabla 9 se realiza el cálculo de las subbandas necesarias utilizando la expresión {81} y manteniendo $B_s = 1$ nm, separación entre bandas. Los resultados son mostrados en la Tabla 16.

Usuarios	Half-Duplex	Full-Duplex, homodino y bandas separadas	Full-Duplex, homodino y banda única	Heterodino o láseres emparejados
32	32 100%	2x32 (64) 100%	64 100%	32 (64) 100%
64	64 100%	2x64 (128) 100%	137 93%	69 (138) 93%
128	132 97%	2x133 (266) 96%	267 96%	138 (276) 93%
256	265 97%	2x268 (536) 96%	543 94%	284 (568) 90%

Tabla 15. Número de canales necesarios, para escenarios, para alcanzar una prob. de rechazo de 0.1% con margen de sintonía de ± 2 nm ($\pm 20^\circ\text{C}$).

Si se comparan la Tabla 9 y la Tabla 16 se constata que, con respecto a la cantidad de subbandas, los valores mejoran un poco al aumentar el margen de sintonía para casos con número de usuarios alto, 128 y 256. Centrándose en los casos homodino con dos bandas de canales separadas y el heterodino, el doblar la ventana de sintonía supone aumenta en 10 puntos porcentuales en el rendimiento en la opción heterodina. Esto permite que con 284 canales de 12.5 GHz se dé servicio a 256 usuarios, suponiendo un ahorro de 33 canales, 3.3 nm en banda C. Para la opción homodina ya estaba en el 89% y ahora pasa al 96%, pasando de 576 canales, 288 por cada banda, pasando a 536, 268 por cada banda. El ahorro es ahora de 40 canales de 6.25 GHz, 2 nm en banda C.

Evidentemente, el resultado siempre será mejor para una ventana mayor de sintonía y estaría justificado el incremento en el caso heterodino para llegar a un rendimiento de 90%. Ahora bien, en el caso homodino el rendimiento ya estaba en el

Usuarios	Half-Duplex	Full-Duplex, homodino y bandas separadas	Full-Duplex, homodino y banda única	Heterodino o láseres emparejados
32	1	2x1	3	3
64	3	2x3	6	6
128	6	2x6	13	13
256	13	2x13	27	28

Tabla 16. Número de subbandas necesarias para la fabricación de los láseres DFB, para una prob. de rechazo de 0.1% y sintonía de ± 2 nm ($\pm 20^\circ\text{C}$). x2 indica dos bandas.

89% y la mejora sería de 1 nm por cada banda, sería ya sólo justificable si se priorizara el ancho de banda en el diseño.

También conviene mencionar que, como se ha expuesto en la Figura 65 y la Figura 66, aumentar la sintonía de los láseres es equivalente a aumentar el consumo de las ONUs. Por tanto, sólo sería razonable aumentar este margen si el beneficio en cuanto a número de láseres, ligado con el número de canales, es significativo.

En cuanto al dimensionado de la OLT, se muestran los resultados equivalentes a la Tabla 11 y la Tabla 12 para la arquitectura basada en AWG más divisores de potencia. En la Tabla 17 se muestra el resultado del número de puertos necesarios para los diferentes escenarios de usuarios y espaciado de puertos. Estos datos son diferentes opciones que permiten dimensionar el equipamiento de la OLT, y cualquiera de ellos es fácilmente alcanzable con los AWG comercialmente disponibles.

Usuarios	Bw puerto AWG (GHz)	Half- Duplex	Full-Duplex			Heterodino
			Homodino			
			Bandas separadas	Banda única	Láseres emparejados	
32	25	8	2x8	16	16	16
32	50	4	2x4	8	8	8
64	25	16	2x16	35	35	35
64	50	8	2x8	18	18	18
128	50	17	2x17	34	35	35
128	100	9	2x9	17	18	18
256	100	17	2x17	34	36	36

Tabla 17. Número de puertos de cada AWG en la OLT para una prob. de rechazo de 0.1% y sintonía de ± 2 nm ($\pm 20^\circ\text{C}$). x2 indica dos bandas.

En la Tabla 18 se muestran los resultados para el factor de división necesario para el divisor de potencia situado en cada puerto y el número de láseres necesarios. La nomenclatura utilizada es la misma que la usada en la Tabla 12. El factor de división es el mismo puesto que no depende del margen de sintonía de los láseres.

Véase que, pese a doblar el margen de sintonía, no se establecen cambios significativos. Sólo en los casos heterodino y con láseres emparejados, por los motivos anteriormente expuestos de mayor ancho de banda del canal equivalente, sería interesante aumentar la sintonía para reducir el número de láseres.

Recuérdese que en el cálculo número de láseres se ha hecho un redondeo al alza para que todos los puertos sean ocupados por el mismo número de láseres.

Usuarios	Bw puerto AWG (GHz)	Half- Duplex	Full-Duplex			Heterodino
			Homodino		Láseres emparejados	
			Bandas separadas	Banda única		
32	25	2 (32)	2 (2x32)	2 (64)	2x1 (2x32)	1 (32)
32	50	4 (32)	4 (2x32)	4 (64)	2x2 (2x32)	2 (32)
64	25	2 (64)	2 (2x64)	2 (140)	2x1 (2x70)	1 (70)
64	50	4 (64)	4 (2x64)	4 (144)	2x2 (2x72)	2 (72)
128	50	4 (136)	4 (2x136)	4 (272)	2x2 (2x140)	2 (140)
128	100	8 (144)	8 (2x144)	8 (272)	2x4 (2x144)	4 (144)
256	100	8 (272)	8 (2x272)	8 (572)	2x4 (2x288)	4 (288)

Tabla 18. Número de láseres por puerto de cada AWG en la OLT y, entre paréntesis, número de láseres totales (prob. de rechazo de 0.1% y sintonía de ± 2 nm).

Los resultados de cobertura y de niveles de potencia obtenidos para un margen de sintonía de ± 1 nm son válidos también para el caso de un margen de sintonía de ± 2 nm. En una estructura de la OLT constituida con AWG y divisores es evidente que los niveles de potencia no se ven afectados por necesitar más canales, sólo afecta al número de puertos del AWG.

En el caso de utilizar sólo divisores en la OLT, la reducción de canales no altera el factor de división máximo que se necesita. Para esta última afirmación hay una excepción que es el caso de 64 usuarios, que con el margen de sintonía extendido a ± 2 nm se dispone, desde el punto de visto práctico, de una sintonía en toda la banda. Esto permite reducir en uno el número de divisores que afectan a cada canal y, por tanto, reducir en 3.5 dB las pérdidas a que se ve sometido cada canal. Esto no tiene influencia en el nivel de riesgo, el margen es suficientemente grande, pero sí en la cobertura que permitiría ahora tener un alcance de unos 18 km cuando no se utilice amplificador.

8.4 RESUMEN DEL CAPÍTULO

Dada la cantidad de parámetros que se han valorado en este capítulo se ha creído conveniente realizar un resumen de las conclusiones más importantes.

Respecto al rendimiento espectral de los diferentes algoritmos presentados no existe ninguna duda que el algoritmo de máxima admisión, MA, es el que presenta un mayor rendimiento sin más requerimientos que un cambio de estrategia en la asignación de canales. La eficiencia espectral puede situarse por encima del 90% según los casos.

Otra conclusión es el beneficio de utilizar una asignación dinámica con respecto a una estática. Es posible establecer aquí una discusión sobre la conveniencia o no de realizar reasignaciones puesto que conlleva interrupciones en el tráfico. Si bien, estas interrupciones son muy pocas, menos de una por cada 256 asignaciones. Además, el efecto de las interrupciones puede ser minimizado con la rapidez en la sintonización del láser y almacenando los datos durante el tiempo de sintonización en memorias ya comentado en el apartado 8.1.2.

Un aspecto más discutible es la elección de la ventana de sintonía, puesto que existe el compromiso entre consumo y eficiencia. Un valor aconsejable es la sintonía de $\pm 10^{\circ}\text{C}$, dado que con respecto a la cota máxima de $\pm 20^{\circ}\text{C}$, la curva de eficiencia empieza a mostrarse plana y la de potencia consumida crece cuadráticamente.

Aplicando este resultado al dimensionado de la red, la OLT más la red de distribución externa, también se corrobora que incrementar el margen de sintonía no ofrece beneficios en la cobertura.

Sobre la arquitectura de la OLT se ha mostrado una topología de red de distribución interna basada en AWGs seguido de divisores comparada con una basada sólo en divisores. Esta estructura presenta la virtud de introducir una atenuación por canal independiente del número de usuarios. Con este diseño se pueden conseguir áreas de cobertura mayores de 40 km para un número de usuarios de 128 o 256 con un amplificador de 10 dB. Por debajo de 128 usuarios no es necesario ningún amplificador para distancias menores de 50 km e incluso para el caso de 128 usuarios si las distancias no son mayores de 25 km. Estos datos llevan a poder elegir la opción con AWGs para la estructura de la OLT.

Aplicando las anteriores conclusiones a las diferentes estructuras de bandas espectrales y de receptores se observa que la banda única no aporta ninguna ventaja con respecto a dos bandas separadas. Es más, presenta el inconveniente de ser una banda continua muy grande de difícil ubicación en el espectro, si se debe mantener una compatibilidad con otros estándares. Asimismo, el utilizar láseres apareados respecto a utilizar receptores heterodinos tampoco aporta ninguna diferencia en la estructura y dimensión de la red, más allá de los 3 dB de penalización en la sensibilidad que se sufre por el heterodinaje. Como desventaja, la utilización de receptores homodinos con láseres apareados implica utilizar el doble de láseres o esquemas de desplazamiento de portadoras, lo que complica el diseño.

La elección homodina o heterodina, es claramente favorable al homodino si se valora sólo el rendimiento espectral respecto a la ventana de sintonía. Sin embargo, se mantienen las dos configuraciones debido a que existen otros factores en el diseño de los receptores, como el número de fotodetectores o la utilización de frecuencias intermedias, más altas, que podrían compensar el utilizar una sintonía mayor.

Respecto a la opción Half-Duplex, puede ser considerada en escenarios donde la compatibilidad con otros estándares no permita disponer de una banda suficientemente grande como para ubicar dos canales por usuario. Pero presenta la desventaja de, con un enlace de 1 Gb/s, ofrecer velocidades de transmisión de 500 Mb/s en cada sentido.

9 REQUISITOS DURANTE LA OPERACIÓN.

INFLUENCIA DE LA TEMPERATURA AMBIENTE

9.1 DEFINICIÓN DEL PROBLEMA.

Hasta este punto siempre se ha considerado que las posibles variaciones de temperatura de los láseres, pertenecientes a los transceptores de la red, sólo eran debidas al diferencial de temperatura proporcionado por la célula Peltier. Es decir, los láseres siempre estaban a una temperatura constante, cuando no eran sintonizados, y era la misma para todos ellos. Siguiendo el modelo utilizado para realizar la caracterización de la potencia consumida por las células Peltier, capítulo 8.2, las variaciones de la temperatura ambiente se trasladan directamente al láser, siguiendo el modelo matemático:

$$T_{\text{láser}} = T_{\text{amb}} + \Delta T_{\text{bias}} + \Delta T_{\text{Peltier}} \quad \{88\}$$

donde, ΔT_{bias} es el incremento de temperatura provocado por la polarización del láser. Este valor es constante mientras no se varíe la corriente de bias. Para una corriente de bias de 80 mA ha sido medido y es de unos 10°C. T_{amb} es la temperatura ambiente y, en un escenario de operación, irá variando salvo que la ONU esté situada en un lugar climatizado a temperatura constante. Esto sería el caso de la OLT puesto que se puede suponer que la CO sí está en disposición de mantener la temperatura ambiente constante. Por tanto, este escenario de operación donde la temperatura ambiente varía, y a su vez la del láser, sólo se aplicará a las ONUs. Finalmente, $\Delta T_{\text{Peltier}}$ es el diferencial de temperatura provocado por la célula Peltier, utilizado para la sintonía.

Los cambios de la temperatura ambiente, siguiendo la expresión {88}, pueden ser absorbidos por el $\Delta T_{\text{Peltier}}$ en las ONUs, manteniendo la temperatura del láser a la que corresponda a la sintonía del canal asignado. Esto sucederá cuando el canal asignado a la ONU siga situado dentro de su ventana de sintonía, $\pm \Delta T_{\text{Peltier}}$ máxima, aunque dicha ventana de sintonía ahora esté centrada en una $T_{\text{amb}} + \Delta T_{\text{bias}}$ que haya

simétricas. Es decir, se podrían considerar temperaturas ambiente desde 15°C hasta 35°C, temperaturas suficientes en un entorno doméstico o de oficina. En el caso de un entorno industrial o en el exterior de edificios, estos márgenes quedarían cortos, y habría que considerar algún sistema de aislamiento o de compensación de la temperatura.

Para evaluar los efectos de estas variaciones de temperatura sobre el rendimiento de la red, se han realizado simulaciones en un escenario con 256 ONUs agrupadas en dos categorías. Una primera, donde se consideran las ONUs situadas en entornos climatizados (domicilios u oficinas) con variaciones de temperatura bajas ($\pm 2.5^\circ\text{C}$), éstas serán denominadas indoor o interiores, indistintamente en el resto del redactado. Estas variaciones han sido simuladas, en un 66% en forma sinusoidal, con un número entero de ciclos diario de 1 a 6 y una fase inicial, ambos parámetros asignados aleatoriamente a cada ONU y un 33% completamente aleatoria mediante una distribución uniforme. Un segundo grupo en el que las ONUs son ubicadas en zonas del edificio sin climatizar, como cuartos de servicio, garajes o almacenes, sometidas a cambios más severos de temperatura ($\pm 10^\circ\text{C}$), éstas serán denominadas outdoor o exteriores, indistintamente en el resto del redactado. Si, por estar situadas en fachadas o postes, se ven sometidas a cambios de temperatura más extremos habrá de compensar estas temperaturas. Este escenario de compensación de la temperatura ambiente también se expone en este capítulo. La simulación de los cambios de temperatura se ha realizado mediante sinusoidales con un ciclo de 24 horas y sincronizadas en fase. A cada grupo se ha asignado el 50% de las ONUs.

Con lo que respecta a los demás parámetros, se consideran receptores homodinos con láseres aleatorios en bandas espectrales separadas (subida y bajada) y una ventana de sintonía de ± 1 nm ($\pm 10^\circ\text{C}$). Al igual que en las anteriores simulaciones, se realiza la media de 10000 repeticiones con el fin de obtener resultados estables y repetibles.

9.2 FACTORES DE MÉRITO OAR Y PROBABILIDAD DE BLOQUEO

Para evaluar el rendimiento de la red se han establecido dos factores de mérito. En un primer lugar, se toma el porcentaje de ONUs bloqueadas alguna vez, independientemente de la duración del tiempo en el que han estado bloqueadas, durante la simulación. La simulación se extiende durante 10 días para obtener resultados estables.

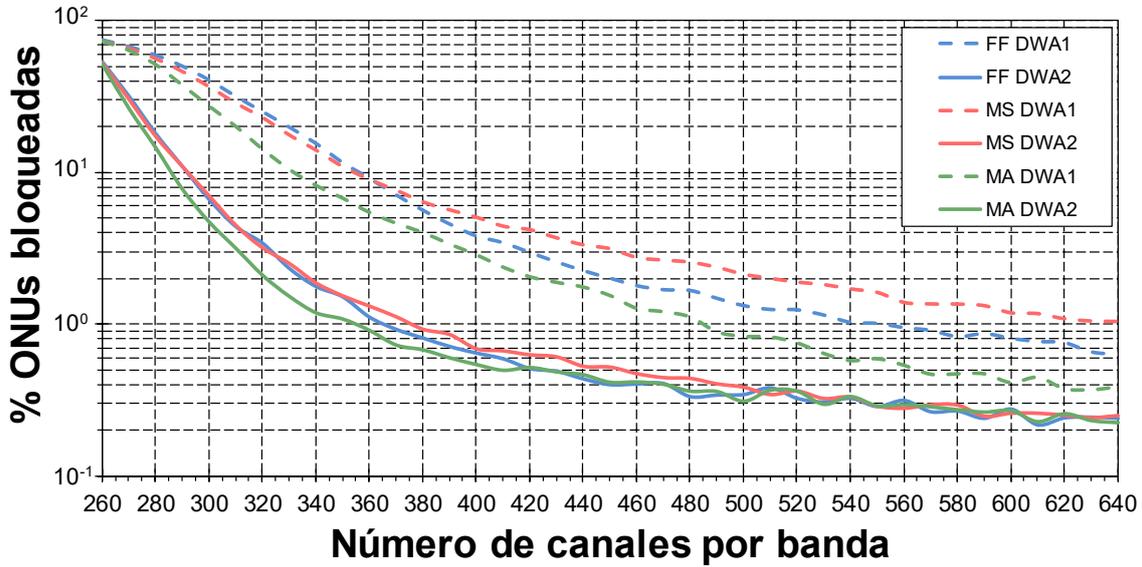


Figura 78. Porcentaje de ONUs bloqueadas alguna vez durante 10 días vs. número de canales por banda para diferentes algoritmos de asignación.

Los resultados del porcentaje de ONUs bloqueadas alguna vez durante los 10 días de la simulación se muestran en la Figura 78. Dado que todos los láseres se ven afectados por los cambios de temperatura, evidentemente en diferente medida los outdoor que los indoor, se puede considerar los bloqueos de ONUs de un día como un suceso independiente de los de otro día. Cumpliendo esta premisa, la probabilidad de bloquearse alguna vez en 10 días, $Prob_{10}$, puede ser formulada a partir de la probabilidad de bloquearse durante un día, $Prob_1$, como:

$$Prob_{10} = \sum_{n=1}^{10} \binom{10}{n} Prob_1^n \quad \{89\}$$

Donde, de todos los términos del sumatorio, dado que los valores de $Prob_1$ son muy pequeños, sólo el término $n=1$ tiene una aportación significativa. Los demás pueden ser despreciados, pudiendo establecerse la expresión:

$$Prob_{10} \approx 10Prob_1 \quad \{90\}$$

Por tanto, la misma Figura 78 puede servir para las probabilidades de que una ONU sea bloqueada alguna vez durante diez días, o un solo día, simplemente

dividiendo por 10. Si bien, que una ONU pueda ser bloqueada alguna vez durante un día pueda parecer excesivo desde el punto de vista de QoS.

Analizando el resultado de la Figura 78, Prob₁₀, se observa que incluso extendiendo la banda hasta 640 canales (32 nm en banda C) no es posible lograr el objetivo de que sólo 0.1% ONUs sean bloqueadas alguna vez durante un periodo de 10 días. Sobre las distintas curvas aparecen dos curiosidades: una primera en los esquemas DWA1, donde el algoritmo FF responde mejor que el MS, contrariamente a lo que ha venido sucediendo en todas las anteriores pruebas. Esto es debido a que el algoritmo FF es el que menos usa el margen de sintonía de los láseres en activación, por tanto, dispone de mayor margen de sintonía para mantener el canal. Una segunda en los esquemas DWA2, todos los algoritmos aportan prácticamente los mismos resultados y se estancan en una cota de alrededor de 0.2%. Esto permite intuir que hay algún otro motivo, aparte del número de canales o el algoritmo de reasignación que limita este parámetro.

El factor de mérito de probabilidad de que una ONU sea bloqueada no aporta información sobre situaciones intermedias entre los dos extremos, nunca bloqueada o siempre bloqueada. Para tener una valoración más precisa se propone un segundo factor de mérito. Se define el factor de disponibilidad de una ONU (OAR, del inglés ONU Availability Ratio) como el porcentaje de disponibilidad de una ONU sobre todo el tiempo de operación, como es recomendado por la ITU para los medios y sistemas de transmisión [76]. En el caso de la OAR no se representa el valor medio puesto que hay ONUs que pueden estar mucho tiempo bloqueadas y otras que nunca, lo cual llevaría a realizar valoraciones favorables que, sobre un usuario en particular, serían en realidad mucho peores. Por tanto, se representa el OAR de la ONU más bloqueada durante el mayor porcentaje de tiempo. Los resultados de las simulaciones realizadas con las mismas condiciones mencionadas anteriormente se muestran en la Figura 79.

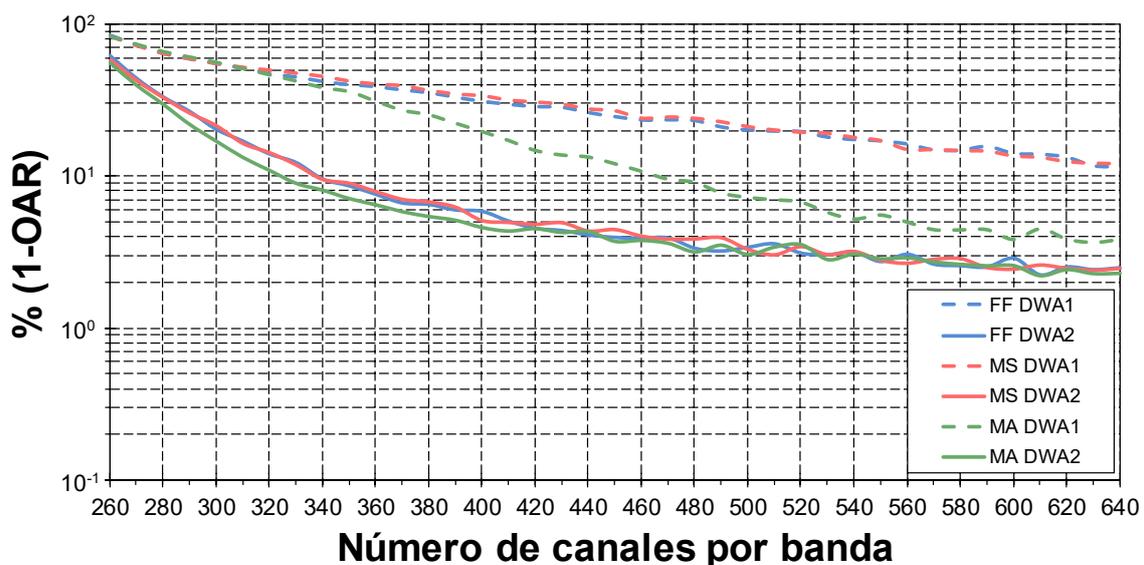


Figura 79. OAR vs. número de canales por banda para diferentes algoritmos de asignación.

El comportamiento es similar, en cuanto a tendencia, al de la probabilidad de bloqueo Figura 78, siendo imposible bajar del 2% el porcentaje de tiempo en que la ONU estaría bloqueada. Muy lejos de un valor aceptable que podría ser del 99.9% de disponibilidad, lo que representaría un tiempo medio de bloqueo de la ONU más bloqueada de 86 segundos diarios, en condiciones de máxima carga de la red. Siendo necesario realizar un estudio de los motivos de este comportamiento.

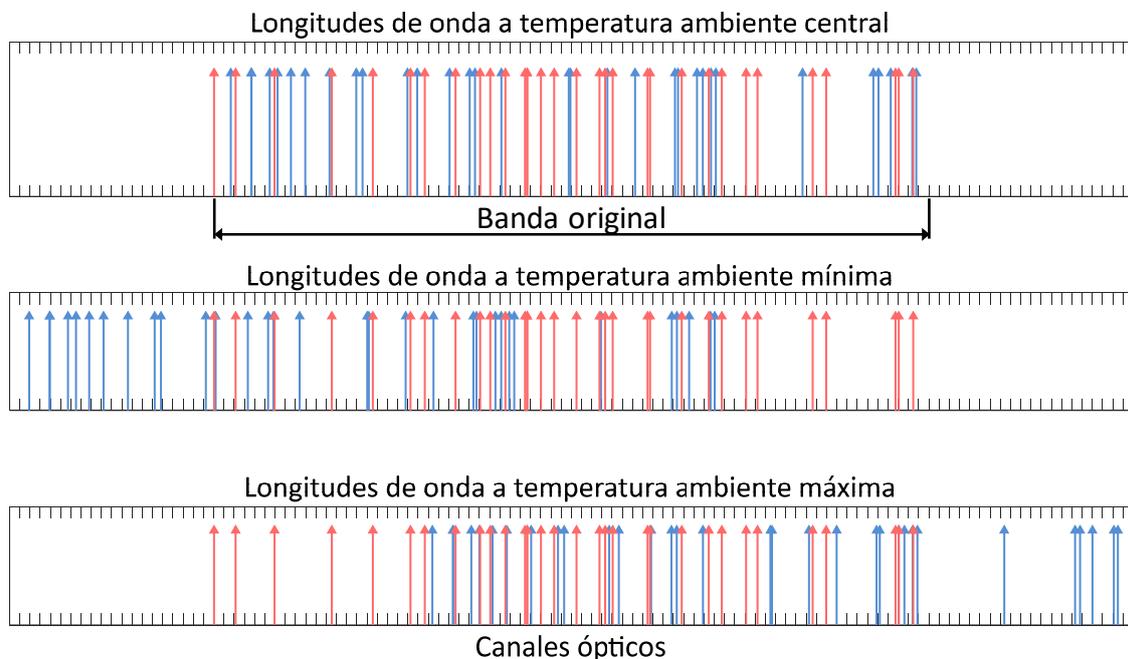


Figura 80. Representación del efecto de los cambios en la temperatura ambiente sobre la longitud de onda nominal (sin sintonía) de los láseres de las ONUs.

En la Figura 80 se muestra una representación, a modo de ejemplo, del efecto de los cambios en la temperatura ambiente sobre la longitud de onda de los láseres de las ONUs. En azul se han representado los láseres afectados por unos cambios de temperatura de $\pm 10^\circ\text{C}$ y en rojo los afectados por cambios de más suaves de $\pm 2.5^\circ\text{C}$. Estos últimos, dado el escaso desplazamiento, se han mantenidos fijos para ofrecer una referencia. Como se puede apreciar, los láseres afectados por los cambios de temperatura grandes quedan desplazados fuera de la banda original, banda que también se corresponde con la de los canales disponibles.

En estos láseres las posibilidades de sintonía quedan reducidas, porque gran parte de la ventana de sintonía queda fuera de la zona de canales disponibles, Figura 81, incluso podría darse el caso de anular todas las posibilidades de asignación si las variaciones de temperatura fueran mayores. Fíjese, que esta disminución de canales disponibles dentro de la ventana de sintonía provoca que, tanto los láseres situados en la banda lateral, como los del extremo correspondiente de la banda original, disminuyan la probabilidad de ser reasignados y, por tanto, deban ser bloqueados con mayor probabilidad. Véase, asimismo, que este efecto depende poco del tipo de algoritmo utilizado e incluso del número de canales de la banda original.

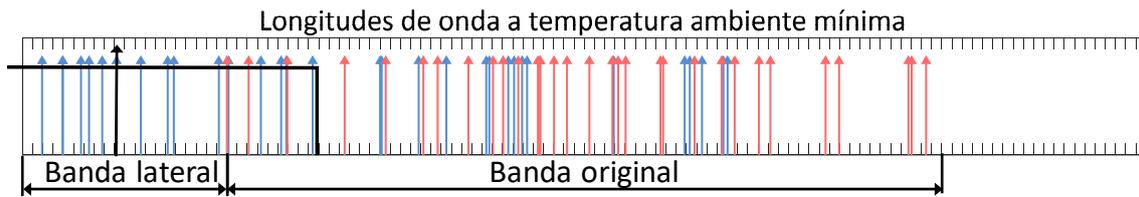


Figura 81. Detalle de la limitación del margen de sintonía de los láseres desplazados a la banda lateral.

Ésta es la razón del comportamiento de la curvas de la Figura 78 y la Figura 79. La mejora en los algoritmos en modo DWA2 es debida a que la doble reasignación permite extraer de la zona más solicitada, extremo de la banda original, los láseres con escasa afectación por la temperatura, en rojo. Cuando son utilizados en modo DWA1 la mayoría de los láseres en rojo no son reasignados y ocupan el canal asignado en la activación, ocupando canales en las zonas críticas antes mencionadas. En estos últimos, la mejora mostrada por el algoritmo MA es debida a que, según se mostró en la Figura 56, este algoritmo protege los extremos de la banda, pues son zonas que dan menos posibilidades de asignación cuando un láser tiene su frecuencia nominal situada en ellos.

9.3 PROPUESTAS DE SOLUCIÓN

Como se ha mostrado en el apartado anterior, cuando los cambios de temperatura ambiente afectan a los láseres de las ONUs es imposible alcanzar unos valores de los factores de mérito establecidos aceptables. El motivo reside en la penalización que sufren los láseres situados en los límites de la denominada banda original que, por efecto de la temperatura, pueden ver reducidas e incluso perder sus posibilidades de sintonizarse en un canal libre.

Para solucionar este efecto se proponen dos soluciones: una primera, extender la banda original añadiendo unas bandas laterales. A esta banda mayor se la denominará banda extendida. Esta solución implica un aumento del número de canales y reasignaciones. Una segunda, aprovechar todas las prestaciones de la célula Peltier para mantener la longitud de onda nominal del láser, sin sintonía, fija en la correspondiente a 35°C, una temperatura ambiente de 25°C más el incremento de temperatura producida por la polarización del láser. Esta solución evita las reasignaciones, pero implica un aumento del consumo de energía.

9.3.1 Sin compensación de temperatura. Reasignación y extensión de banda

En esta primera propuesta de solución se dejará que los láseres se vean afectados por los cambios de la temperatura ambiente, modificando su longitud de onda nominal. Para evitar la penalización descrita anteriormente, se aumentará la banda original añadiendo unas bandas laterales, extendiendo la banda. De esta forma, los láseres desplazados fuera de la banda original tendrán las mismas oportunidades de conexión. Esta solución sólo será válida para cambios de temperatura menores de $\pm 10^\circ\text{C}$ como se ha explicado en el apartado 9.1.

La clave fundamental en esta estrategia es el dimensionado de las bandas laterales. Manteniendo constante el número de canales de toda la banda extendida, si se aumentan los canales de las bandas laterales, implicará disminuir la banda original. Aumentar las bandas laterales dará más oportunidades a los láseres situados en los extremos de la banda original, pero reducirá las posibilidades de los láseres situados en el centro de la banda. Esto es debido a que existirá una densidad, láseres/canal, mayor en el centro de la banda original. Recuérdese que los láseres tienen su longitud de onda nominal, sin alteraciones de temperatura, ni sintonía, distribuidos uniformemente en la banda original, sin las bandas laterales y si ésta disminuye aumenta la densidad de láseres.

Si se supone el escenario de ONUs interiores, indoor, y exteriores, outdoor, descrito en el apartado 9.1, una primera aproximación al dimensionado de las bandas laterales puede ser establecida con el siguiente razonamiento: se desea que todos los láseres tengan unas mismas probabilidades de encontrar un canal libre, esto es equivalente a tener una densidad lo más uniforme posible.

Siguiendo el esquema de la Figura 82, se puede observar que la banda desplazada tiene un densidad la mitad, $D/2$, que la parte contigua a ésta y

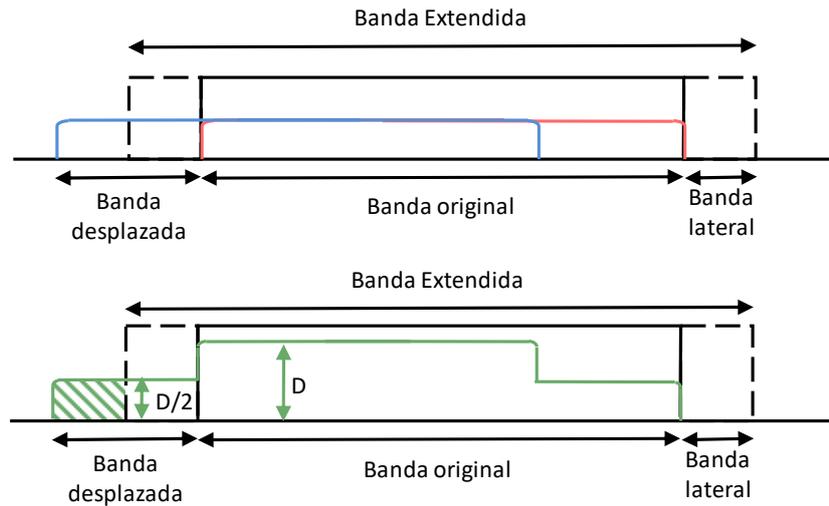


Figura 82. Detalle de las densidades (láseres/canal). Arriba, láseres outdoor en azul, láseres indoor en rojo. Abajo, densidad equivalente con desplazamiento máximo.

perteneciente a la banda original, D . Dados los valores de la banda desplazada, 20 canales correspondientes a 10°C , cualquier láser situado en ella puede alcanzar todos los canales pertenecientes a la misma. Esto permite pensar en la acumulación de los láseres situados en la parte rayada de la banda desplazada con los de la parte no rayada, consiguiendo una “densidad equivalente” igual a D , lo que permitiría establecer una banda lateral de una dimensión la mitad de la banda desplazada, en este caso 10 canales. Este mismo razonamiento podría ser utilizado en cualquier margen de variaciones de temperatura ambiente menores de $\pm 10^{\circ}\text{C}$. Evidentemente, esto es sólo una aproximación, no se ha tenido en cuenta qué sucede en el límite de la banda original con la desplazada, ni el efecto de los algoritmos. Para encontrar el valor óptimo se debe recurrir a simulaciones, pero el procedimiento descrito permite establecer un punto de partida.

En la Figura 83 se muestran la cantidad de canales necesarios para que los dos factores de mérito alcancen el valor de 0.1% en función del tamaño de las bandas laterales. Los cálculos han sido realizados para el algoritmo MA en sus dos modalidades, DWA1 y DWA2, y para un escenario de receptores homodinos con canales situados en dos bandas espectrales, subida y bajada, separadas. Las

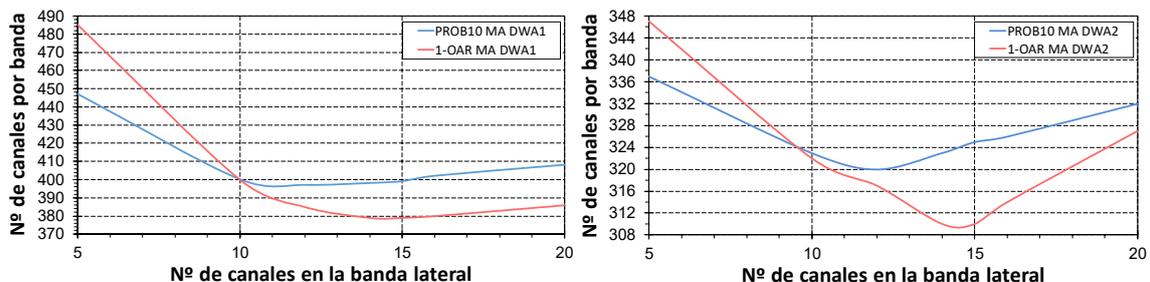


Figura 83. Núm. de canales para alcanzar valores de 0.1% en (1-OAR)% y Prob10 vs. tamaño de la cada banda lateral. Izquierda, algoritmo MA DWA1. Derecha, MA DWA2.

condiciones de temperatura ambiental son variables en un margen de $\pm 10^{\circ}\text{C}$ para los láseres de las ONUs denominados outdoor y de $\pm 2.5^{\circ}\text{C}$ para los indoor. En cuanto al porcentaje de ONUs indoor y outdoor se ha tomado el 50%. Estas condiciones son las más complicadas para el proceso de reasignación de canal, las ONUs outdoor tienen que ser reasignadas, mientras que las indoor no se mueven al mismo ritmo y no dejan canales libres. Hay que remarcar que el número de canales representa el total de la banda extendida, los canales de la banda original más los de las bandas laterales. El número total habría que multiplicarlo por dos, dado que existen dos bandas espectrales. Los demás parámetros de las simulaciones son los mismos que han sido utilizados durante todo este capítulo.

Como se puede observar la apreciación inicialmente dimensionar de la banda lateral en 10 canales es muy ajustada cuando se toma como referencia la probabilidad de que una ONU sea bloqueada alguna vez durante un tiempo de observación de 10 días. Pudiendo alcanzar las cotas de bloqueo establecidas con 320 y 397 canales para el algoritmo MA utilizando dos reasignaciones, DWA2 o sólo una, DWA1.

Sin embargo, cuando se fija la atención en el factor de no disponibilidad de la ONU menos disponible, 1-OAR, es necesario ampliar las bandas laterales hasta los 15 canales para obtener los resultados óptimos. Esto es debido a que los canales de los extremos de la banda original son más propensos a ser bloqueados, y se necesita protegerlos con un mayor número de canales disponibles. Se llega a un valor de no disponibilidad del 0.1% con 310 y 379 canales para la banda extendida, donde ya están incorporadas las bandas laterales, para los modos DWA2 y DWA1 de utilización del algoritmo MA respectivamente.

Habiendo analizado los datos se puede resaltar, a modo de resumen, que es posible absorber los cambios que se producen en las longitudes de onda de las ONUs debidos a los cambios de temperatura ambiente. La solución consiste en extender el tamaño de las bandas espectrales que contienen los canales en un número de entre 12 y 15 canales para cada una de las bandas laterales. Los resultados demuestran que no sólo se consiguen alcanzar las cotas marcadas, 0.1%, sino que se obtiene con un incremento en el número de canales de unos 20 canales, con respecto a los valores de activación. Por el contrario, conviene volver a recordar que esto sólo es posible realizarlo para unos cambios de temperatura ambiente de $\pm 10^{\circ}\text{C}$.

En la Figura 84 se muestran los valores de los factores de mérito, Prob_{10} y OAR%, en función del número de canales por banda para los demás algoritmos y tipos de reasignaciones de canal, en las condiciones expresadas anteriormente. Observándose que, con la extensión de la banda original utilizando bandas laterales, todos los algoritmos son capaces de alcanzar las cotas marcadas. Todas las simulaciones se han realizado para el valor óptimo de las bandas laterales, 15 canales en el caso del OAR y 12 en el caso de Prob_{10} . Conviene remarcar que en el caso heterodino y láseres apareados las bandas de guarda son de 8 y 6 canales respectivamente, puesto que los canales son el doble de anchos.

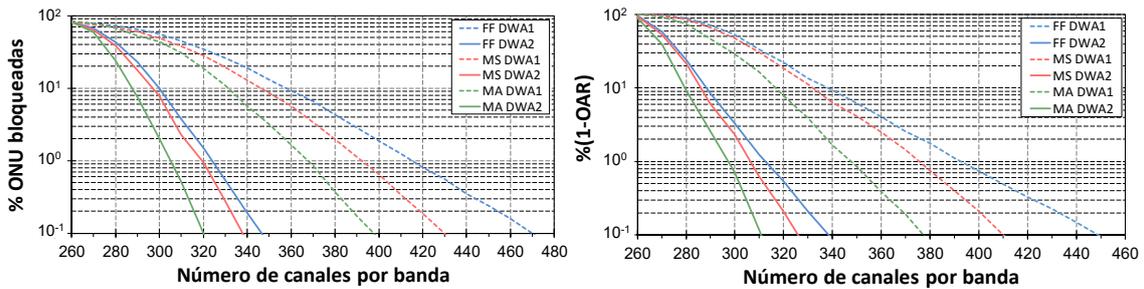


Figura 84. Porcentajes, izquierda $Prob_{10}$, derecha OAR vs. núm. de canales con bandas laterales y reasignaciones para adaptarse a condiciones ambientales cambiantes.

Los resultados vuelven a demostrar que los algoritmos en modo DWA2, correspondientes a poder reasignar ONUs para liberar canales necesarios para otras ONUs, aumentan mucho el rendimiento espectral. Aunque los resultados son muchos mejores, 310 con respecto a 379 en el caso del algoritmo MA, el número de dobles reasignaciones no supera las 5 por hora en el punto máximo y una media de 0.3 por hora.

Véase que el factor de mérito denominado $Prob_{10}$, probabilidad de que una ONU sea bloqueada alguna vez durante un periodo de 10 días, es más exigente que el OAR en cuanto al número de canales necesarios, 320 canales con respecto a 310 canales, alrededor de 10 canales más por banda de canales.

Por otro lado, hay que destacar la estabilidad de los algoritmos durante todo el proceso de operación, ya que durante 10 días han sido capaces de mantener una ONU siempre activa con una probabilidad del 99.9%. Hay que tener en cuenta que todas las ONUs outdoor, 50%, probablemente han tenido que ser reasignadas, dado que el margen de cambio de temperaturas ambiente es igual a la ventana de sintonía.

Respecto al resultado del factor OAR indica que, aunque una ONU puede ser bloqueada, es readmitida rápidamente puesto que, con 310 canales, en el mejor de los casos, la menos disponible lo estará el 99.9% del tiempo.

Todo esto demuestra la viabilidad de una red basada en asignar una/dos longitud/es de onda por usuario durante el periodo de operación y sin ningún tipo de aislamiento térmico más allá de la propia sintonía. Estos resultados hay que considerar que han sido realizados en el punto de carga máximo de la red.

9.3.1.1 Dimensionado de la OLT

- Escenario mixto indoor/outdoor

Siguiendo la misma estructura del capítulo dedicado a la evaluación de los algoritmos en el proceso de activación, concretamente el punto 8.3.2, se procederá a continuación a realizar un dimensionado de la OLT.

Como se puede comprobar con los datos mostrados en la Figura 84, el número de canales necesarios, independientemente del factor de mérito utilizado, es superior a los necesitados en activación, Tabla 9, por tanto, hay que realizar un recálculo de los datos mostrados de la Tabla 10 a la Tabla 12.

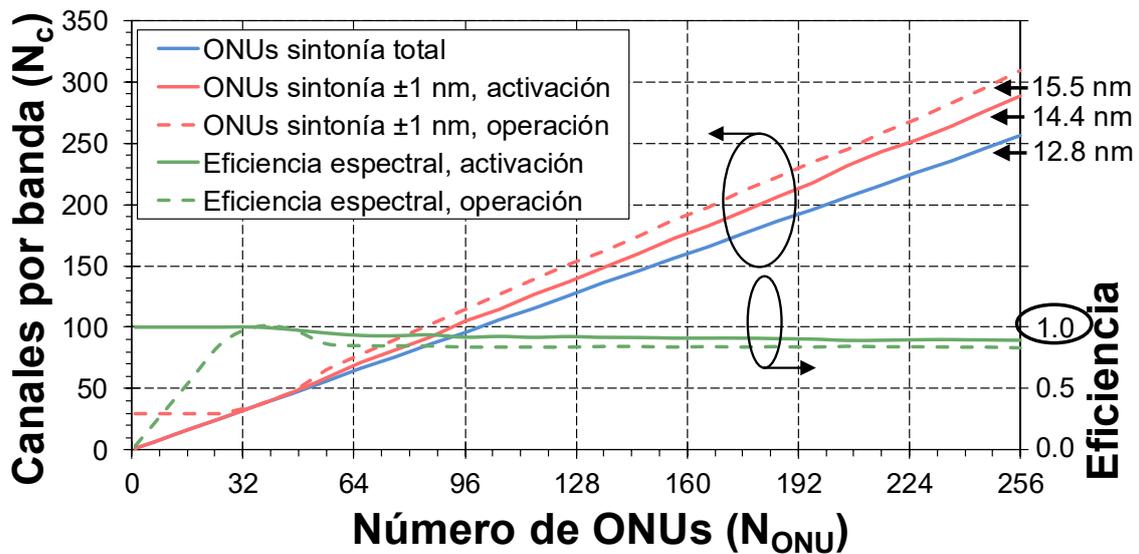


Figura 85. Canales necesarios por banda y eficiencia espectral vs. número de usuarios para el algoritmo DWA con el esquema MA en activación y DWA2 en operación.

En la Figura 85 se muestra la diferencia, en cuanto a número de canales y eficiencia espectral, de los resultados en activación y en operación, en las condiciones expresadas anteriormente. Los datos de operación mostrados son para alcanzar un factor OAR superior al 99.9%.

Las diferencias que aparecen por debajo de los 64 canales es debido a las bandas de guarda, que limitan el número de canales a un mínimo de 30 canales, bandas laterales de 15 canales, esto crea distorsiones también en la eficiencia espectral.

Al igual que se realizó cuando se consideraba solamente la activación, la forma de la curva que representa el número de canales en operación admite ser representada por la expresión {91}:

$$N_c = \begin{cases} 1.2152N_{ONU} - 1.5342 & \text{si } N_{ONU} \geq 48 \\ N_{ONU} & \text{si } 30 < N_{ONU} < 48 \\ 30 & \text{si } N_{ONU} \leq 30 \end{cases} \quad \{91\}$$

Usuarios	Half-Duplex	Full-Duplex, homodino y bandas separadas	Full-Duplex, homodino y banda única	Heterodino o láseres emparejados
32	32 100%	2x32 (64) 100%	77 83%	41 (82) 78%
64	71 90%	2x77 (154) 83%	154 83%	84 (168) 76
128	152 84%	2x155 (310) 83%	304 84%	174 (348) 74%
256	306 84%	2x310 (620) 83%	623 82%	360 (720) 71

Tabla 19. Número de canales necesarios, para alcanzar un OAR del 99.9% con margen de sintonía de ± 1 nm y esquema de asignación MA DWA2. Escenario indoor/outdoor.

Para las demás organizaciones espectrales se expresa numéricamente en la Tabla 19. De igual forma como se ha venido realizando, la nomenclatura “2x” indica que son necesarias dos bandas espectrales, y entre paréntesis se muestra el número total de canales, caso homodino en bandas separadas. Y en el caso heterodino el número entre paréntesis indica la cantidad de canales de 6.25 GHz necesarios, esto ayuda a realizar el cálculo del ancho de banda total necesario.

Sobre los resultados hay que resaltar las pequeñas diferencias de comportamiento en los resultados cuando se consideran las variaciones de temperatura que aparecen en el modo de operación, respecto a considerar sólo la activación. En el proceso de activación los resultados eran muy parecidos en los escenarios de una banda espectral o dos con receptores homodinos.

Ahora, mientras para un número bajo de usuarios, el valor de canales y láseres en bandas separadas es mejor que en una sola banda, en valores altos se igualan. Esto es debido a que, en un número de usuarios bajo, con una organización en dos bandas es posible cubrir toda la banda con la ventana de sintonía utilizada, mientras en la banda unificada no, dado que es prácticamente el doble de grande. Este hecho beneficia al escenario de dos bandas, puesto que los láseres casi se pueden considerar completamente sintonizables. Un claro ejemplo de esto se encuentra en el escenario de 32 ONUs, pese a que cuando se utilizan dos bandas espectrales se necesitan 4 bandas laterales respecto a 2 en el caso de ser una sola banda.

En 64 ONUs, se compensa el efecto de tener dos bandas laterales más, con la mayor capacidad de sintonía en proporción al tamaño de la banda espectral.

Ahora bien, cuando el número de usuarios crece los resultados siguen siendo muy parecidos, porque los dos efectos ya tienen poca importancia en proporción.

Por otro lado, los resultados muestran que la utilización de láseres apareados o receptores heterodinos parece descartarse puesto que, al no poder incrementar la ventana de sintonía más allá de los $\pm 10^\circ\text{C}$, el número de canales es mucho mayor. El único atractivo puede estar en la opción heterodina por la utilización de un número mucho más reducido de láseres.

A nivel cuantitativo se observa que dejar que la temperatura ambiente afecte a la sintonía de los láseres, y usar reasignaciones más la adición de bandas laterales, provoca una penalización en el número de canales necesarios, y consecuentemente, en la eficiencia espectral de alrededor de 6 puntos porcentuales. Este porcentaje implica poco más de 20 canales por banda. Esta penalización es de 40 canales en el caso de estar las dos bandas de canales unidas en una única banda. En el caso heterodino u homodino con láseres apareados la penalización es de 10 puntos porcentuales, 43 canales de 12.5 GHz, este escenario siempre sale más perjudicado porque la anchura del canal con respecto a la anchura de la ventana de sintonía aumenta la dificultad de encontrar un canal libre durante las reasignaciones.

En la Tabla 20 se indica el número de puertos utilizados en cada AWG, caso de diseñar la OLT utilizando AWGs, en función de la separación frecuencial entre puertos consecutivos.

Con estos datos se ha calculado el número de subbandas necesarias para la fabricación de los láseres DFB utilizando la expresión {81}. Estos resultados se muestran en la Tabla 21.

Usuarios	Bw puerto AWG (GHz)	Half- Duplex	Full-Duplex			
			Homodino		Heterodino	
			Bandas separadas	Banda única		Láseres emparejados
32	25	8	2x8	20	21	21
32	50	8	2x4	10	11	11
64	25	18	2x20	39	42	42
64	50	9	2x10	20	21	21
128	50	19	2x20	38	43	43
128	100	10	2x10	19	22	22
256	100	20	2x20	39	45	45

Tabla 20. Número de puertos de cada AWG en la OLT, para un OAR del 99.9%, sintonía de ± 1 nm y con variaciones de temperatura ambiental, indoor $\pm 2.5^\circ\text{C}$ y outdoor $\pm 10^\circ\text{C}$.

Usuarios	Half-Duplex	Full-Duplex, homodino y bandas separadas	Full-Duplex, homodino y banda única	Heterodino o láseres emparejados
32	1	2x1	3	4
64	3	2x3	7	8
128	7	2x7	15	17
256	15	2x15	31	36

Tabla 21. Subbandas necesarias para la fabricación de los láseres DFB, para un OAR del 99.9%, sintonía de ± 1 nm y con variaciones de temperatura ambiental.

Por último, en la Tabla 22, se muestran los valores totales del número de láseres necesarios en la OLT en función del número de usuarios (ONUs), anchos de banda del AWG, configuraciones de bandas espectrales y tipos de receptor. En esta tabla se consideran todos los puertos del AWG completados, como se hizo en la Tabla 12.

Cuando se observa el número de láseres total en la OLT, las diferencias entre escenarios pueden incrementarse por el redondeo que tiende a penalizar siempre a las bandas separadas.

Usuarios	Bw puerto AWG (GHz)	Half- Duplex	Full-Duplex			
			Bandas separadas	Homodino Banda única	Heterodino Láseres emparejados	
32	25	2 (32)	2 (2x32)	2 (80)	2x1 (2x42)	1 (42)
32	50	4 (32)	4 (2x32)	4 (80)	2x2 (2x44)	2 (44)
64	25	2 (72)	2 (2x80)	2 (156)	2x1 (2x84)	1 (84)
64	50	4 (72)	4 (2x80)	4 (160)	2x2 (2x84)	2 (84)
128	50	4 (152)	4 (2x160)	4 (304)	2x2 (2x172)	2 (172)
128	100	8 (160)	8 (2x160)	8 (304)	2x4 (2x176)	4 (176)
256	100	8 (320)	8 (2x320)	8 (624)	2x4 (2x360)	4 (360)

Tabla 22. Número de láseres por puerto del AWG y, entre paréntesis, número de láseres totales para un OAR 99.9% y sintonía de ± 1 nm.

- *Escenario indoor*

Un segundo escenario, menos restrictivo, sería aquel en el cual todas las ONUs estuvieran situadas en entornos climatizados, las definidas como indoor, donde las ONUs están sometidas a unos cambios de temperatura pequeños, 5°C de variación total. Este escenario sería el clásico de una zona residencial.

Dado que el desplazamiento de la frecuencia nominal de los láseres debido a la temperatura es menor, las bandas laterales deben ser menores, 2.5°C equivale a 5 canales de 6.25 GHz. El tamaño de las bandas laterales no se ha sometido a estudio porque ahora son todas las ONUs las que se mueven en el mismo margen de temperaturas y, por tanto, no hay variaciones de densidad de láseres como sucedía en el caso in/outdoor. Se han tomado de 5 canales directamente, lo que equivale al desplazamiento que sufren los láseres y, en heterodino y láseres apareados, 3 canales. Al igual que en el escenario in/outdoor, se ha realizado un dimensionado de la OLT que se muestra en la Tabla 23.

Usuarios	Half-Duplex	Full-Duplex, homodino y bandas separadas	Full-Duplex, homodino y banda única	Heterodino o láseres emparejados
32	32 100%	2x32 (64) 100%	69 93%	37 (74) 87%
64	71 90%	2x69 (138) 93%	145 88%	84 (168) 76%
128	143 90%	2x145 (290) 88%	304 84%	166 (332) 77%
256	306 84%	2x310 (620) 83%	620 83%	356 (712) 72%

Tabla 23. Número de canales necesarios, para alcanzar un OAR del 99.9% con margen de sintonía de ± 1 nm y esquema de asignación MA DWA2. Escenario indoor.

Véase que, cuando el número de usuarios es grande, 256, los resultados son muy parecidos a considerar la mitad de ONUs indoor y la mitad outdoor. Sin bien, en un número de usuarios más bajo los resultados difieren. Esto, como en el caso mixto indoor/outdoor, es debido a que, a igual tamaño de banda extendida, cuanto mayores son las bandas laterales, más pequeña es la banda original y mayor es la densidad de láseres en ella. Como el tamaño de las bandas laterales es fijo respecto al número de usuarios, cuando el número de usuarios decrece, el efecto de incrementar de densidad toma más importancia y provoca más probabilidad de bloqueo en los láseres del centro de la banda. Para compensar esto el número de canales totales debe aumentarse. Evidentemente este efecto era más importante en el escenario

in/outdoor puesto que las bandas laterales eran mayores, de ahí la diferencia en los resultados.

A nivel cualitativo las conclusiones son las mismas que para el caso mixto indoor/outdoor, sólo que las mejoras del escenario de dos bandas de canales con respecto a una sola se hacen más evidentes porque el hecho de tener 4 banda laterales en vez de 2 penaliza menos por ser las bandas más pequeñas.

El número de puertos y de láseres, Tabla 24 y Tabla 25, también reflejan estas pequeñas diferencias. Los datos correspondientes a las subbandas necesarias no se muestra puesto que, con los datos del número de canales muy parecidos, las subbandas también lo son. De hecho, son iguales salvo en el caso heterodino para 32, 128 y 256 usuarios que, por causa del redondeo a un número entero de subbandas, aparece una más en el escenario mixto indoor/outdoor.

Dadas las pequeñas variaciones que aparecen entre los dos escenarios, parece recomendable utilizar siempre un modelo de diseño in/outdoor, con lo que se dispone de mayor margen en las posibles variaciones de temperatura.

Este doble escenario ha servido para comprobar la utilizad de las bandas laterales y reasignaciones a la hora de absorber variaciones de temperatura ambiente. Evidentemente se sufre una penalización en el número de canales y, como consecuencia directa, un aumento del número los emisores y receptores en la OLT, pero aporta la ventaja de no tener que dotar a las ONUs de ningún sistema de control de temperatura adicional al propio de sintonía de los láseres.

Usuarios	Bw puerto AWG (GHz)	Half- Duplex	Full-Duplex			Heterodino
			Homodino		Láseres emparejados	
			Bandas separadas	Banda única		
32	25		2x8	18	19	19
32	50		2x4	9	10	10
64	25		2x18	37	42	42
64	50		2x9	19	21	21
128	50		2x19	38	42	42
128	100		2x10	19	21	21
256	100		2x20	39	45	45

Tabla 24. Número de puertos de cada AWG en la OLT, para un OAR del 99.9%, sintonía de ± 1 nm y con variaciones de temperatura ambiental, escenario indoor.

Usuarios	Bw puerto AWG (GHz)	Half- Duplex	Full-Duplex			Heterodino
			Homodino		Láseres emparejados	
			Bandas separadas	Banda única		
32	25		2 (2x32)	2 (72)	2x1 (2x38)	1 (38)
32	50		4 (2x32)	4 (72)	2x2 (2x40)	2 (44)
64	25		2 (2x72)	2 (148)	2x1 (2x84)	1 (84)
64	50		4 (2x72)	4 (152)	2x2 (2x84)	2 (84)
128	50		4 (2x152)	4 (304)	2x2 (2x168)	2 (168)
128	100		8 (2x160)	8 (304)	2x4 (2x168)	4 (168)
256	100		8 (2x320)	8 (624)	2x4 (2x360)	4 (360)

Tabla 25. Número de láseres por puerto del AWG y, entre paréntesis, número de láseres totales para un OAR 99.9% y sintonía de ± 1 nm, escenario indoor.

Ni en el escenario indoor, ni en el caso mixto in/outdoor se ha realizado ningún nuevo cálculo sobre los factores de división de la OLT, en el caso de ser diseñada sólo con divisores de potencia, ni de rango de cobertura o niveles de potencia para cumplir los niveles de seguridad. Todo esto es debido a que la penalización en el número de canales, dado por las variaciones de temperatura ambiental, no suponen ningún incremento en el número máximo de etapas de división a las que puede verse sometido un canal. Por tanto, los resultados obtenidos en el apartado 8.3 son perfectamente válidos.

9.3.1.2 Dinámica temporal

Una vez realizado el dimensionado de la red se ha creído conveniente valorar la estadística de los bloqueos temporales, denominados cortes en el redactado, que se pueden producir por las necesarias reasignaciones. La valoración se ha realizado para dos diseños diferentes. El número de usuarios es de 256 y el dimensionado de los canales es el necesario para obtener una OAR de 99.9% para el algoritmo MA en sus dos vertientes DWA1 y DWA2, que son 310 y 379 canales respectivamente, Figura 83. Se ha utilizado un escenario con el 50% de ONUs tipo indoor y el otro 50% tipo outdoor porque, aunque se ha visto que el dimensionado es muy parecido, en algunos parámetros el comportamiento de unas ONUs u otras es diferente y de esta forma se tiene información de todos los casos.

En la Figura 86 se muestra la cantidad de reasignaciones solicitadas por las ONUs debido a que no pueden mantener el canal asignado como consecuencia de las variaciones en la temperatura ambiente. Como se puede observar son mucho mayores en un escenario con un 50% de ONUs exteriores, Figura 86 izquierda, dado el mayor margen de variación en la temperatura ambiente. En un escenario indoor, Figura 86 derecha, las reasignaciones son muy pocas, salvo en el transitorio inicial, donde los algoritmos intentan asignar a todas las ONUs un canal. Véase la virtud del algoritmo MA DWA2 que, durante en transitorio inicial, donde todas las ONUs son activadas en un periodo de tiempo muy corto, irá colocando las ONUs en los canales más convenientes. Esto es debido a que inicialmente las ONUs son activadas siguiendo una secuencia aleatoria y pueden no estar colocadas en un lugar “ideal” respecto a la longitud de onda de todas las ONUs, sin embargo, en las reasignaciones se tiene la información de todas las ONUs y el algoritmo toma mejores decisiones. En esta primera valoración no se ha tenido en cuenta el tipo de algoritmo DWA1 o DWA2, puesto que son solicitudes de reasignación y esto sólo depende de que la ONU pueda mantener el canal.

Sin embargo, sí es diferente el comportamiento de las ONUs en un escenario mixto o sólo indoor. Se puede resaltar el carácter sincronizado de las reasignaciones en el escenario con ONUs situadas en el exterior, marcado por los cambios de temperatura externa. Sin embargo, en el caso con ONUs sólo en el interior, el carácter es más anárquico debido a que las temperaturas de las ONUs son emuladas de una

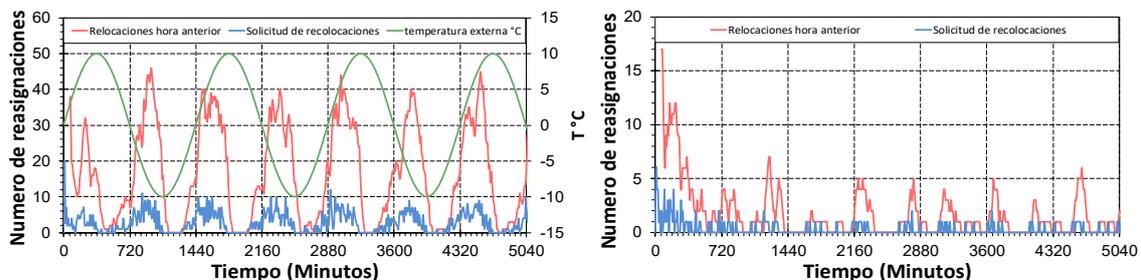


Figura 86. Dinámica del número de reasignación para el esquema MA DWA2, izquierda escenario mixto indoor/outdoor, derecha escenario indoor.

forma mucho más aleatoria y lo más destacable es el transitorio inicial.

Otro punto que se puede cuantificar es el número de reasignaciones que sufre una ONU por causa de las variaciones de temperatura. En la Figura 87 se muestra un ejemplo del número de reasignaciones que sufren durante 10 días, que es la duración de la simulación en un escenario mixto, ONUs exteriores izquierda y ONUs interior derecha. El eje horizontal indica la frecuencia nominal del láser normalizada respecto al tamaño del canal y asignando el número 1 al primer canal dentro de la banda extendida.

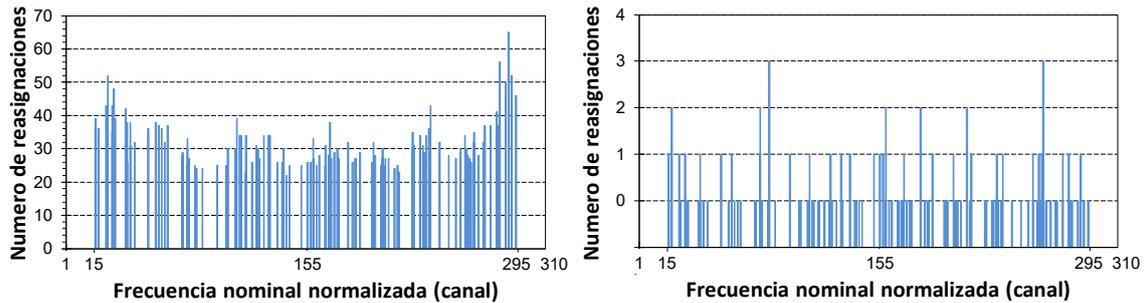


Figura 87. Número de reasignaciones vs. frecuencia nominal de los láseres para el esquema MA DWA2 en un escenario mixto indoor/outdoor, izquierda ONUs interiores, derecha ONUs interiores.

Respecto a los datos, es evidente que las ONUs del exterior sufren muchas más reasignaciones entre 25 y 65 en 10 días. De hecho, las del interior apenas necesitan ser reasignadas. En estas últimas se ha marcado el nivel de cero, que indica que nunca han tenido que ser reasignadas. Dentro de las exteriores es destacable que las ONUs con láseres cercanos a los límites de la banda original sufren más reasignaciones. Esto es porque, durante el proceso de activación, el algoritmo MA DWA2 tiende a asignar a estas ONUs canales de las bandas laterales, debido a la mayor densidad que hay en la parte central de la banda. Esto requiere una mayor sintonía y como consecuencia disponen de menos margen a la hora de mantener el canal. Ya se aumentó las bandas laterales a 15 canales para proteger estos canales, pero incluso así son los que menos toleran los cambios de temperatura. Los canales centrales sufren más en el proceso de activación, mayor densidad de láseres, y los de los límites de la banda durante la operación. Aunque viendo los datos pueda pensarse que el número de reasignaciones es enorme, hay que tener en cuenta que son datos acumulados durante 10 días. El valor medio de todas la ONUs es de 3.2 reasignaciones/día para las exteriores y 0.03 reasignaciones/día para las interiores. Hay que tener en cuenta que todas las simulaciones se realizan en un escenario con el 100% de carga en la red.

Por último, también es importante la duración de los cortes que deba soportar una ONU. Para lo cual se ha realizado una caracterización de la estadística de los cortes con respecto a su duración. No es posible encontrar directamente la función de densidad de probabilidad que describa esta estadística dada la granularidad del eje temporal que implica una simulación. Por tanto, se ha procedido de la siguiente forma: en un primer lugar se ha obtenido un histograma de la duración con una resolución en

los cortes de 0.1 minutos (6 segundos). Esto se realiza para los dos modos del algoritmo MA. En la Figura 89, se muestran estos histogramas. Se puede observar, teniendo en cuenta que en los dos casos la disponibilidad de la ONU menos disponible, OAR, es el mismo, que los cortes que sufren las ONUs, estadísticamente, son menores cuando las reasignaciones se gestionan con el algoritmo MA en modo DWA2. Esto es debido a que este algoritmo dispone de la opción de reasignar ONUs que estén trabajando correctamente, lo cual permite a ONUs que han quedado bloqueadas ser desbloqueadas rápidamente.

Representando la función de distribución de probabilidad, que es la probabilidad de que un corte dure menos que un cierto valor, se pone de manifiesto mucho mejor este aspecto, Figura 88.

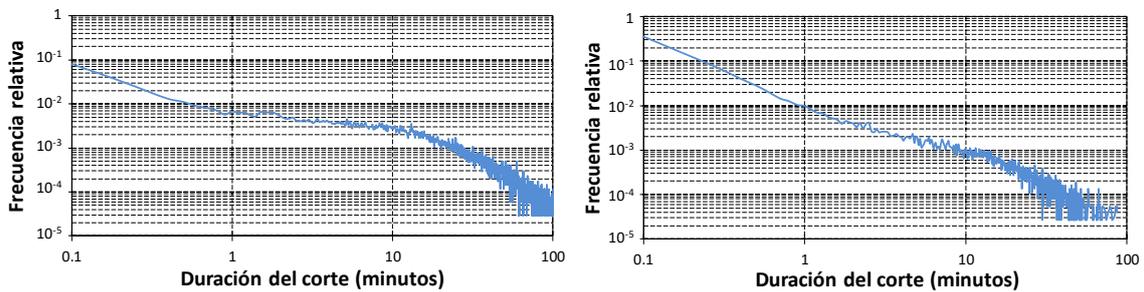


Figura 89. Frecuencia relativa de la duración de los cortes en un escenario indoor/outdoor con 256 ONUs. Izquierda MA DWA1, derecha MA DWA2.

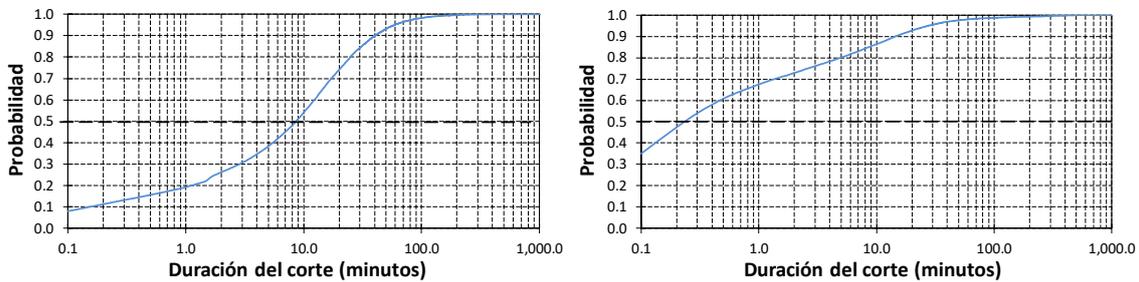


Figura 88. Función de distribución de probabilidad de la duración de los cortes en un escenario indoor/outdoor con 256 ONUs. Izquierda MA DWA1, derecha MA DWA2.

Se ha remarcado el nivel de 0.5 pues es el nivel que marca la mediana, que indica el valor de duración del corte para el cual hay la misma probabilidad de que el corte sea más largo o más corto. Fíjese que mientras en el caso DWA1 ésta se sitúa en 8.6 minutos, en el caso DWA2 baja hasta 14.5 segundos.

En el cálculo de la media de la duración de los cortes no se puede proceder directamente de estos datos, dado que la frecuencia relativa mostrada en la Figura 89 es una probabilidad acumulada en un margen de 0.1 minutos.

$$FrecRel(i) = \int_{i-0.1}^i f_{corte}(corte) dcorte \quad \text{para } i = 0.1k \text{ con } k \in \mathbb{Z}^+ \quad \{92\}$$

donde $FrecRel(i)$ representa la frecuencia relativa de que un corte dure entre i y $i+0.1$ minutos, y $f_{corte}(corte)$ es la función de densidad de probabilidad de la duración del corte ($corte$) particular de cada caso.

La función de frecuencia relativa, en el caso DWA1, Figura 89 izquierda, se puede aproximar por la expresión:

$$FrecRel_{DWA1}(i) = 0.1758e^{-8.668i} + 0.0059e^{-0.07i} \quad \{93\}$$

donde i representa la duración del corte en minutos con incrementos de 0.1 minutos. Dado que {93} debe ser la solución a {92}, la $f_{DWA1_{corte}}(corte)$ ha de ser de la forma:

$$f_{DWA1_{corte}}(corte) = ae^{-b \cdot corte} + ce^{-d \cdot corte} \quad \{94\}$$

donde, por ser una función de densidad de probabilidad, se debe cumplir:

$$\frac{a}{b} + \frac{c}{d} = 1 \quad \{95\}$$

Si la función $f_{DWA1_{corte}}(corte)$ se aplica a la expresión {92} se obtiene una función de frecuencia relativa:

$$FrecRel_{DWA1}(i) = \frac{a}{b}(e^{0.1b} - 1)e^{-bi} + \frac{c}{d}(e^{0.1d} - 1)e^{-di} \quad \{96\}$$

por mera identificación:

$$\begin{aligned} \frac{a}{b}(e^{0.1b} - 1) &= 0.1758 \rightarrow a = 1.09 \\ b &= 8.668 \\ \frac{c}{d}(e^{0.1d} - 1) &= 0.0059 \rightarrow c = 0.058 \\ d &= 0.07 \end{aligned} \quad \{97\}$$

y realizando la comprobación de {95}:

$$\frac{a}{b} + \frac{c}{d} = \frac{1.09}{8.668} + \frac{0.058}{0.07} = 0.95 \quad \{98\}$$

lo cual verifica la bonaza de la aproximación.

Una vez que se dispone de la función de densidad de probabilidad, ya se puede proceder a calcular el valor medio de la duración del corte:

$$E\{corte\} = \int_{-\infty}^{\infty} corte \cdot f_{DWA1_{corte}}(corte) \cdot dcorte = \frac{a}{b^2} + \frac{c}{d^2} \quad \{99\}$$

donde $f_{DWA1_{corte}}(corte)$ es la densidad de probabilidad de la duración de un corte cuando se utiliza el algoritmo MA en modo DWA1, siguiendo {94}, y particularizando para los valores concretos:

$$E\{corte\} = \frac{a}{b^2} + \frac{c}{d^2} = 11.85 \text{ minutos} \quad \{100\}$$

Este valor puede parecer inaceptable, pero hay que recordar que no es más que un valor medio de la duración del corte, no se tiene en cuenta con que probabilidad o frecuencia aparece este corte.

Para tener en cuenta todos los parámetros conjuntamente, se propone calcular cuál es la probabilidad de que una ONU sufra en un día un corte de duración mayor de t_{corte} , nombrada como $\text{Prob}_1(corte > t_{corte})$.

Este cálculo se puede realizar con la siguiente expresión:

$$\text{Prob}_1(corte > t_{corte}) = \text{Prob}(corte > t_{corte} / \text{Prob}_1) \text{Prob}_1 \quad \{101\}$$

donde $\text{Prob}(corte > t_{corte} / \text{Prob}_1)$ es la probabilidad de que se produzca un corte mayor que t_{corte} condicionado a que se produzca un corte en un día, y Prob_1 es la probabilidad de que haya algún corte durante un día.

Este valor puede extraerse de:

$$\text{Prob}(corte > t_{corte} / \text{Prob}_1) = 1 - \text{Prob}(corte < t_{corte} / \text{Prob}_1) \quad \{102\}$$

Y $\text{Prob}(corte < t_{corte} / \text{Prob}_1)$ puede obtenerse de los datos de la Figura 88 izquierda para el caso DWA1, o utilizando la expresión {93}:

$$\text{Prob}(corte < t_{corte} / \text{Prob}_1) = \sum_{k=1}^{\frac{t_{corte}}{0.1}} \left(0.1758e^{-0.8668k} + 0.0059e^{-0.007k} \right) \quad \{103\}$$

donde se ha realizado la sustitución $i = 0.1 k$, además t_{corte} debe ser un múltiplo de 0.1, dada la resolución con que se ha calculado la frecuencia relativa de los cortes.

En cuanto a Prob_1 , ésta puede calcularse mediante {90} y la Figura 84 izquierda. Quedando la expresión {101} como:

$$\text{Prob}_1(corte > t_{corte}) = \left(1 - \sum_{k=1}^{\frac{t_{corte}}{0.1}} \left(0.1758e^{-0.8668k} + 0.0059e^{-0.007k} \right) \right) \frac{\text{Prob}_{10}}{10} \quad \{104\}$$

A título de ejemplo, se ha particularizado este cálculo para en diseño de una red de acceso para 256 usuarios, con bandas espectrales separadas para los canales de subida y bajada, con sintonía de los láseres limitada a ± 1 nm y considerando carga

máxima de la red. Éste es el diseño que se ha venido realizado y en el cual se alcanzaba una OAR en la ONU menos disponible del 99.9% con 379 canales, con el algoritmo de asignación de canal MA DWA1, para un escenario indoor/outdoor.

De la Figura 84 izquierda:

$$\text{Prob}_1 = \frac{\text{Prob}_{10}}{10} = \frac{0.003725}{10} = 3.725 \cdot 10^{-4} \quad \{105\}$$

y a partir de la Figura 88 izquierda:

$$\text{Prob}(\text{corte} > t_{\text{corte}} / \text{Prob}_1) = 1 - 0.1928 = 0.8072 \quad \{106\}$$

Dando como resultado para el algoritmo MA DWA1:

$$\text{Prob}_1(\text{corte} > t_{\text{corte}}) \approx 3 \cdot 10^{-4} \quad \{107\}$$

Con este resultado, desde un punto de vista puramente estadístico, se necesitarían más de 3300 días para que un usuario se viera afectado por un corte de más de un minuto, algo más de 9 años.

Como conclusión final se puede resumir que, en este diseño, a la ONU con una peor calidad de servicio se le asegura una disponibilidad del 99,9% y, en el 0.1% del tiempo que no estará disponible, prácticamente nunca lo será más de un minuto seguido.

Este mismo estudio puede ser realizado para cuando la red esté gestionada mediante el algoritmo MA DWA2, con el único cambio que ahora, para conseguir una disponibilidad mínima en todas las ONUs del 99.9, sólo se necesitan 310 canales. En este caso una aproximación con una distribución exponencial es suficientemente buena para la frecuencia relativa:

$$\text{FrecRel}_{DWA2}(i) = 0.8192e^{-8.67i} \quad \{108\}$$

En el caso actual la función de densidad de probabilidad es una función de distribución exponencial que corresponde a:

$$f_{DWA2_{\text{corte}}}(corte) = ae^{-a \text{corte}} \quad \{109\}$$

Considerando una distribución exponencial la expresión de la media es bien conocida y se corresponde a:

$$E\{\text{corte}\} = \frac{1}{a} = \frac{1}{8.67} = 0.115 \text{ minutos} \approx 7 \text{ segundos} \quad \{110\}$$

Comprobando la bondad de la aproximación utilizando la expresión {92}:

$$\text{FrecRel}_{DWA2}(i) = (e^{0.867} - 1)e^{-8.67i} = 1.38e^{-8.67i} \quad \{111\}$$

En este caso la aproximación no es tan buena, pero lo suficiente para tener una idea del grado de magnitud de la duración media del corte. Al igual que anteriormente, este dato sólo indica un valor medio. La información más relevante que aporta es que el algoritmo MA DWA2 desbloquea mucho más rápidamente las ONUs bloqueadas por no poder mantener su canal, cosa que ya quedaba de manifiesto en la Figura 89 y la Figura 88.

Utilizando la expresión {101} y siguiendo el mismo proceso anterior para el algoritmo MA DWA2:

$$\text{Prob}_1(\text{corte} > t_{\text{corte}}) = (1 - 0.6748) \frac{0.001575}{10} \approx 5 \cdot 10^{-5} \quad \{112\}$$

La conclusión final, comparando los dos casos, es que el algoritmo MA DWA2 necesita menos canales para asegurar la disponibilidad establecida y, aun así, provoca que los cortes grades sean más improbables.

Conviene justificar que no se ha tomado una granularidad menor en las estimaciones de los cortes principalmente por dos motivos: un primer motivo, el OSA de la OLT que supervisa constantemente la red necesita un tiempo para examinar toda la banda y, segundo, no se ha tenido en cuenta, ni el tiempo empleado por la comunicación y gestión entre ONU y el MAC de la OLT mediante el protocolo que se establezca, ni el tiempo empleado en el salto, si bien, estos últimos tiempos pueden ser orden de centenares de μs como máximo[64] .

9.3.2 Con compensación de la temperatura ambiente. "Hitless"

Una segunda solución al efecto de las variaciones de temperatura se presenta en este apartado. Esta propuesta se basa en mantener constante la temperatura a la que está el láser, exceptuando los diferenciales de temperatura que se apliquen para modificar la frecuencia a la cual está sintonizado. La ventaja de esta propuesta es que la temperatura ambiente no afectará al láser y, por tanto, no habrá reasignaciones de canal, salvo los producidos por la acción de los algoritmos en modo DWA. Para conseguir que los láseres mantengan su sintonía independientemente de la temperatura ambiente se utilizará la expresión {88} que se reproduce a continuación:

$$T_{\text{láser}} = T_{\text{amb}} + \Delta T_{\text{bias}} + \Delta T_{\text{Peltier}}$$

En la expresión anterior, se utilizará que las células Peltier comerciales admiten diferenciales de temperatura mayores de $\pm 70^\circ\text{C}$ para compensar la temperatura ambiente. Anteriormente se ha limitado el diferencial de temperatura aplicado, no porque la célula Peltier no pueda conseguirlo, sino porque el láser perdía sus características de modulación a partir de unos 55°C (apartado 4.2).

La expresión {88} se puede reescribir como:

$$T_{\text{láser}} = T_{\text{amb}} + \Delta T_{\text{bias}} + \underbrace{(\Delta T_{\text{Peltier_tuning}} + \Delta T_{\text{Peltier_compe}})}_{\Delta T_{\text{Peltier}}} \quad \{113\}$$

donde el diferencial de temperatura introducido por la célula Peltier se divide en dos: una parte es la encargada de generar la sintonía, $\Delta T_{\text{Peltier_tuning}}$, y una segunda parte se dedicará a compensar las variaciones de temperatura. Esto se conseguirá manteniendo constante el conjunto:

$$T_{\text{amb}} + \Delta T_{\text{Peltier_compe}} = \text{cte} \quad \{114\}$$

donde se ha supuesto que ΔT_{bias} se mantiene constante. Sustituyendo en {113} para una temperatura de sintonía $\Delta T_{\text{Peltier_tuning}} = 0$, la temperatura ambiente se ha expresado como una temperatura central $T_{\text{amb_est}}$ y unas variaciones ΔT_{amb} :

$$T_{\text{láser_central}} = T_{\text{amb_est}} + \Delta T_{\text{amb}} + \Delta T_{\text{bias}} + \Delta T_{\text{Peltier_compe}} = T_{\text{amb_est}} + \Delta T_{\text{bias}} \quad \{115\}$$

Para cumplir la expresión {115}, evidentemente:

$$\Delta T_{\text{amb}} = -\Delta T_{\text{Peltier_compe}} \quad \{116\}$$

Si ahora se añade la sintonía:

$$\begin{aligned} T_{\text{láser_central}} + \Delta T_{\text{Peltier_tuning}} &= \\ = T_{\text{amb_est}} + \Delta T_{\text{amb}} + \Delta T_{\text{bias}} + \Delta T_{\text{Peltier_compe}} + \Delta T_{\text{Peltier_tuning}} & \end{aligned} \quad \{117\}$$

donde:

$$\begin{aligned} T_{\text{láser_central}} &= T_{\text{amb_est}} + \Delta T_{\text{bias}} \\ \Delta T_{\text{amb}} &= -\Delta T_{\text{Peltier_compe}} \end{aligned} \quad \{118\}$$

A título de ejemplo, se puede considerar una temperatura ambiente estándar de $T_{\text{amb_est}} = 25^\circ\text{C}$, unas variaciones de $\Delta T_{\text{amb}} = \pm 25^\circ\text{C}$ y un incremento de temperatura del láser de $\Delta T_{\text{bias}} = 10^\circ\text{C}$ producido por la corriente de polarización del láser. Si se desea que la temperatura del láser, $T_{\text{láser_central}}$, se mantenga a:

$$T_{\text{láser_central}} = T_{\text{amb_est}} + \Delta T_{\text{bias}} = 35^\circ\text{C} \quad \{119\}$$

y disponer de un margen de sintonía de $\Delta T_{\text{Peltier_tuning}} = \pm 20^\circ\text{C}$ sin sobrepasar la temperatura máxima de operación del láser, 55°C , la célula Peltier debe proporcionar:

$$\Delta T_{\text{Peltier}} = \Delta T_{\text{Peltier_tuning}} + \Delta T_{\text{Peltier_compe}} = \pm 45^\circ\text{C} \quad \{120\}$$

Con este margen de diferenciales de temperatura, proporcionados por la célula Peltier, se podría mantener el láser sintonizado en un canal, dentro de una ventana de sintonía de $\pm 20^{\circ}\text{C}$, unos 80 canales de 6.25 GHz en banda C, aunque la temperatura ambiente variara entre 0°C y 50°C .

A la hora de evaluar esta solución, dado que se mantiene constante la temperatura del láser a partir de la que se aplica la sintonía necesaria para sintonizar el canal asignado, sólo tiene sentido aplicar el factor de mérito de probabilidad de bloqueo en la fase de activación. Si a un láser perteneciente a una ONU no se le puede asignar un canal en fase de activación ya no podrá ser admitido durante todo el periodo de operación, si no se desconectará una ONU. Por tanto, todos los resultados del capítulo 8 son aplicables aquí, salvo los resultados referidos a la potencia consumida, puesto que ahora la célula Peltier debe proporcionar mayores diferenciales de temperatura y, por tanto, su consumo será mayor.

Los parámetros que influirán en el consumo de potencia serán: por una parte, el algoritmo utilizado y el modo de utilización, SWA o DWA y, por otra parte, el diferencial de temperatura máximo que debe proporcionar la célula Peltier. Esto ya ha sido corroborado en el apartado 8.2. Pero en este punto el diferencial de temperatura depende de dos parámetros, la ventana de sintonía y el margen de temperaturas ambientales.

Para valorar estos consumos de potencia se han realizado simulaciones en un escenario con una red de 256 usuarios, con canales situados en dos bandas separadas para los canales de subida y bajada. Se ha elegido una red con el 50% de usuarios indoor y 50% outdoor para disponer de resultados para los dos tipos de usuarios. Si bien durante el periodo de activación tiene nula influencia el hecho de estar en el interior o el exterior, sí lo tendrá durante el periodo de operación, 10 días como en simulaciones anteriores. En las simulaciones se realiza primero una activación de todas las ONUs, en orden y longitud de onda de sus láseres totalmente aleatoria. Posteriormente se las somete a las variaciones de temperatura correspondientes a sus características de ubicación. Las ONUs interiores siempre se someten a variaciones de $\pm 2.5^{\circ}\text{C}$, para las exteriores el margen se variará. Para el cálculo de las potencias necesarias en función de la sintonía y compensación de temperatura se han utilizado las expresiones {79}. Para comparar los consumos se ha tomado en cada caso el dimensionado de la red, como el necesario para conseguir unas prestaciones de activación de 0.1% de rechazo cuando se activan las 256 ONUs, según Figura 62. Al igual que en la elección del apartado 8.3, se ha optado por dos valores de ventana de sintonía: uno, considerando el compromiso de probabilidad de rechazo/consumo, de $\pm 10^{\circ}\text{C}$, con el que ya se obtenían rendimientos espectrales del 90% o superiores para el escenario propuesto. Y, un segundo, con el máximo margen de sintonía, para una temperatura del láser polarizado de 35°C , de $\pm 20^{\circ}\text{C}$.

Las gráficas con los resultados se han ordenado de la siguiente forma. En la Figura 90 se muestran los resultados de potencia media consumida, P_m , directamente por la célula Peltier para una ventana de sintonía de $\pm 10^{\circ}\text{C}$, primera columna, y para la

ventana de $\pm 20^{\circ}\text{C}$, segunda columna. En cada fila se muestra un algoritmo diferente. Y, sobre cada gráfica, se muestran los dos modos de funcionamiento del algoritmo, SWA y DWA, así como el consumo medio total y, separadamente, el consumo medio de las ONUs interiores y exteriores.

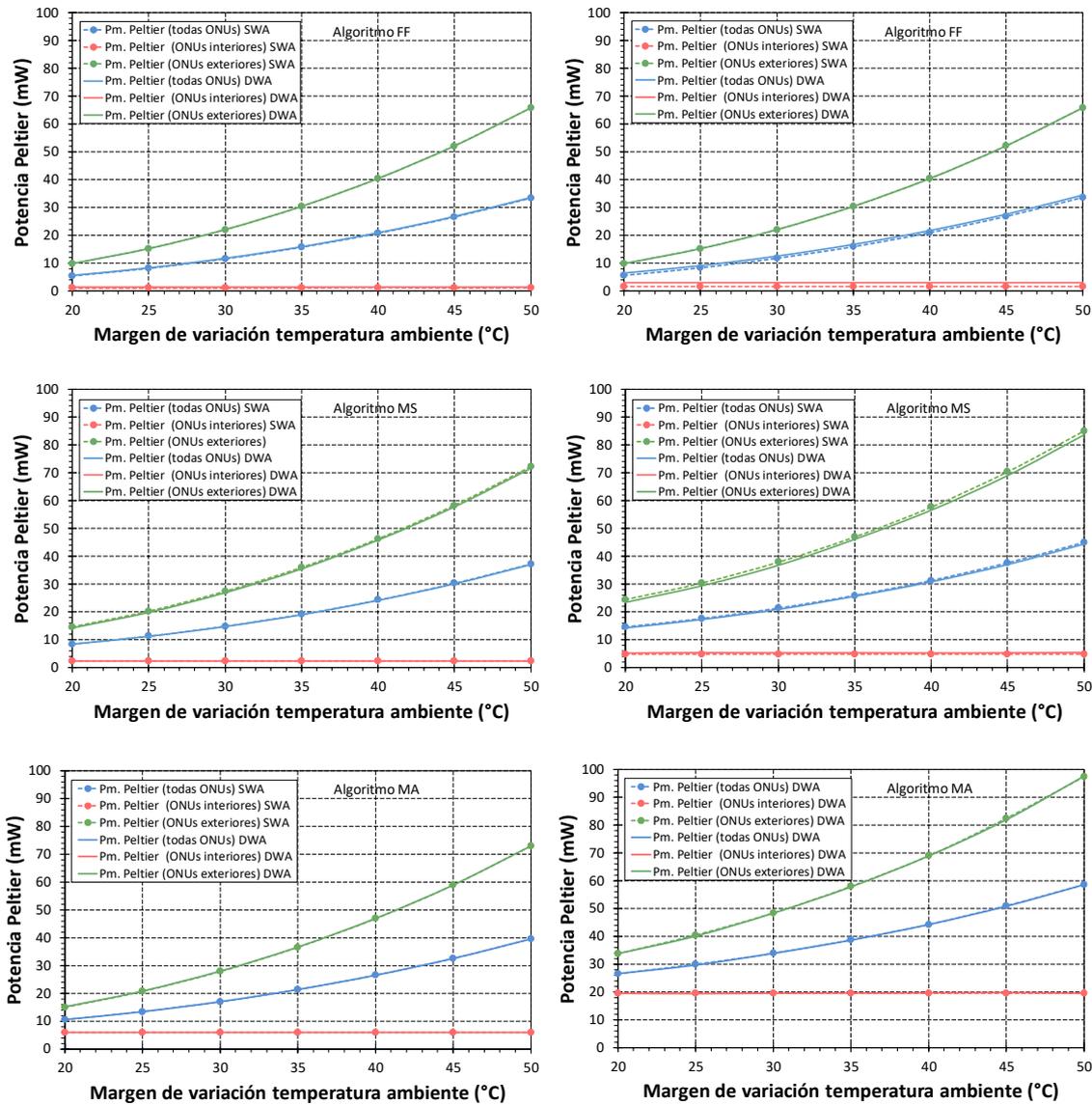


Figura 90. Media de la P_m consumida por las células Peltier vs. variaciones de temperatura ambiente para ventanas de sintonía, izquierda, $\pm 10^{\circ}\text{C}$ y derecha, $\pm 20^{\circ}\text{C}$.

Analizando los resultados se observa un crecimiento de la potencia media con la temperatura para las ONUs exteriores, mientras que las interiores, siempre sometidas a las mismas variaciones de temperatura, mantienen constante su consumo. A diferencia del caso denominado “sin compensación de la temperatura”, no hay ninguna interacción entre el comportamiento de las ONUs externas e internas al no haber reasignaciones, sean mediante DWA1 o DWA2, más allá de la activación.

En cuanto al comportamiento de los algoritmos en modo SWA o DWA, no hay ninguna diferencia salvo una mínima diferencia en el caso FF con ventana de sintonía

de $\pm 20^{\circ}\text{C}$ en las ONUs interiores. Esto ya sucedía cuando se analizó la relación entre el tamaño de la ventana de sintonía y el consumo en activación (Figura 65). Ello es debido a las pocas veces que se llega a utilizar la opción DWA, aunque esté disponible. En el caso FF mencionado, la diferencia aparece porque los consumos son tan pequeños que cualquier variación se aprecia y precisamente el algoritmo FF es el que más recolocaciones sufre. Recuérdese que este algoritmo no aporta inteligencia a la asignación del canal, asigna el que menos sintonía necesita. Cuando no lo encuentra utiliza la opción DWA, si está disponible, y las recolocaciones de ONUs que ya habían sido activadas provocan que estas ya no cumplan esta premisa y aumenta su sintonía y junto con ella el consumo.

Analizando el efecto que ocasiona utilizar una ventana de sintonía más grande, a parte de la evidencia que el consumo va aumentar, lo importante es que el incremento al utilizar una ventana de sintonía de $\pm 20^{\circ}\text{C}$ es mayor cuando mayor es el consumo en la ventana de $\pm 10^{\circ}\text{C}$, esto es debido al comportamiento de tercer grado que tiene la aproximación realizada en la caracterización de la célula Peltier. Dentro de la comparación entre algoritmos se mantiene el orden a pesar del incremento de la ventana de sintonía. Esto sucede porque el algoritmo FF invierte muy poco margen de sintonía en la activación, por tanto, no aprovecha el aumento de la ventana de sintonía y todo el consumo se utiliza en la compensación de la temperatura ambiente. Contrariamente a esto, el algoritmo MA es el que sufre mayor incremento puesto que cuanto mayor en la ventana de sintonía, más la aprovecha para mejorar la probabilidad de rechazo.

Respecto a los valores absolutos, en el caso de máximo consumo MA con ventana de $\pm 20^{\circ}\text{C}$ se consiguen compensar márgenes de temperatura de hasta 50°C con una potencia media de 100 mW, evidentemente este valor es un valor medio entre todas las ONUs. El consumo máximo al que puede verse sometida una ONU es de 475 mW para un incremento de temperatura ambiente de 25°C sobre la temperatura central de funcionamiento y aplicando una sintonía de -20°C {79}.

Para poder realizar una comparación con la propuesta donde no se compensaba la temperatura ambiente, las simulaciones en ese caso suministraban valores de consumo medio en el caso MA de 3.9 mW para las ONUs internas y 6.3 mW para las externas. La comparación debe realizarse con los valores de la Figura 90 en el punto del margen de variación de temperaturas ambientes igual de 20°C y ventana de $\pm 10^{\circ}\text{C}$ que son 6 mW y 15 mW respectivamente. Como es lógico la propuesta de compensación de la temperatura sale perdiendo en la comparativa de consumo. Pero la gran ventaja de esta solución es que no existen reasignaciones y los emisores y receptores no sufrirán ningún tipo de corte ni bloqueo por las variaciones de temperatura ambiente.

Por último, realizando una comparativa en los dimensionados, apartado 8.3 vs. apartado 9.3.1, para el caso MA DWA2 se necesitaban 310 canales por banda, con sus respectivos emisores/receptores en la OLT. En el caso equivalente, para la solución

aportada en este apartado, MA DWA con sintonía de $\pm 10^{\circ}\text{C}$, se necesitan solamente 288 canales, aumentando la eficiencia espectral.

Como resumen, las dos propuestas son viables para afrontar el problema que causan las variaciones de temperaturas ambiental de hasta $\pm 10^{\circ}\text{C}$. La elección de la propuesta donde no se compensa las variaciones de temperatura ambiente proporciona unos consumos de las células Peltier muy bajos. Mientras tanto, la propuesta de realizar la compensación de temperatura aumenta el consumo, pero permite una eficiencia espectral mayor y las ONUs no se verán sometidas a la posibilidad de un corte, aunque esta probabilidad sea baja. Cuando las variaciones de temperatura sean mayores la elección tiene que ser la compensación de temperatura.

Las gráficas de la Figura 90 son válidas para realizar valoraciones de consumo entre las diferentes opciones de algoritmos de asignación de canal. Pero, desde el punto de vista de consumo por parte de las ONUs, hay que tener presente que el

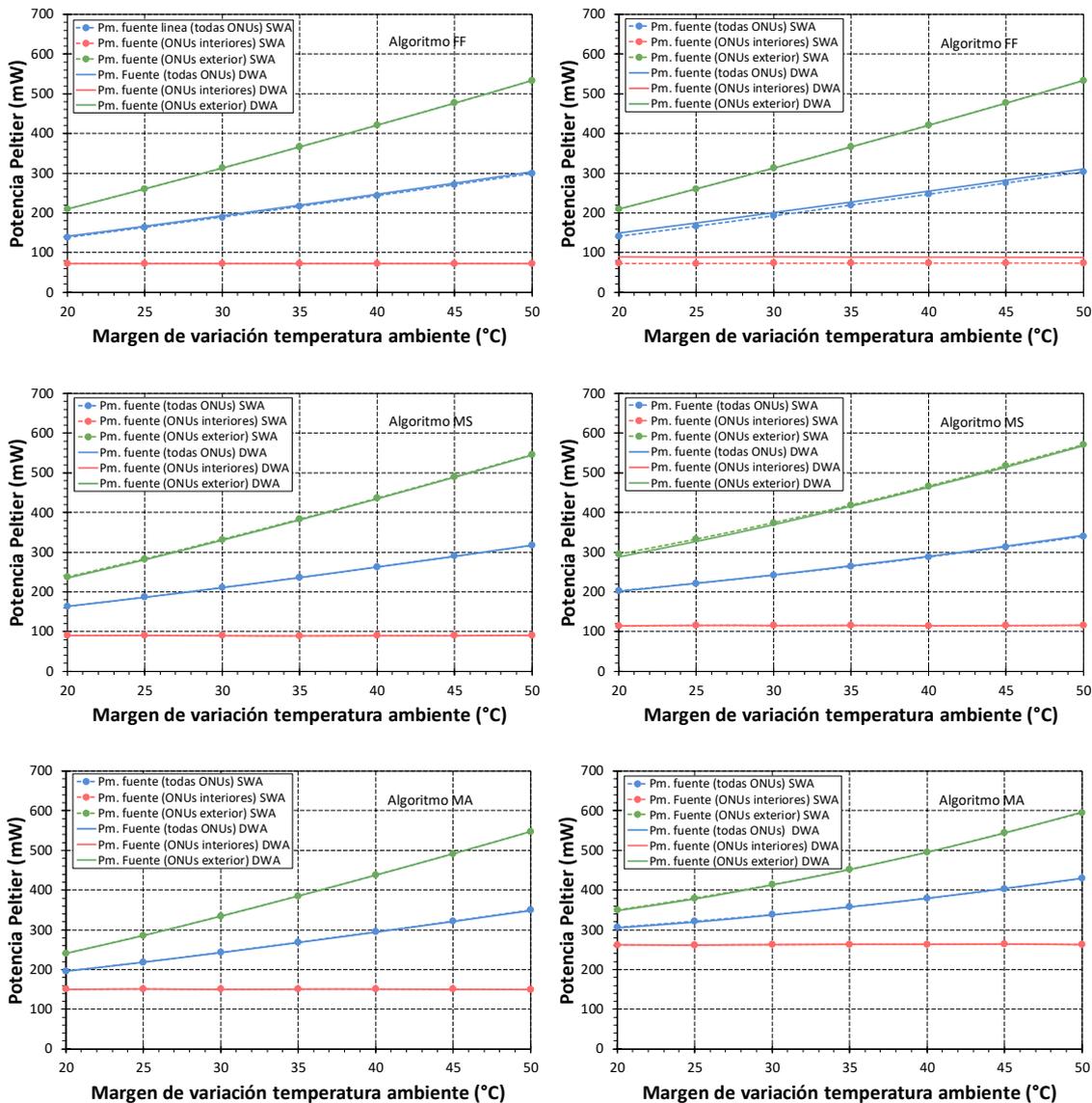


Figura 91. Media de la P_m suministrada por la fuente vs. variaciones de temperatura ambiente para ventanas de sintonía, izquierda, $\pm 10^{\circ}\text{C}$ y derecha, $\pm 20^{\circ}\text{C}$.

sistema que suministra la corriente a la célula Peltier será en la práctica una fuente lineal de corriente, controlada por tensión o por corriente, cuya alimentación será una tensión continua fija, V_{cc} , independientemente de la corriente suministrada. En este caso, si bien la potencia suministrada a la célula depende de la corriente y tensión aplicadas directamente sobre ella, la potencia total consumida depende de la corriente aplicada y de la tensión V_{cc} . La diferencia de potencias se desperdiciará en el interior de la fuente controlada. En las simulaciones se ha tomado una tensión fija para la fuente de $V_{cc}=3.3\text{ V}$, que es la típica en los transceptores estándar y es más que suficiente para poder suministrar todas las corrientes solicitadas.

En las gráficas de la Figura 91 se muestra el total de la potencia, no sólo la consumida por la célula Peltier, sino la total consumida. Sobre el comportamiento no hay más que comentar salvo que pasa a ser mucho más lineal debido a que en la célula Peltier el valor que se mantiene prácticamente constante es la resistencia, y cuanto se contempla desde el punto de vista de la fuente es la tensión la que se mantiene fija.

La utilidad de estos resultados es poder disponer de información a la hora de diseñar las fuentes de alimentación de los emisores/receptores.

Véase que en ningún caso se sobrepasan los 600 mW. Se supone un escenario donde se están compensando variaciones de temperatura dentro de un margen de 50°C y se dispone de una ventana de sintonía de $\pm 20^{\circ}\text{C}$ equivalente a $\pm 2\text{ nm}$. Con estas prestaciones se conseguiría un rendimiento espectral del 96%, para una probabilidad de rechazo del 0.1%, con el escenario que se ha venido analizando de 256 ONUs, con receptores homodino con láseres aleatorios en dos bandas separadas y algoritmo de asignación de canal MA DWA.

Si se dispone de gran ancho de banda, por no tener de coexistir con otros estándares en un escenario "greenfield", y se quiere optimizar el consumo se podría optar por utilizar una gestión con el algoritmo FF y una ventana de sintonía de $\pm 10^{\circ}\text{C}$. Con esta elección se baja la potencia necesaria a 530 mW, lo cual representa una reducción del 10%. Como contraprestación el rendimiento espectral disminuye al 80%.

10 PROPUESTAS DE PROCESO DE ACTIVACIÓN

En este capítulo se describirán diferentes métodos para el proceso de activación. Entendiendo como proceso de activación las acciones necesarias para que una ONU que desea ser unida a la red sea descubierta por la OLT, se establezca un canal de comunicación entre OLT y ONU, la ONU sea identificada y registrada y, por último, se le asignen los canales definitivos.

Los procedimientos de activación serán diferentes si se dispone de uno o dos láseres aleatorios e independientes en la ONU, y también para los dos modos de aplicar los algoritmos de asignación de canal, SWA o DWA.

Una primera restricción que se ha aplicado es que los procesos de activación no interrumpen las comunicaciones activas. Por tanto, se evitará establecer una ventana temporal donde todas las comunicaciones en la red sean silenciadas, de forma que en ese intervalo la ONU entrante puede establecer una comunicación con la OLT para ser descubierta y registrada. Esta técnica es ampliamente utilizada y se conoce con el término inglés “quiet window”. La razón principal para evitarla reside en que las distancias entre OLT y ONU, unido a la cantidad de canales que deben examinarse, establecerían tiempos muy grandes para la ventana temporal.

Un proceso de activación adecuado a las redes UDWDM es el descrito en [77], [78]. Un esquema de este proceso de activación se muestra en la Figura 92, donde periódicamente aparece una zona del espectro, denominada wake-up zone, destinada para que la ONU durante el proceso de activación sintonice sus láseres, pueda transmitir y ser detectada por la OLT. Esta wake-up zone, está dimensionada en unos 50 GHz. Una vez ha sido detectado sería situado en el primer canal libre a su derecha, espectro marcado con línea discontinua, sin posibilidad de elegir otra opción. La virtud de este proceso de activación es que no se produce ninguna interferencia y, en caso que una ONU sea apagada, las que estén a su izquierda pueden recorrer un canal a la derecha, eliminando los huecos existentes en el espectro.

Este proceso no es aplicable en su conjunto a este trabajo porque, una vez la ONU se ha dado a conocer a la OLT en lo que se llama “wake-up zone”, zona del espectro destinada para la activación, el canal asignado es fijo. Esto es incompatible

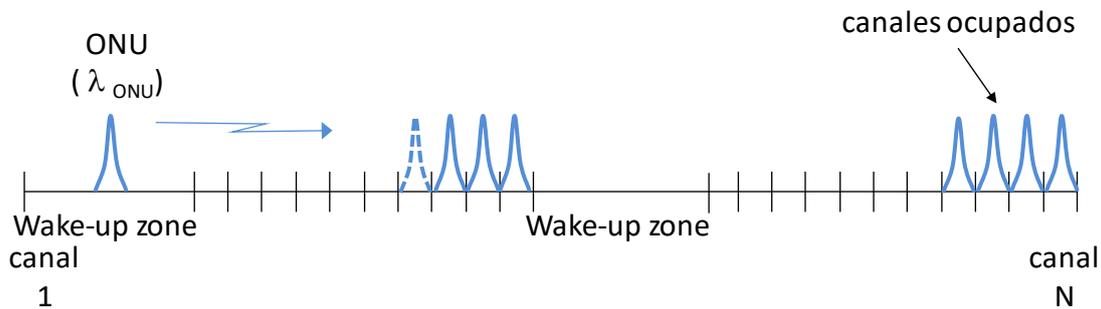


Figura 92. Media de la P_m suministrada por la fuente vs. variaciones de temperatura ambiente para ventanas de sintonía, izquierda, $\pm 10^\circ\text{C}$ y derecha, $\pm 20^\circ\text{C}$.

con la aplicación de algoritmos de asignación de canal para reducir la probabilidad de rechazo. Aunque, algunas ideas basadas en este trabajo han sido utilizadas en el desarrollo.

Este capítulo se estructurará de la siguiente forma: comenzando con el procedimiento de activación más sencillo, el escenario con ONUs con un solo láser y asignación estática en la asignación de canal. Seguidamente se describirán el proceso para este caso con asignación dinámica de canal. Una vez descritos los procedimientos para ONUs con un solo láser se detallarán los procedimientos de activación cuando cada ONU cuenta con dos láseres independientes.

En este desarrollo se supone que las ONUs conocen sus longitudes de onda nominales, sin sintonía, y la sensibilidad de su longitud de onda con la temperatura, $\text{nm}/^\circ\text{C}$. Esto exigiría que en su fabricación se realice esta medida. A partir de este punto las ONUs puede ir recalibrando estos dos parámetros basándose en la asignación de canales diferentes en cada activación, dado el carácter aleatorio de la misma, o incluso en las diferentes reasignaciones que pueda sufrir en periodo de operación. Estas calibraciones son necesarias dadas las alteraciones que se pueden producir por envejecimiento de componentes u otros desajustes que se puedan producir, pero no requieren una cadencia elevada.

10.1 ONUs CON UN SOLO LÁSER Y ASIGNACIÓN DE CANAL ESTÁTICA

Este apartado no estará solamente constituido por los dos casos más evidentes como son aquellos donde hay únicamente un láser en la ONU. Se estará hablando de ONUs operando en modo Half-Duplex, donde claramente el mismo láser se utiliza para emisión y recepción sobre el mismo canal. También estarían las ONUs con receptores heterodinos, donde, aunque existe un solo láser, el canal de subida y de bajada son diferentes, pero están separados por una distancia fija y conocida. Como se precisó en el apartado 5.3.2 se puede definir un canal equivalente que englobe el de subida y el de bajada y, por tanto, sería equivalente al Half-Duplex, donde la comunicación de subida y de bajada usan el mismo canal.

Con un razonamiento totalmente similar se puede incorporar a éstos el escenario de ONUs con láseres apareados adyacentes. Este tipo de ONUs constan de dos láseres distintos o uno si se crea el segundo utilizando técnicas de desplazamiento de portadora, wavelength shifting, ubicados en dos canales diferentes, pero estas longitudes de onda no son independientes y su separación es constante y conocida. También en el apartado 5.3.1.1 se definió un canal equivalente de la misma forma que en el caso heterodino. El punto clave en todo este conjunto de escenarios es que, si el canal de bajada está libre, el de subida también, porque ambos están asociados.

El procedimiento propuesto en estos escenarios es el siguiente: cuando una ONU requiere ser activada procederá a testear, en modo recepción, los canales de su ventana de sintonía, TW, hasta que encuentre uno donde no se reciba potencia.

En la Figura 93 se muestra el estado inicial con el láser en el extremo de la TW, marcado como λ_{ONU} , y se desplaza mediante sintonía hasta encontrar un canal libre, marcado en línea discontinua. Este proceso se realiza en recepción, por tanto, no se crea ninguna interferencia en la red.

Una vez localizado un canal donde no haya potencia, la ONU emitirá, en el canal libre, durante un tiempo suficiente para que la OLT mediante el OSA detecte su presencia, el esquema de la OLT se mostró en la Figura 72. Durante el proyecto COCONUT fue desarrollado un prototipo de analizador de espectros óptico de alta resolución que permite a la OLT realizar la detección de portadoras ópticas e identificar sus frecuencias, [80].

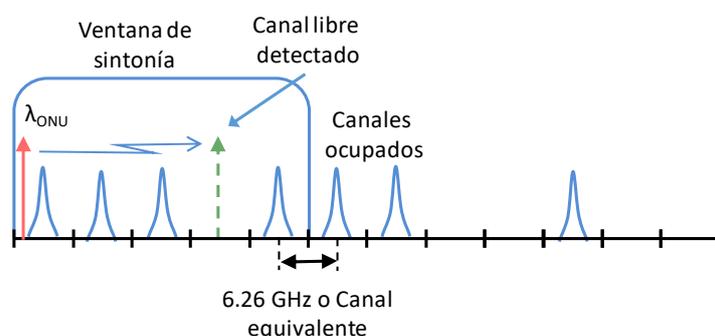


Figura 93. Esquema de la fase de búsqueda de canal libre en la ventana de sintonía.

El tiempo de emisión de la ONU dependerá del tiempo que tarde el OSA en realizar un barrido del espectro y tiene que ser mayor que éste. A este tiempo en el redactado se le nombra como tiempo de saludo, T_{saludo} .

Si la ONU no consigue localizar ningún canal libre, pasará a un estado de rechazada y volverá a intentarlo pasado un tiempo.

Una vez detectada la ONU, la OLT establecerá un receptor en el canal donde se ha detectado la ONU y un emisor en el canal de emisión asociado, en el caso que no sea el mismo, para establecer la comunicación con la ONU.

Una vez pasado el T_{saludo} , la ONU se preparará para la recepción del reconocimiento por parte de la OLT. Este reconocimiento se realizará por el mismo canal, Half-Duplex, o por la zona destinada al canal de bajada dentro del canal equivalente en los otros dos escenarios.

Después de recibir el reconocimiento, la ONU transmitirá su número de serie, su longitud de onda nominal, λ_{ONU} , y el tamaño de su ventana de sintonía si no fuera igual para todas las ONUs. Con estos datos la OLT calculará los canales definitivos usando cualquiera de los algoritmos descritos y se los comunicará a la ONU. La OLT asignará los emisores/receptores para los canales definitivos y la ONU resintonizará sus láseres, quedando la asignación definitiva en modo SWA.

En el diagrama de la Figura 94 se muestran los pasos descritos anteriormente. Si cualquiera de los pasos mostrados en el diagrama no se producen en un lapso de

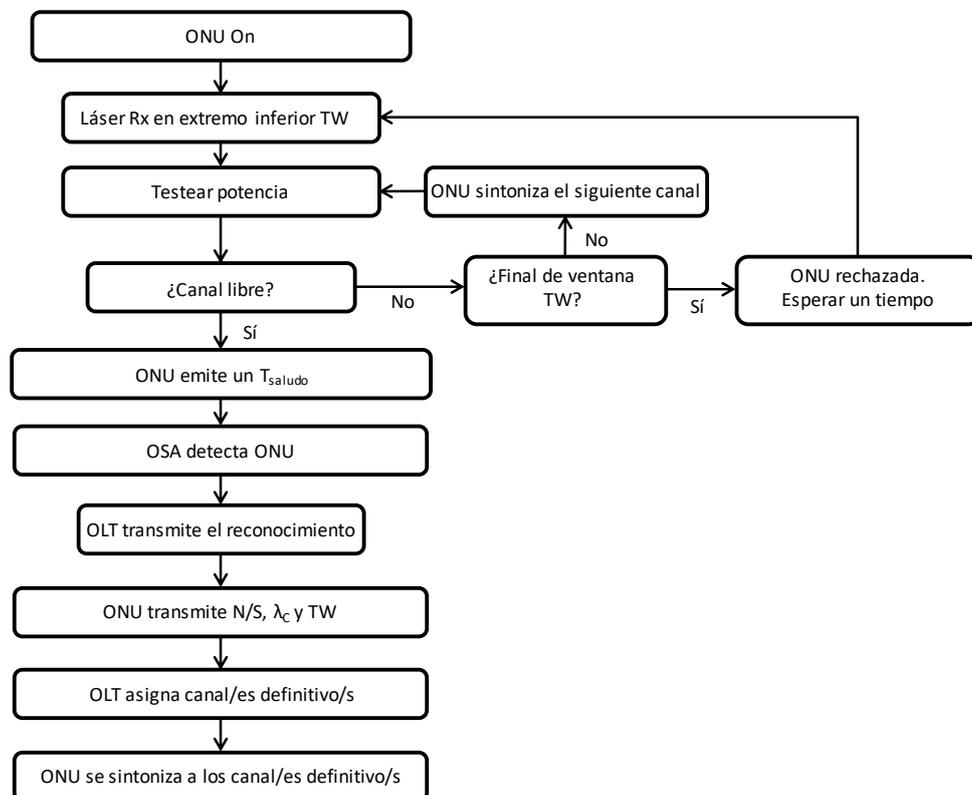


Figura 94. Procedimiento de activación para escenario de un sólo láser en modo SWA.

tiempo establecido se considerará que el procedimiento ha fallado y se volverá al inicio. En el diagrama estas comprobaciones se han obviado para facilitar la claridad del diagrama.

10.2 ONUs CON UN SOLO LÁSER Y ASIGNACIÓN DE CANAL DINÁMICA.

El procedimiento de activación descrito en el apartado anterior era válido para cuando los algoritmos de asignación de canal funcionan en modo estático (SWA), es decir, una vez una ONU ha sido asignada a un canal, no se moverá mientras pueda mantener este canal dentro de la ventana de sintonía o sea desconectada. Esto implica que para que una ONU sea admitida en la red debe existir un canal libre dentro de su ventana de sintonía.

En el caso presente eso no tiene que cumplirse. En modo dinámico (DWA) una ONU que esté activa puede ser reasignada a otro canal para dar entrada a una ONU que no podría ser admitida por no quedar canales libres accesibles por ella. El inconveniente que aparece es que, mientras la ONU podría ser admitida moviendo alguna ONU ya activa, no hay canal libre para darse a conocer por la OLT.

Para evitar esto, una solución es marcar algunos canales como prohibidos en la asignación y ser canales dedicados para la activación. Estos canales de activación tienen que estar distribuidos de forma que siempre haya uno dentro de la ventana de sintonía. Para esto se deben cumplir dos condiciones: primera, la separación de los canales de activación debe ser menor que la ventana de sintonía y, segunda, el primer canal de activación desde los extremos de la banda debe ser menor a la mitad de la ventana de sintonía. La banda considerada debe ser la extendida, la original más las bandas laterales si existen.

En la Figura 95 se muestran las dos condiciones anteriores, más el recorrido de sintonía que realizaría el láser hasta el canal de activación siempre libre.

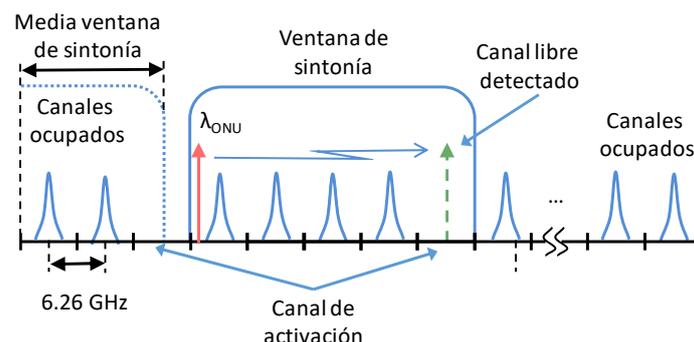


Figura 95. Esquema de la fase de búsqueda de canal libre en la ventana de sintonía.

A partir de este punto el procedimiento del apartado 10.2, es perfectamente válido, sólo que en el punto "OLT asigna canales definitivos", los algoritmos utilizados serán los DWA, donde se producirá la reasignación de uno de los canales activos de la ventana de sintonía si es necesario.

Un esquema del procedimiento a seguir en la activación se muestra en la Figura 96. Véase que, a diferencia del caso SWA, el rechazo de una ONU lo declara la OLT. En el SWA es la propia ONU la que ya interpreta que no existe posibilidad de activarse.

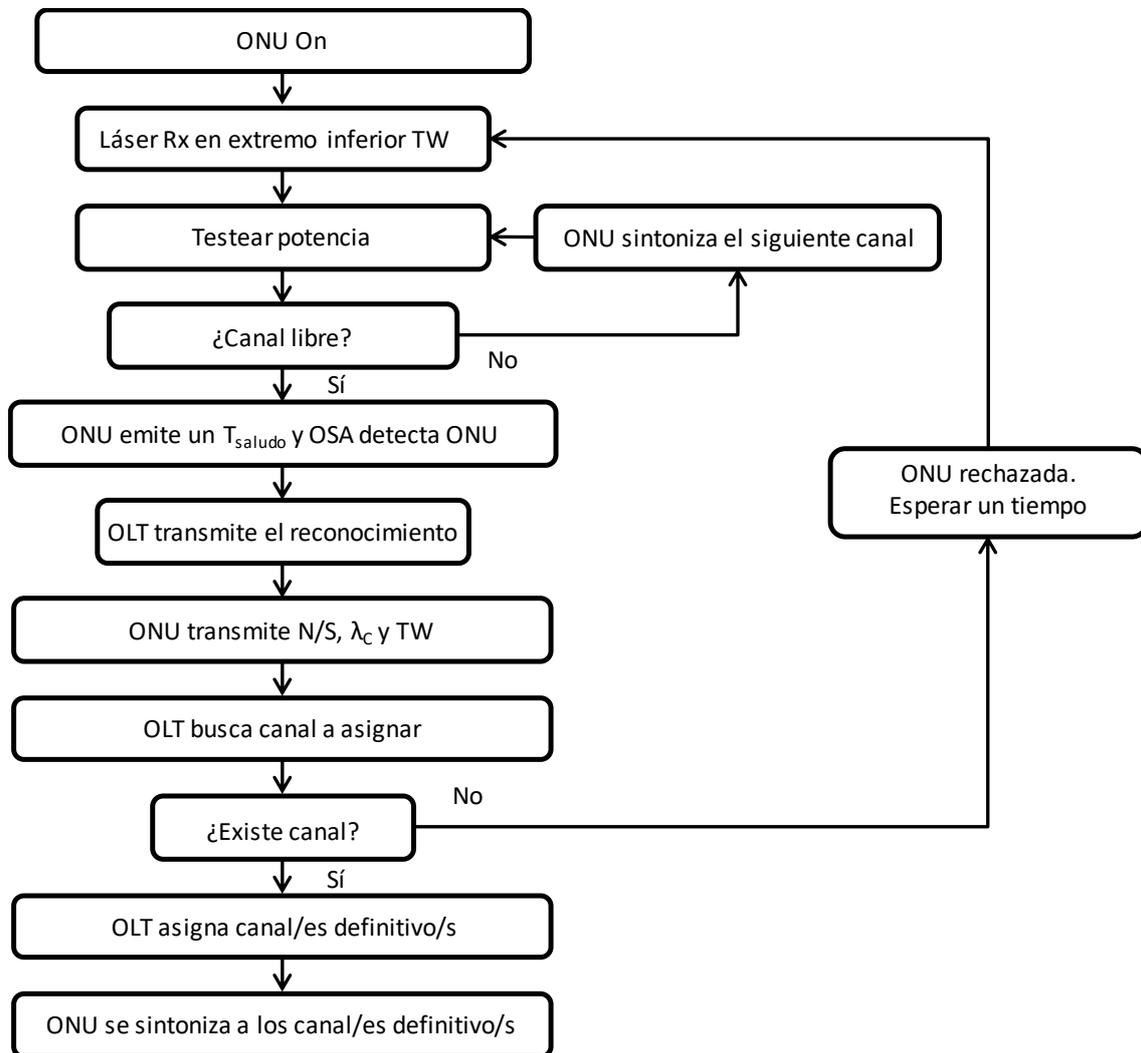


Figura 96. Procedimiento de activación para escenario de un sólo láser modificado para algoritmo de asignación en modo DWA.

Evidentemente, el hecho de declarar canales prohibidos en la asignación para destinarlos exclusivamente para activación provoca la necesidad de más canales.

A modo de ejemplo, en el caso Half-Duplex con el algoritmo MA en modo DWA y una ventana de sintonía de ± 1 nm, equivalente a 40 canales en banda C, se necesitaban 283 canales de 6.25 GHz si había compensación de temperatura, Tabla 9. Ahora, teniendo en cuenta que habrá canales específicos para activación, pasan a ser 293, donde ya se incluyen 8 canales de activación, este valor debe ser establecido mediante simulaciones. Véase que no sólo se añaden los canales prohibidos, sino que se aumentan en dos más debido a que la ventana de sintonía efectiva se reduce en un canal. Utilizando los algoritmos en modo SWA, según la Tabla 7, se necesitarían 298 canales y, como se ha especificado en el apartado 10.1, en este caso no se necesitan canales de activación. Ahora, comparando con en el modo DWA de aplicación del

algoritmo MA, incluso añadiendo los canales de activación se requieren 5 canales menos.

Se ha optado por colocar un canal cada 38 canales y el resto en los extremos, quedando situados como sigue: el primero en el canal 13, seguido de 7 canales separados cada uno 38 canales del anterior para situar el último en el canal 279. Con este diseño se cumplen las dos condiciones: dejar un canal libre cada 40 canales como máximo y en los laterales 20 canales desde el extremo de banda como máximo.

En el caso sin compensación los canales necesarios pasan de 306 a 318, donde ya se incluyen 9 canales de activación. La situación de los 9 canales de activación es: el primero en el canal 7, seguido de uno cada 38 canales y el último en el canal 311. En este caso no existe discusión posible sobre la utilización de los algoritmos en modo SWA o DWA; al no existir la compensación de temperatura los algoritmos DWA son obligatorios para realizar las reasignaciones de las ONUs que no puedan mantener su canal debido a cambios en la temperatura ambiente que afecta a la sintonía.

Este cálculo debe de ser adaptado en cada caso al ancho de banda del canal equivalente, a la ventana de sintonía que se disponga y a la banda del espectro óptico donde se centren los canales. Todos estos parámetros influyen en el número de canales necesarios, que establecerá el número de canales dedicados a la activación, y también en el incremento en el número total con la penalización por la reducción de la ventana de sintonía.

10.3 ONUs CON DOS LÁSERES ALEATORIOS EN LA MISMA BANDA ESPECTRAL

Este apartado está dedicado al caso donde se utiliza un modo de operación Full-Duplex, con un receptor homodino y con todos los canales en una misma banda.

Para abordar este escenario es necesario recordar el punto clave en los procesos de activación descritos hasta ahora: la existencia de un canal de subida asociado a un canal de bajada que podía ser localizado por testeo.

En el escenario presente esta premisa no se va a cumplir, dado que los dos láseres son totalmente independientes. Por tanto, encontrar un canal de bajada libre, no garantiza que se haya encontrado uno de subida libre. Incluso, el no detectar potencia en un canal por parte de la ONU no garantiza que el canal esté libre. Las demás ONUs pueden estar usándolo como canal de subida y estas transmisiones no pueden ser detectadas por una ONU.

La solución propuesta para este caso es utilizar también canales dedicados para la activación. Pero al contrario del caso con un solo láser independiente, no van a ser canales pasivos, sin señal, sino que van a ser activos, con un láser sin modular a modo de tono piloto.

Durante el proceso de activación la búsqueda de un canal libre se realizará buscando estos tonos piloto, para lo cual se procederá como en el ejemplo siguiente.

Se partirá de un espectro óptico referencia correspondiente a 5 canales ópticos de 6.25 GHz de ancho de banda, en Figura 97 se muestra desplazado a banda base después de una etapa de heterodinaje. Este espectro incorpora, por este orden de izquierda a derecha, dos canales con una portadora modulada con una señal DPSK de 1.25 Gb/s, seguido de un canal con una portadora sin modular, otro canal modulado con el mismo formato que los dos primeros y un último canal sin ninguna señal. Este espectro ha sido generado mediante el programa comercial de simulación Virtual Photonics (VPI) y es representado en unidades arbitrarias (u.a.) de potencia media, P_m .

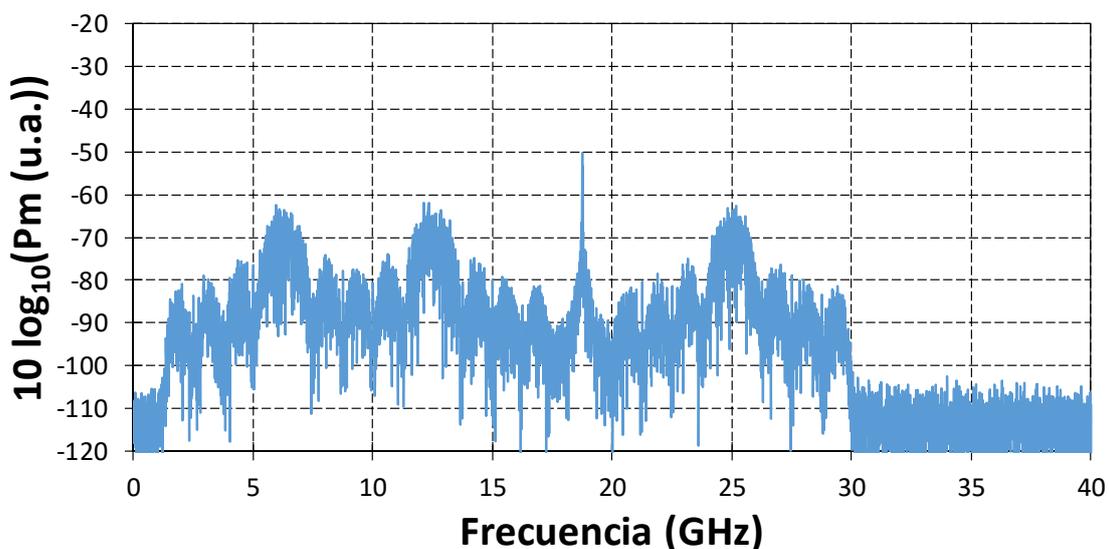


Figura 97. Espectro correspondiente a 5 canales ópticos de 6.25 GHz. desplazado a banda base

Las señales han sido generadas simulando láseres DFB con un ancho de línea de 10 MHz y los modulados lo han sido con una modulación directa. En cuanto a la detección óptica ha sido generada con un receptor óptico coherente, realizando un barrido de los 5 canales. Como oscilador local se ha utilizado otro láser DFB del mismo ancho de línea. Un esquema del setup simulado se muestra en la Figura 98.

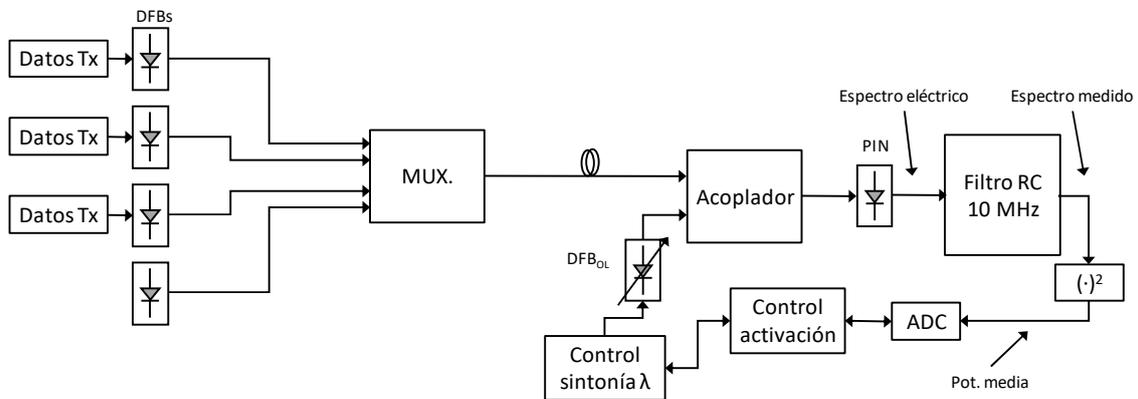


Figura 98. Esquema de medida simulado con VPI para la búsqueda de un tono piloto.

Como se puede comprobar en el espectro de la Figura 97, en los canales modulados la potencia se distribuye principalmente en una franja del orden de 1 GHz alrededor de la frecuencia central, mientras la portadora sin modular lo hace en el orden de decenas de MHz.

Teniendo presente la anterior observación, la señal resultante del batido del oscilador local DFB_{OL} y la señal óptica compuesta por los 5 canales es filtrada con un filtro de RC de frecuencia de corte a 3 dB de 10MHz. La señal de potencia media resultante es capturada mediante un convertor ADC. En los puntos de medida también es recogida, por el sistema de control de sintonía, la longitud de onda en la que se ha producido la medida. El sistema de control de sintonía sabrá mediante el testeado de una NTC la temperatura a la que se realiza cada medida y, por tanto, su longitud de onda. La precisión en la sincronización de las dos medidas no es crítico dada la baja velocidad del proceso. El barrido de la banda puede ser del orden de segundos, pues hay que recordar que es un proceso de activación. Tampoco es crítica la relación entre los valores de la NTC y la longitud de onda, al sistema de control de sintonía se le exigirá a posteriori situarse en el punto donde la NTC tenía un cierto valor.

En la Figura 99 izquierda se muestra la señal resultante. Se puede observar que los canales ocupados por señales moduladas superan escasamente el nivel 50 u.a., mientras que el tono piloto alcanza 15 dB por encima de ese nivel. Esto permite establecer un umbral para decidir si se trata de un canal ocupado o una señal piloto.

En la Figura 99 derecha, una ampliación de la señal medida después del filtro, alrededor de las frecuencias donde está el tono piloto, permite cuantificar el margen de frecuencias donde la amplitud de la señal piloto medida estará por encima de la de los canales. El valor de 120 MHz permite establecer la resolución con la que debe testarse el valor de la salida del filtro.

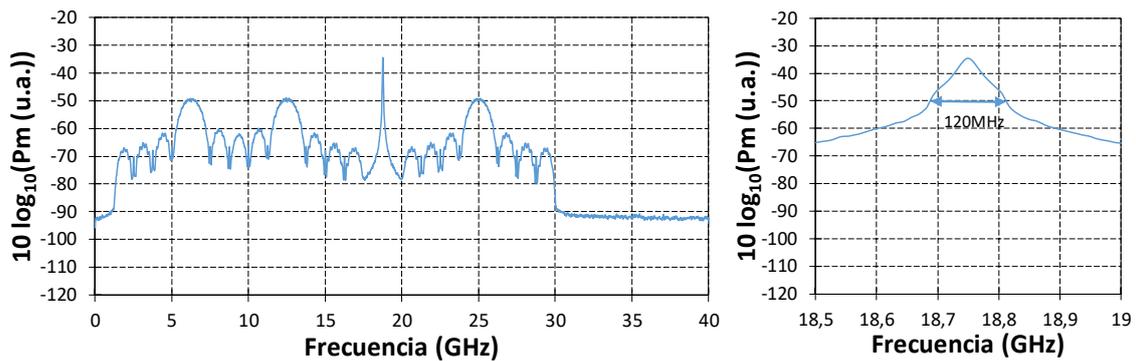


Figura 99. Señal medida a la salida del filtro correspondiente a 5 canales ópticos. Izquierda, señal completa, derecha, ampliación de la zona del tono piloto.

Para una ventana de sintonía como las que se han venido utilizando de ± 1 nm, equivalente a 250 GHz en banda C, para disponer de una resolución de 120 MHz se necesitan unos 2100 puntos de medida. Incluso triplicando el número de puntos para asegurar la superación de un umbral intermedio y con un tiempo que barrido que puede ser incluso del orden de segundos, como se ha comentado anteriormente, la sincronización de la medida de la potencia y del estado de NTC no es crítico.

Un aspecto no comentado hasta ahora es la elección del ancho de banda del filtro. Del valor de este parámetro depende la relación entre el pico del tono piloto medido y el valor máximo del lóbulo principal de la señal modulada. Si se incrementa el valor del ancho de banda del filtro el tono piloto no cambia, mientras que la media de la señal modulada aumenta. Esto reduce en umbral a aplicar. Por otro lado, si se hace más estrecho la resolución debe ser mejor y aumenta el número de medidas a realizar.

Para evitar las diferencias de potencias que puede haber entre las ONUs en función de la distancia y posibles diferencias en las conexiones o fusiones ópticas, es conveniente realizar primero todas las medidas y a posteriori el sistema de control buscará los máximos, en vez de fijar un umbral de antemano.

Hasta este punto se ha discutido la forma de localizar el tono piloto. Una vez seleccionado el canal de activación la ONU debería emitir para ser detectada por la OLT. Dado que el canal está ocupado por el tono piloto es posible que, aunque la ONU transmita para ser descubierta, su señal sea enmascarada por la retrodispersión de Rayleigh producida por el tono piloto. Se ha visto en el apartado 5.1 en la recepción por parte de la OLT que es importante y debe ser considerada. Esto empeora cuando el número de usuarios es elevado.

Para evitar este inconveniente se propone que los tonos piloto estén activos durante un tiempo y desactivados durante otro tiempo, este ciclo de activación/desactivación puede realizarse mediante un modulador de electroabsorción, un RSOA o simplemente mediante un conmutador óptico para que el encendido y apagado del láser no cree interferencias en los demás canales. Entonces la

ONU podrá transmitir sobre el canal sin ninguna interferencia cuando se apague el tono piloto.

Por último, para sacar provecho de las diferentes soluciones presentadas la estructura de las ONUs debe ser alterada. Un esquema de la nueva estructura de las ONUs se muestra en la Figura 100. En este esquema se ha introducido en el receptor un conmutador óptico 2x2 que permite a cada láser DFB poder actuar tanto en emisión como en recepción [79].

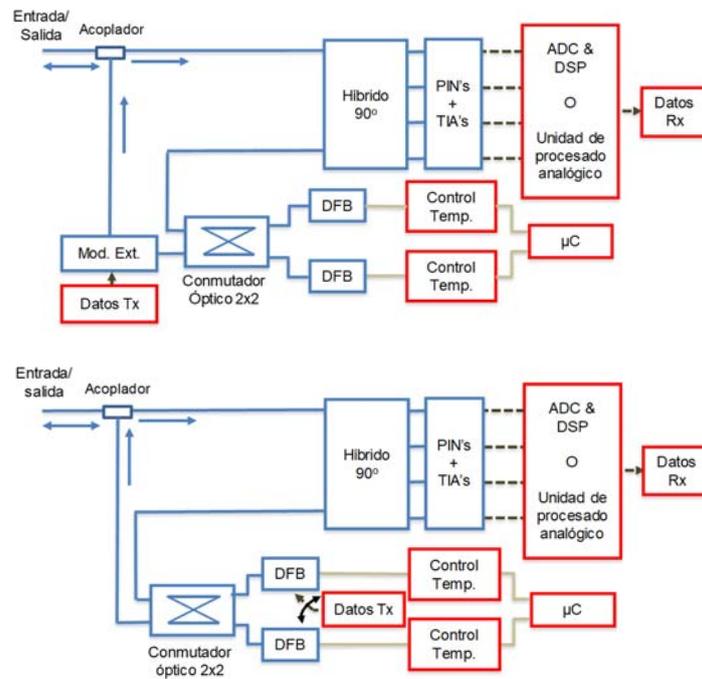


Figura 100. Modificación del receptor homodinos para facilitar la activación. Arriba, con modulador externo, abajo, con modulación directa.

Con esta modificación en el receptor de la ONU se puede utilizar un procedimiento con una filosofía similar al del apartado 10.1.

En procedimiento consta de dos partes: una primera parte donde se testea el espectro dentro de la ventana de sintonía en búsqueda de un canal con un tono piloto.

Una segunda parte donde mediante el conmutador óptico y operando siempre con el láser Rx, se establece una activación como si fuera una comunicación Half-Duplex. Dado que existen canales siempre disponibles para establecer la comunicación, tono piloto, el procedimiento es válido, tanto en el caso de utilizar algoritmos en modo estático (SWA), como dinámico (DWA).

Al igual que en los esquemas anteriores, si durante el proceso de activación algún paso produce un error o no se produce en un periodo de tiempo establecido, tanto la OLT como la ONU volverán a comenzar el procedimiento.

El procedimiento se muestra de forma esquemática en la Figura 101.

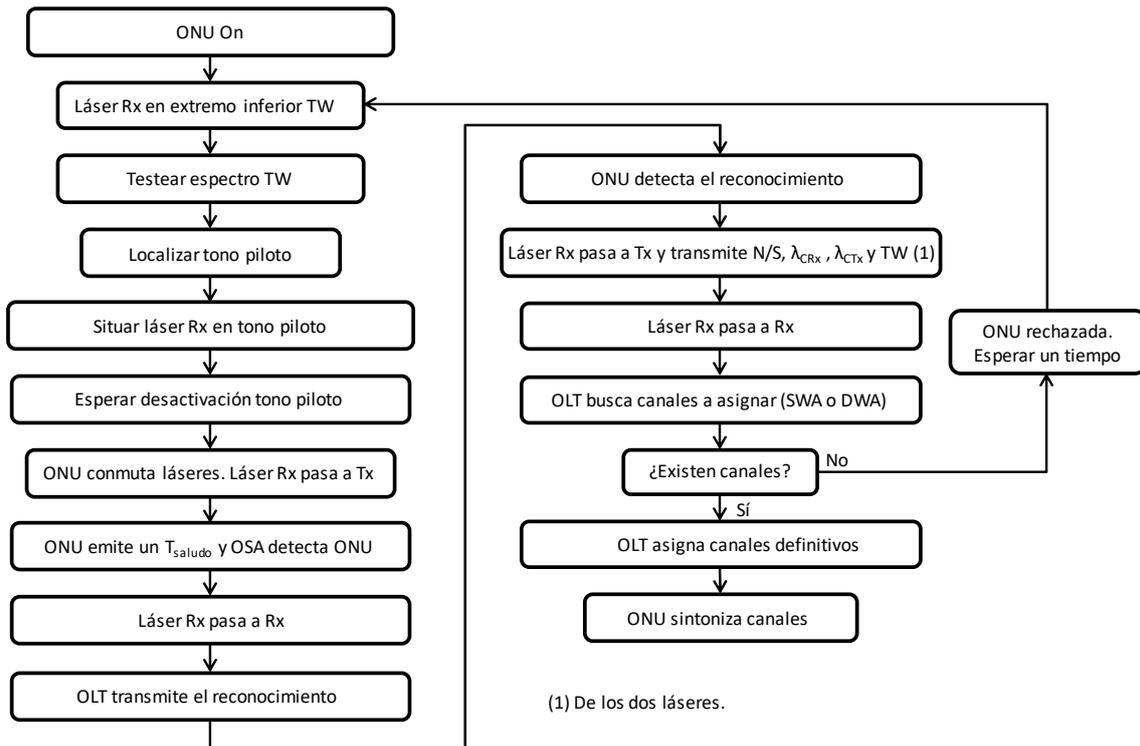


Figura 101. Procedimiento de activación para el escenario con ONUs con dos láseres aleatorios.

10.4 ONUs CON DOS LÁSERES ALEATORIOS EN BANDAS SEPARADAS

El escenario de receptores homodinos con láseres aleatorios separados en dos bandas se ha dejado para el final porque, en su activación, se usan conceptos descritos en apartados anteriores.

Dado que se dispone de dos bandas separadas no existe el problema, en la fase de búsqueda de un canal libre, de confundir un canal ocupado de subida como un canal libre. Esto hace innecesaria la utilización de tonos piloto para identificar los canales libres.

Por otra parte, con la modificación de las ONUs con la adición de un conmutador óptico se permite realizar una activación, utilizando sólo un láser dedicado a recepción, en un modo Half-Duplex, como el descrito en el apartado 10.3.

Teniendo presente las dos apreciaciones anteriores, con ONUs modificadas como en la Figura 100, se pasaría a poder disponer de una activación igual a la del caso Half-Duplex descrito en el apartado 10.1 para los algoritmos SWA y el apartado 10.2 para los algoritmos DWA. La única alteración de estos procedimientos son los datos suministrados a la OLT, que ahora son las longitudes de onda nominales, sin sintonía, y las ventanas de sintonía de los dos láseres presentes, siendo la asignación por parte de la OLT la de los dos canales.

11 CONCLUSIONES Y FUTUROS TRABAJOS

11.1 RESUMEN Y CONCLUSIONES

La adopción de las comunicaciones ópticas para las redes de acceso (FTTx) ha permitido dar un salto enorme en las velocidades de transmisión. Este incremento de velocidad ha permitido pensar en incorporar nuevos servicios e incluir en la red de acceso no sólo a usuarios residenciales o empresas, sino también, por ejemplo, la distribución de comunicaciones móviles a las estaciones base (backhaul), que requieren todavía más velocidad de transmisión. Por otra parte, las operadoras exigen cada vez reutilizar más la planta exterior compartiéndola entre más usuarios.

Estas dos cuestiones, mayor capacidad de transmisión y mayor número de usuarios, llevan a pensar que las redes de acceso basadas sólo en TDM no van a poder soportar los incrementos de prestaciones requeridos. El estándar NG-PON2 ya incorpora la multiplexación en longitud de onda, WDM, para distribuir los usuarios entre varias longitudes de onda.

El presente estudio, englobado en el proyecto COCONUT, Cost-Effective Coherent Ultra-Dense-WDM-PON for Lambda-To-The-User Access, perteneciente al EU FP7 y contando también con el soporte del proyecto FLIPER del Ministerio de Economía, Industria y Competitividad, va un paso más allá y se propone utilizar el concepto de una longitud de onda por usuario (WTTU) basándose en una red UDWDM-PON. Suministrando a cada usuario una capacidad de transmisión de 1 Gb/s, utilizando tecnologías de un coste razonable, maduras y comercialmente disponibles.

Durante este trabajo se ha ido desarrollando la estructura de la red y la gestión de acceso a ella, apoyándose en los resultados sobre receptores coherentes, buscando soluciones para los inconvenientes que se han ido encontrando y demostrar su viabilidad.

Primeramente, se ha elegido y dimensionado la planta externa. En la elección de la topología no hay discusión posible y la conclusión es utilizar una estructura PON con divisores de potencia por cuestiones de accesibilidad a los canales y reutilización

de estructuras existentes. En cuanto al número de usuarios, éstos quedan limitados a un máximo de 256, si no se quiere utilizar amplificadores ópticos en la planta externa, debido a los valores de sensibilidad de los receptores y la normativa de seguridad Hazard Level.

Suministrar un canal a cada uno de los 256 usuarios de 6.25 GHz de ancho de banda, siguiendo la lógica futura división en los canales ópticos, representa poder sintonizar los transceptores en una banda óptica total de casi 13 nm. Sistemas que cubran este margen de sintonía representarían un coste excesivo.

Para realizar la sintonía se ha optado por realizar una sintonía térmica sobre láseres DFB de bajo coste. Para lo cual, se han realizado medidas sobre láseres DFB demostrando que, realizando una sintonía térmica, basada en células Peltier, sólo es posible realizar sintonías simétricas de unos ± 2 nm. Las medidas han demostrado que, partiendo de una temperatura ambiente estándar de 25°C, realizar una sintonía de 2 nm representa situar el láser a 55°C con una sensibilidad de 0.1 nm/°C. A partir de ese valor el láser pierde sus características de ser modulado directamente en fase, disminuyendo su potencia y aumentando la BER.

Para superar esta limitación de sintonía se han desarrollado estrategias de selección de láseres y estrategias de asignación de longitud de onda que permitan sobreponerse a dicha limitación.

Se ha propuesto disponer de láseres con una longitud de onda aleatoria siguiendo una distribución aproximadamente uniforme como la mejor opción, y la creación de ésta a partir de la fabricación de láseres diseñados con una separación de 1 nm en su longitud de onda nominal.

En cuanto a las estrategias de asignación de longitud de onda, se han desarrollado tres algoritmos, cada una de ellos ha demostrado unas virtudes diferentes:

- Mínima sintonía (FF), proporciona el mínimo consumo de potencia.
- Máxima admisión (MA), proporciona una gran eficiencia espectral reduciendo en ancho de banda óptico.
- Máxima dispersión (MS), proporciona un valor medio entre el consumo bajo de potencia y la eficiencia espectral.

Aplicando estos algoritmos en dos modos: uno estático (SWA), donde las longitudes de onda asignadas a una ONU se muestran inalterables y otro dinámico (DWA), que permite realizar un cambio en la longitud de onda asignada a una ONU.

Por otro lado, se han descrito las posibles organizaciones espectrales en función del modo de operación, Half-Duplex y Full-Duplex, y del tipo de receptor. Se han resumido en 5 opciones a analizar:

- Half-Duplex, con receptor homodino y láser aleatorio.

-
- Full-Duplex, con receptores homodinos y con un láser aleatorios y el otro adyacente al primero.
 - Full-Duplex, con receptores homodinos y láseres aleatorios organizados en dos bandas espectrales, una se subida, otra de bajada.
 - Full-Duplex, con receptores homodinos y láseres aleatorios unidos todos en una única banda espectral.
 - Full-Duplex, con receptores heterodino y láser aleatorios.

Para estas opciones en los receptores, recogiendo datos desarrollados en el COCONUT, se han establecidos dos tipos de canal. Para el caso Half-Duplex y Full-Duplex con receptor con láseres aleatorios en una o dos bandas espectrales, el canal queda establecido en 6.25 GHz. Para los otros dos casos heterodino y homodino con láseres apareados y adyacentes, se ha definido un canal equivalente de 12.5 GHz.

Mención aparte merece el modo de operación Half-Duplex, por el trato que merece la retrodispersión de Rayleigh. Se ha demostrado que en distancias largas, donde evitar la dispersión de Rayleigh hace que el porcentaje de utilización de la red baje mucho, se puede incrementar el rendimiento. Para esto se ha realizado un estudio de la potencia que se recibe en la OLT y en la ONU, así como, la dinámica de esta potencia cuando se transmite una ráfaga de datos (burst). Concluyendo que es posible reducir el tiempo de espera entre la transmisión y recepción en la OLT y que la retrodispersión de Rayleigh en la ONU se puede ignorar. Con el solapamiento parcial de la transmisión y recepción en la ONU es posible conseguir en distancias de 60 Km, para redes de con una ratio de usuarios por OLT de 64, un rendimiento del 42% en cada sentido, estableciendo el retardo mínimo en 1.5 ms. Demostrando que ésta puede ser una solución para escenarios de pequeños núcleos dispersos.

Seguidamente todas estas opciones, organizaciones espectrales, algoritmos y modo de utilización de éstos, han sido sometidas a análisis respecto a los efectos de la limitación de sintonía, sobre redes de hasta 256 ONUs. Para lo cual se ha definido el factor de mérito de probabilidad de rechazo, ratio de número de ONU no admitidas en la red, respecto a las totales y la eficiencia espectral, ratio número de usuarios respecto al número de canales para obtener una probabilidad de aceptación del 99.9%.

Respecto a los algoritmos de asignación de longitud de onda, el de máxima admisión, MA, ha demostrado un gran rendimiento logrando mejoras de 13 puntos porcentuales respecto a un algoritmo de nula previsión como el de mínimo ajuste, FF, tomado como referencia.

Valorando la eficiencia espectral, con el algoritmo de máxima admisión se pueden lograr valores de alrededor del 85% con una sintonía en los láseres del 15% de la banda total, una sintonía de 2 nm para cubrir una banda de 12.8 nm, valor mínimo para 256 ONUs. Esto hace viable gestionar la asignación de longitud de onda mediante una asignación estadística, usando láseres con una ventana de sintonía muy limitada, lo que permite utilizar láseres DFB comercialmente muy difundidos

También se puede concluir que una ventana de sintonía mayor de $\pm 10^\circ\text{C}$ no es necesaria, salvo en el caso de disponer de un canal de 12.5 GHz, por ejemplo, caso heterodino. Estudios sobre el consumo de potencia permiten mostrar que el incremento de potencia no compensaría el aumento de la eficiencia espectral. Pero este punto dependerá de las prioridades del diseño.

Para establecer una cota de eficiencia espectral se han realizado pruebas con una sintonía de $\pm 20^\circ\text{C}$ y la opción dinámica de los algoritmos, alcanzando valores superiores al 95% de eficiencia espectral. Opción que puede ser muy útil en escenarios donde la coexistencia con otros estándares no permita disponer de una banda óptica más grande.

Con respecto a la organización de los canales en bandas espectrales y tipo de receptor, se pueden sacar varias conclusiones. La utilización de láseres apareados no aporta ninguna ventaja espectral, y sí inconvenientes, respecto a una configuración heterodina. La creación de láseres apareados tecnológicamente es más complicada o requiere la complicación del receptor con técnicas de desplazamiento de portadora. La asignación de longitud de onda y los procedimientos de activación son iguales al heterodino. La única ventaja es la mayor sensibilidad, 3 dB, con el inconveniente de complicar la etapa fotodetectora y la utilización de híbridos de 90° o 120° . Esto implicaría descartar la opción de láseres apareados para la estructura de receptores y bandas espectrales.

También del análisis de los resultados se observa que el utilizar una banda óptica única para los canales de subida y de bajada no mejora los resultados, de hecho, normalmente los empeora en muchos casos con respecto a utilizar dos bandas espectrales. Esta última opción permite una mayor facilidad en la coexistencia con otros estándares que ocupen unas bandas del espectro ya fijadas anteriormente. Esto implicaría decantarse por una división de los canales en dos bandas, una de subida y otra de bajada.

Respecto a la decisión entre dos bandas espectrales, recepción homodina y una ventana de sintonía de ± 1 nm y la configuración heterodina con una ventana de sintonía de ± 2 nm, la decisión depende de la prioridad en el diseño.

También se ha abordado el diseño de una arquitectura de la OLT proponiendo una estructura basada en AWGs que permite reducir en más de 10 dB, como mínimo, las pérdidas en la red de distribución dentro de la OLT respecto a una arquitectura clásica basada en divisores de potencia. Esta reducción permite diseñar redes con hasta 128 usuarios sin la necesidad de amplificación óptica, partiendo de láseres emitiendo a 3 dBm.

A su vez, la OLT diseñada permite presentar un 0% de rechazo en la admisión de ONUs, utilizando también láseres DFB con la sintonía limitada a ± 1 nm.

Seguidamente al diseño y dimensionado de la red se ha fijado la atención en su comportamiento en operación. Una limitación importante son las alteraciones que

pueden sufrir los láseres por los cambios de temperatura ambiental, debido a que se utiliza esta magnitud física como control de sintonía.

Se ha diseñado una estrategia con reasignaciones de canal y ampliación de la banda óptica, añadiendo canales a ambos lados de la banda original, lo que permite no disponer de ningún sistema de compensación de temperatura.

Para validar este diseño se ha definido el factor de mérito OAR, que mide el ratio de disponibilidad sobre el tiempo total de funcionamiento de una ONU, alcanzando valores del 99.9% del tiempo, para la ONU menos disponible, con una penalización de 22 canales de 6.25 GHz en cada una de las bandas espectrales, caso homodino y bandas separadas. Esta estrategia no es tan útil en la opción heterodina, donde es preferible invertir la capacidad del láser para soportar la temperatura en la sintonía.

Evidentemente la estrategia de realizar reasignaciones puede provocar bloqueos puntuales de una ONU. Con un estudio estadístico se ha demostrado que, alcanzando una disponibilidad del 99.9%, la duración de los posibles cortes, por bloqueo de una ONU, prácticamente nunca superan el minuto de duración. Todos estos valores durante un punto máximo de carga de la red.

También se ha valorado el consumo de potencia que supondría un sistema de compensación de temperatura ambiente, junto con la sintonía, muy útil para escenarios con temperatura más extremas, entornos industriales, o con exigencias de QoS más estrictas. Se ha demostrado que con consumos medios de menos de 100 mW se puede compensar márgenes de temperatura ambiente de hasta 50°C, más 40°C adicionales para la sintonía. Este consumo es el estricto de la célula Peltier, el suministro por parte de la fuente sería de 600 mW. Es posible reducir este consumo con una estrategia de asignación de longitud de onda FF a costa de reducir la eficiencia espectral.

Por último, se han explorado procedimientos que permitan la activación de las ONUs en la red sin interrumpir la comunicación de las ya operativas. Estas estrategias son más complicadas cuantos menos condicionantes se exigen a los láseres. En los casos de láseres totalmente independientes se ha modificado el receptor para poder realizar la activación sin interrumpir el tráfico. Estas propuestas han vuelto a poner de manifiesto que la opción de utilizar una sola banda con receptores homodinos con láseres totalmente aleatorios complica en exceso la gestión de la red, sin aportar ningún beneficio.

Como conclusión final, en este trabajo se ha demostrado la viabilidad de diseñar una red de acceso utilizando longitudes de onda dedicadas para cada usuario. Se ha utilizado una tecnología madura como los receptores coherentes, usando una sintonización basada en láseres DFB de bajo coste con una sintonía limitada, proponiendo soluciones a los diferentes retos en el diseño de la estructura de red y la gestión de las longitudes de onda, tanto durante la activación, como en el modo operación.

11.2 FUTUROS TRABAJOS

Con el fin de obtener una solución viable y completa para una red UDWDM-PON con longitudes de onda dedicadas para cada usuario quedan trabajos por realizar, especialmente en los aspectos de gestión de la red.

Un primer punto es realizar un estudio sobre la coexistencia con otros estándares y definir cuales han de ser los elementos que permitan esta coexistencia y la definición de sus especificaciones.

Un segundo punto es realizar un estudio mucho más profundo de las necesidades del control de la red, así como, la definición de la MAC y el protocolo en los mensajes de control.

Por último, es importante aplicar a las redes estudiadas en este trabajo el concepto de flexibilidad, dadas las diferencias entre las exigencias de los usuarios a los que se presente englobar en las redes de acceso. Un primer paso en este apartado se ha dado en la ponencia presentada en el congreso ICTON 2017 [81].

12 PUBLICACIONES

12.1 PUBLICACIONES RELACIONADAS DIRECTAMENTE CON ESTE TRABAJO

➤ V. Sales; J. Segarra; V. Polo and J. Prat, "Statistical UDWDM-PONs Operating With ONU Lasers Under Limited Tunability," IEEE Photonics Technology Letters, vol.27, no.3, pp.257-260, Feb.1, 1 2015.

doi: 10.1109/LPT.2014.2366793

Esta publicación puede ser descargada desde:

<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6945339&isnumber=7006873>

➤ V. Sales; J. Segarra; V. Polo; J.C. Velásquez and J. Prat, "UDWDM-PON using low-cost coherent transceivers with limited tunability and heuristic DWA," IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking, vol. 8, no. 8, pp. 582-599, Aug 2016.

doi: 10.1364/JOCN.8.000582

Esta publicación puede ser descargada desde:

<http://ieeexplore.ieee.org/recursos.biblioteca.upc.edu/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7541957&isnumber=7541908>

➤ J. Segarra; V. Sales; V. Polo and J. Prat, "Half-Duplex transmission avoiding Rayleigh Backscattering crosstalk in UDWDM-PON with coherent receivers," 16th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), Graz, Austria, July 6-10, 2014

doi: 10.1109/ICTON.2014.6876283

Esta publicación puede ser descargada desde:

<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6876283&isnumber=6876260>

➤ J. Segarra; V. Sales; J. Prat and R. Pous, "A new flexible ONU design for UDWDM-PON with coherent transceivers and smart activation process," Telecommunications Network Strategy and Planning Symposium (Networks), 2014 16th International, Madeira Island, Portugal, 17-19 Sept. 2014.

doi: 10.1109/NETWKS.2014.6959241

Esta publicación puede ser descargada desde:

<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6959241&isnumber=6958520>

➤ V. Sales; J. Segarra and J. Prat, "An improved dynamic wavelength assignment in statistical UDWDM-PONs," Optical Network Design and Modeling (ONDM), 2015 International Conference on, Pisa, Italy, May 11-14, 2015.

doi: 10.1109/ONDM.2015.7127268

Esta publicación puede ser descargada desde:

<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7127268&isnumber=7127253>

➤ J. Segarra; V. Sales; V. Polo and J. Prat, "Dimensioning OLT architectures for UDWDM-PONs employing coherent transceivers," 17th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), Budapest, Hungary, July 5-9, 2015.

doi: 10.1109/ICTON.2015.7193367

Esta publicación puede ser descargada desde:

http://ieeexplore.ieee.org/xpl/login.jsp?tp=&arnumber=7193367&url=http%3A%2F%2Fieeexplore.ieee.org%2Fxppls%2Fabs_all.jsp%3Farnumber%3D7193367

➤ J. Segarra; V. Sales; V. Polo and J. Prat, "Evaluating the energy efficiency of DWA algorithms in UDWDM-PONs," 18th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), Trento, Italy, July 2016.

doi: 10.1109/ICTON.2016.7550261

Esta publicación puede ser descargada desde:

<http://ieeexplore.ieee.org.recursos.biblioteca.upc.edu/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7550261&isnumber=7550246>

➤ J. Segarra; V. Sales; J. Prat and L. Kazovsky, "Flexible coherent UDWDM-PON adapting dynamically to different bandwidths," 19th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), Girona, Spain, July 2017.

Próximamente podrá ser descargada desde:

<http://ieeexplore.ieee.org>

12.2 OTRAS COOPERACIONES EN PUBLICACIONES RELACIONADOS CON LAS COMUNICACIONES ÓPTICAS

➤ A. Amrani; G. Junyent; J. Prat; J. Comellas; I. Ramdani; V. Sales; J. Roldán, and A. Rafel, , "Performance monitor for all-optical networks based on homodyne spectroscopy," in IEEE Photonics Technology Letters, vol. 12, no. 11, pp. 1564-1566, Nov. 2000.

doi: 10.1109/68.887754

Esta publicación puede ser descargada desde:

<http://ieeexplore.ieee.org/recursos.biblioteca.upc.edu/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=887754&isnumber=19184>

➤ J. Comellas; R. Martinez; J. Prat; V. Sales and G. Junyent, "Integrated IP/WDM routing in GMPLS-based optical networks," in IEEE Network, vol. 17, no. 2, pp. 22-27, 2003.

doi: 10.1109/MNET.2003.1188283

Esta publicación puede ser descargada desde:

<http://ieeexplore.ieee.org/recursos.biblioteca.upc.edu/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1188283&isnumber=26642>

➤ J. Segarra; V. Sales and J. Prat, "An All-Optical Access-Metro Interface for Hybrid WDM/TDM PON Based on OBS," in Journal of Lightwave Technology, vol. 25, no. 4, pp. 1002-1016, April 2007.

doi: 10.1109/JLT.2007.891175

Esta publicación puede ser descargada desde:

<http://ieeexplore.ieee.org/recursos.biblioteca.upc.edu/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4156256&isnumber=4156244>

➤ J. Segarra; V. Sales and J. Prat, "A nesting ranging algorithm for a Hybrid WDM/TDM PON with colorless Reflective-ONUs under different distances OLT-ONUs," Photonic Network Communications, Vol. 16, Number 1, pp 23-29, 2008.

doi:10.1007/s11107-008-0114-5

Esta publicación puede ser descargada desde:

<https://link.springer.com/article/10.1007/s11107-008-0114-5>

-
- V. Sales; J. Segarra and J. Prat, "An efficient dynamic bandwidth allocation for GPON long-reach extension systems," *Optical Switching and Networking*, Volume 14, Pages 69-77, 2014.

doi:10.1016/j.osn.2014.01.009

Esta publicación puede ser descargada desde:

<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1573427714000101>

- J. Segarra, V. Sales and J. Prat, "Queue Management and Priority Scheduling Disciplines for QoS Control in Wavelength Routed OBS (WROBS) Access Networks," 8th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), pp. 207-214, Nottingham, United Kingdom, 2006.

doi: 10.1109/ICTON.2006.248437

Esta publicación puede ser descargada desde:

<http://ieeexplore.ieee.org.recursos.biblioteca.upc.edu/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4013834&isnumber=4013778>

- J. Segarra, V. Sales and J. Prat, "Traffic Performance of an Access Hybrid WDM/TDM PON with Colorless Reflective-ONUs under Different Distances OLT-ONUs," 9th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), pp. 287-292, Rome, Italy, 2007.

doi: 10.1109/ICTON.2007.4296089

Esta publicación puede ser descargada desde:

<http://ieeexplore.ieee.org.recursos.biblioteca.upc.edu/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4296089&isnumber=4296000>

- J. Segarra, V. Sales and J. Prat, "OLT design approach for resilient extended PON with OBS dynamic bandwidth allocation sharing the OLT optical resources," 10th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), Athens, Greece, 2008.

doi: 10.1109/ICTON.2008.4598754

Esta publicación puede ser descargada desde:

<http://ieeexplore.ieee.org.recursos.biblioteca.upc.edu/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4598754&isnumber=4598708>

➤ J. Segarra, V. Sales and J. Prat, "Agile reconfigurable and traffic adapted all-optical access-metro networks," 11th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), Azores, Portugal, 2009.

doi: 10.1109/ICTON.2009.5185099

Esta publicación puede ser descargada desde:

<http://ieeexplore.ieee.org/recursos.biblioteca.upc.edu/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5185099&isnumber=5184967>

➤ J. Segarra, V. Sales and J. Prat, "GPON scheduling disciplines under multi-service bursty traffic and long-reach approach," 12th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), Munich, Germany, 2010.

doi: 10.1109/ICTON.2010.5549032

Esta publicación puede ser descargada desde:

<http://ieeexplore.ieee.org/recursos.biblioteca.upc.edu/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5549032&isnumber=5548932>

➤ J. Segarra, V. Sales and J. Prat, "Access services availability and traffic forecast in PON deployment," 13th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), Stockholm, Sweden, 2011.

doi: 10.1109/ICTON.2011.5970909

Esta publicación puede ser descargada desde:

<http://ieeexplore.ieee.org/recursos.biblioteca.upc.edu/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5970909&isnumber=5970761>

➤ J. Segarra, V. Sales and J. Prat, "Planning and designing FTTH networks: Elements, tools and practical issues," 14th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), Coventry, England, 2012.

doi: 10.1109/ICTON.2012.6254486

Esta publicación puede ser descargada desde:

<http://ieeexplore.ieee.org/recursos.biblioteca.upc.edu/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6254486&isnumber=6253703>

➤ J. Segarra, V. Sales and J. Prat, "GPON Redundancy Eraser Algorithm for Long-Reach extension," 15th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), Cartagena, Spain, 2013.

doi: 10.1109/ICTON.2013.6602857

Esta publicación puede ser descargada desde:

<http://ieeexplore.ieee.org/recursos.biblioteca.upc.edu/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6602857&isnumber=6602671>

13 REFERENCIAS

- [1] IEEE802.3ah, "IEEE Ethernet in the First Mile," New York, USA, 2004.
- [2] ITU-T G.984.1, "Gigabit-capable passive optical network (G-PON): general characteristics," Geneva, Switzerland, 2008.
- [3] J. Salgado; R.Zhao and N. Monteiro, "New FTTH-based Technologies and Applications," Fiber To The Home Council Europe Conference, Stockholm, Sweden, 2014.
- [4] R. Bond, (Telcordia), "ITU PON – Past, Present, and Future"; FTTH Council Webinar, July 30, 2008.
- [5] C.-H. Lee; W. V. Sorin and B. Y. Kim, "Fiber to the Home Using a PON Infrastructure," Lightwave Technology, Journal of, vol. 24, pp. 4568-4583, 2006.
- [6] IEEE802.3av, "IEEE Standard for Information technology- Local and metropolitan area networks- Specific requirements- Part 3: CSMA/CD Access Method and Physical Layer Specifications Amendment 1: Physical Layer Specifications and Management Parameters for 10 Gb/s Passive Optical Networks," New York, USA, 2009.
- [7] ITU-T G.984.5, "Gigabit-capable passive optical networks (G-PON): Enhancement band," Geneva, Switzerland, 2014.
- [8] ITU-T G.987, "10-Gigabit-capable passive optical network (XG-PON) systems: Definitions, abbreviations and acronyms," Geneva, Switzerland, Jun 2012.
- [9] ITU-T G.989.1, "40-Gigabit-Capable Passive Optical Networks (NG-PON2): General Requirements," Geneva, Switzerland, 2013.
- [10] ITU-T G.989.2, "40-Gigabit-Capable Passive Optical Networks (NG-PON2): Physical Media Dependent Layer Specification," Geneva, Switzerland, 2014.
- [11] ITU-T G.989.3, "40-Gigabit-capable Passive Optical Networks (NG-PON2): Transmission Convergence Layer Specification," Geneva, Switzerland, 2015.

-
- [12] J.R. Stern; J.W. Balance; D.W. Faulkner; S. Hornung; D. Payne and K. Oakley, "Passive optical local networks for telephony applications and beyond," IEEE Electron. Lett., vol. 23, pp. 1255-1256, 1987.
- [13] L.G. Kazovsky; W. Shaw; D. Gutierrez; N. Cheng and S. Wong, "Next-Generation Optical Access Networks," IEEE/OSA J. Lightwave Technol., vol. 25, pp. 3428-3442, Nov. 2007.
- [14] E. Harstead and R. Sharpe, "Future fiber-to-the-home bandwidth demands favor time division multiplexing passive optical networks," Communications Magazine, IEEE, vol.50, no.11, pp. 218-223, November 2012.
- [15] Y.C. Chung, "Recent advancement in WDM-PON technology," in Proc. ECOC, Th.1.C.4M, Geneva, Switzerland, 2011.
- [16] A. Banerjee; Y. Park; F. Clarke; H. Song; S. Yang; G. Kramer; K. Kim and B. Mukherjee, "Wavelength-division-multiplexed passive optical network (WDM-PON) technologies for broadband access: a review [Invited]," OSA J. Optical Netw., vol. 4, pp. 737-758, 2005.
- [17] Y.C. Chung, "Recent advancement in WDM-PON technology," in Proc. ECOC, Th.1.C.4M, Geneva, Switzerland, 2011.
- [18] J.A. Lazaro; C. Bock; V. Polo; R.I. Martinez; and J. Prat, "Remotely amplified combined ring-tree dense access network architecture using reflective RSOA-based ONU," OSA J. of Optical Netw., vol. 6, pp. 801-807, Jun. 2007.
- [19] M.O. van Deventer; J.D. Angelopoulos; H. Binsma; A.J. Boot; P. Grahay; E. Jaunart; P.J. Peters; A.J. Phillips; X.Z. Qiu; J.M. Senior; M. Valvo; J. Vandewege; P. Vetter and I. van de Voorde, "Architecture for 100 km 2048 split bidirectional Super PONs from ACTSPLANET," Proc. SPIE, vol. 2919, pp. 245-251, Nov. 1996.
- [20] D.P. Shea and J.E. Mitchell, "A 10 Gb/s 1024-Way Split 100-km Long Reach Optical Access Network," IEEE/OSA J. Lightwave Technol., vol. 25, pp. 685-693, Mar. 2007.
- [21] C. Antony; P. Ossieur and A.M. Clarke, "Demonstration of a Carrier Distributed, 8192-Split Hybrid DWDM-TDMA PON over 124km Field-Installed Fibers," Optical Fiber Communication/National Fiber Optic Engineers Conference, (OFC/NFOEC), PDPD8, San Diego, CA, United States, Mar. 2010.
- [22] J. Prat; J. Lazaro; P. Chanclou; R. Soila; A.M. Gallardo; A. Teixeira; G.M. TosiBeleffi and I. Tomkos, "Results from EU project SARDANA on 10G extended reach WDM PONs," Optical Fiber Communication/National Fiber Optic Engineers Conference, (OFC/NFOEC) , OThG5, pp. 1-3, , San Diego, CA, United States, Mar. 2010.
- [23] G. Das; B. Lannoo; H-D. Jung; T. Koonen; D. Colle; M. Pickavet and P. Demeester, "A new architecture and MAC protocol for fully flexible hybrid WDM/TDM PON," in Proc. ECOC, P6.28, Vienna, Austria, 2009.

-
- [24] B. Lannoo; G. Das; M. De Groote; D. Colle; M. Pickavet and P. Demeester, "Techno-economic feasibility study of different WDM/TDM PON architectures," 12th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), Mo.C4.3. Munich, Germany. Jun-Jul. 2010.
- [25] G. Das; B. Lannoo; D. Colle; M. Pickavet and P. Demeester, "A hybrid WDM/TDM PON architecture using wavelength selective switches," IEEE 4th International Symposium on Advanced Networks and Telecommunication Systems (ANTS), pp. 52-54, Dec. 2010.
- [26] J. Prat; J. Lazaro; P. Chanclou; R. Soila; P. Velanas; A. Teixeira; G.M. Tosi-Beleffii; I. Tomkos and D. Klondis, "Hybrid Ring-Tree WDM/TDM-PON Optical Distribution Network," 11th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), Th.B3.1. Azores, Portugal. Jun-Jul. 2009.
- [27] D. van Venn; W. Pohlmann; J. Galaro; B. Deppisch; A. Duque; M.F. Lau; B. Farah; T. Pfeiffer and P. Vetter, "System Demonstration of a Time and Wavelength-Set Division Multiplexing PON," in Proc. ECOC, We.F.2, London, UK, 2013.
- [28] J. Prat; V. Polo; J. A. Lazaro; F. Bonada; E. Lopez; B. Schrenk; M. Omella; F. Saliou; Q.T. Le; P. Chanclou; D. Leino; R. Soila; S. Spirou; L. Costa; A. Teixeira; G.M. Tosi-Beleffi; D. Klondis and I. Tomkos, "Demonstration and field trial of a scalable and resilient hybrid ngPON," in Proc. ECOC, Tu.6.C.3M, Geneva, Switzerland, 2011.
- [29] D. Qian; N. Cvijetic; J. Hu and T. Wang, "A novel OFDM-PON architecture with source-free ONUs for next-generation optical access networks," IEEE Photonics Technology Letters, vol. 21, no. 17, pp. 1265-1267, 2009.
- [30] K. Kanonakis; I. Tomkos; T. Pfeiffer; J. Prat and P. Kourtessis, "ACCORDANCE: A novel OFDMA-PON paradigm for ultra-high capacity converged wireline-wireless access networks," 12th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), Tu.A1.2. Munich, Germany. Jun-Jul 2010.
- [31] N. Cvijetic, "OFDM for Next-Generation Optical Access Networks," Journal of Lightwave Technology, vol.30, no.4, pp. 384-398, Feb. 2012.
- [32] A. Ali, J. Leibrich and W. Rosenkranz. "Spectrally Efficient OFDM-Transmission over Single-Mode Fibre Using Direct Detection", International OFDM Workshop 2008.
- [33] H. Rohde; S. Smolorz; E. Gottwald and K. Kloppe, "Next Generation Optical Access: 1 Gbit/s for everyone," in Proc. ECOC, 10.5.5, Vienna, Austria, 2009.
- [34] J.M. Fábrega and J. Prat, "Ultra-Dense, Transparent and Resilient Ring-Tree Access Network using Coupler-Based Remote Nodes and Homodyne Transceivers," 11th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), Th.B3.3. Azores, Portugal, 2009.

-
- [35] H. Rohde; S. Smolorz; J.S. Wey and E. Gottwald, "Coherent Optical Access Networks," Optical Fiber Communication/National Fiber Optic Engineers Conference, (OFC/NFOEC), OTub1M, Los Angeles, CA, United States, 2011.
- [36] S. Smolorz; E. Gottwald; H. Rohde; D. Smith and A. Poustie, "Demonstration of a coherent UDWDM-PON with real time processing Optical Fiber Communication/National Fiber Optic Engineers Conference, (OFC/NFOEC), PDPD4M, Los Angeles, CA, United States, 2011.
- [37] H. Rohde; E. Gottwald; A. Teixeira; J.D. Reis; A. Shahpari; K. Pulverer and J.S. Wey, "Coherent Ultra Dense WDM Technology for Next Generation Optical Metro and Access Networks," IEEE/OSA J. Lightwave Technol., vol. 32, no. 10, pp. 2041-2052, May 2014.
- [38] V. Heikkinen, "Tunable laser modules for fibre optic communications," VTT Technical Research of Finland, 2004.
- [39] J. Buus and E.J. Murphy, "Tunable lasers in optical networks," IEEE/OSA J. Lightwave Technol., vol.24, no.1, pp.5-11, Jan, 2006.
- [40] H. Ishii; K. Kasaga and H. Oohashi, "Wavelength-tunable lasers for next-generation optical networks," NTT technical review, vol. 9 no.3, pp 1-6, March 2001.
- [41] N. Cheng; G. Wei and F. Effenberger, "Dynamic spectrum managed passive optical networks," IEEE Communications Magazine, vol. 49, no.11, pp. 86-93, 2011.
- [42] I. Cano; M.C. Santos; V. Polo and J. Prat, "Dimensioning of OFDMA PON with non-preselected-independent ONUs sources and wavelength-control," in Proc. ECOC, Tu.5.C.2, Geneva, Switzerland, 2011.
- [43] H. Zang; J. P. Jue and B. Mukherjee, "A review of routing and wavelength assignment approaches for wavelength-routed optical WDM networks," Optical Network Magazine, vol. 1, no. 1, pp. 47-60, Jan. 2000.
- [44] D. Piehler, "PICs in PONs", Optical Fiber Communication/National Fiber Optic Engineers Conference, (OFC/NFOEC), NTu1J.6, Los Angeles, CA, United States, 2012.
- [45] V. Polo; P. Borotau; A. Lerín and J. Prat, "DFB laser reallocation by thermal wavelength control for statistical udWDM in PONs," in Proc. ECOC, P4.13, Cannes, France, 2014.
- [46] ICE 60825-2, "Safety of laser products-Part 2. Safety of optical fibre communication systems (OFCS)," 3rd ed. Geneva, Switzerland, 2004.
- [47] A. Lerín; I. Cano; V. Polo and J. Prat, "Polarization independent single-PD coherent ONU receiver with centralized scrambling in udWDM-PONs," in Proc. ECOC, P.7.12 Cannes, France, 2014.

-
- [48] T. Mizuochi, "Next Generation FEC for Optical Communication," Optical Fiber Communication/National Fiber Optic Engineers Conference, (OFC/NFOEC), OTuE5 pp. 1-33, San Diego, CA, United States, Feb. 2008.
- [49] C. Kachris; G. Tzimpragos; G. Borriello; P. Zakyntinos and I. Tomkos, "Flexible FEC codes for next-generation software-defined optical transceivers," 16th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), Mo.C1.3. Graz, Austria. July 2014.
- [50] L. Schmalen; A.J. de Lind van Wijngaarden and S. ten Brink, "Forward error correction in optical core and optical access networks," Bell Labs Technical Journal, vol.18, no.3, pp. 39-66, Dec. 2013.
- [51] S. Pachnicke; J. Zhu; M. Lawin; A. Wonfor; M. Eiselt; R.V. Penty; R. Cush; R. Turner; P. Firth; M.J. Wale; I.H. White and J.P. Elbers, "First demonstration of a full C-Band tunable WDM-PON system with novel high-temperature DS-DBR lasers," Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), pp. 1-3, San Francisco, CA, USA, Mar. 2014.
- [52] S. Uchiyama; N. Yokouchi; and T. Nimomiya, "Continuous-wave operation up to 36°C of 1.3-um GaInAsP-InP vertical-cavity surface-emitting lasers," IEEE Photon. Technol. Let., vol.9, no.2, pp-141-142, Feb. 1997.
- [53] J.M. Fábrega and J. Prat, "Homodyne Receiver Implementation with Diversity Switching and Analogue Processing," in Proc. ECOC, We3.P.98, Cannes, France, 2006.
- [54] J. Prat; V. Polo; P. Zakyntinos; I. Cano; J.A. Tabares; J.M. Fabrega; D. Klionidis and I. Tomkos, "Simple intradyne PSK system for udWDM-PON," in Proc. ECOC, We.2.B., Amsterdam, Netherlands, 2012.
- [55] ITU-T G.964.1, "Spectral grids for WDM applications: DWDM frequency grid," Geneva, Switzerland, 2012.
- [56] M. Oskar and V. Deventer, "Fundamentals of Bidirectional Transmission over a Single Optical Fiber, Kluwer Academic Publishers, The Netherlands, 1996.
- [57] P. Gysel and R.K. Staubi, "Statistical Properties of Rayleigh Backscattering in Single-Mode Fibers," IEEE/OSA J. Lightwave Technol., vol. 8, no. 4, pp. 561-567, Apr. 1990.
- [58] J. Ko; S. Kim; J. Lee; S. Won; Y.S. Kim and J. Jeong, "Estimation of performance degradation of bidirectional WDM transmission systems due to Rayleigh backscattering and ASE noises using numerical and analytical models," IEEE/OSA J. Lightwave Technol., vol. 21, no. 4, pp. 938-946, Apr. 2003.
- [59] J.L. Wei; E. Hugues-Salas; R.P. Giddings; X.Q. Jin; X. Zheng; S. Mansoor; and J.M. Tang, "Wavelength reused bidirectional transmission of adaptively modulated optical OFDM signals in WDM-PONs incorporating SOA and RSOA intensity modulators," Optics Express, vol. 18, no. 10, pp. 9791-9808, Apr. 2010.

-
- [60] J. Segarra; V. Sales; Polo, V. and J. Prat, "Half-Duplex transmission avoiding Rayleigh Backscattering crosstalk in UDWDM-PON with coherent receivers," 16th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), Mo.C3.5. Graz, Austria. July 2014.
- [61] I. Cano.; A. Lerín; V. Polo and J. Prat, "Direct Phase Modulation DFBs for Cost-Effective ONU Transmitter in udWDM PONs," *Photonics Technology Letters*, IEEE, vol.26, no.10, pp. 973-975, May, 2014.
- [62] I. Cano; A. Lerín; V. Polo; J. Tabares and J. Prat, "Simple ONU transmitter based on direct-phase modulated DFB laser with heterodyne detection for udWDM-PON," in *Proc. ECOC*, pp.1-3, London, UK, 2013.
- [63] S. Kaneko; T. Yoshida; S. Furusawa; M. Sarashina; H. Tamai; A. Suzuki; T. Mukojima; S. Kimura and N. Yoshimoto, "Demonstration of load-balancing operation based on hitless dynamic wavelength allocation on symmetric 40-Gbit/s λ -tunable WDM/TDM-PON," *IEEE/OSA J. Lightwave Technol.*, vol. 33, no. 3, pp. 645-652, Feb. 2015.
- [64] Y. Senoo; S. Kaneko; T. Yoshida; J. Kani; K. Asaka; K. Suzuki and A. Otaka, "Hitless λ -Tuning Sequence to Reduce Tuning Delay in λ -Tunable WDM/TDM-PON," *J. Opt. Commun. Netw.* Vol. 8, pp. 486-494, July 2016.
- [65] Y. Sheikhejad; R. Bastos; Z. Vujicic; A. Shahpari and A. Teixeira, "Laser Thermal Tuning by Transient Analytical Analysis of Peltier Device," in *IEEE Photonics Journal*, April 2017.
- [66] V. Polo, P. Borotau, A. Lerín and J. Prat, "DFB laser reallocation by thermal wavelength control for statistical udWDM in PONs," in *Proc. ECOC*, pp. 1-3, Cannes, France, 2014.
- [67] G. Y. Chu and J. Prat, "Ultrafast Wavelength Jumping and Wavelength Adjustment With Low Current Using Monolithically Integrated FML for Long-Reach UDWDM-PON," in *IEEE Photonics Journal*, vol. 8, no. 6, pp. 1-8, Dec. 2016.
- [68] J. Segarra; V. Sales; V. Polo and J. Prat, "Evaluating the energy efficiency of DWA algorithms in UDWDM-PONs," 18th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), Mo.B2.2. Trento, Italy, July, 2016.
- [69] S. Lambert; B. Lannoo; A. Dixit; D. Colle; M. Pickavet; J. Montalvo; J.A. Torrijos and P. Vetter, "Energy efficiency analysis of high speed triple-play services in next-generation PON deployments," *Computer Networks (Special Issue: Green Communications)*, vol. 78, pp. 68-82, Feb. 2015.
- [70] J. Prat; V. Polo; P. Zakynthinos; I. Cano; J.A. Tabares; J.M. Fábrega; D. Klionidis and I. Tomkos, "Simple intradyne PSK system for udWDM-PON," in *Proc. ECOC*, We.2.B.2, pp. 1-3, Amsterdam, Netherlands, 2012.

-
- [71] G.Y. Chu; A. Lerín; I.N. Cano; V. Polo; J.A. Tabares and J. Prat, "Exploiting RSOA for uplink transmission with coherent detection for low cost UDWDM-PON," in Proc. ACP, AF2B.1, Shanghai, China, 2014.
- [72] "Safety of laser products—Part 2: Safety of optical fibre communication systems (OFCS)," 3rd ed., IEC 60825-2 2004.
- [73] H. Rohde; E. Gottwall; A. Teixeira; J. Dias Reis; A. Shahpari; K. Pulverer and J. Shan Wey, "Coherent ultra dense WDM technology for next generation optical metro and access networks," IEEE/OSA J. Lightwave Technol., vol. 32, no. 10, pp. 2041–2052, 2014.
- [74] J. Prat; M. Omella and V. Polo, "Wavelength shifting for colorless ONUs in single-fiber WDM-PONs," Optical Fiber Communication/National Fiber Optic Engineers Conference, (OFC/NFOEC), OTuG6, pp. 1-3, Anaheim, CA, USA, March 2007.
- [75] M. Omella; J.A. Lazaro; V. Polo and J. Prat, "Driving Requirements for Wavelength Shifting in Colorless ONU With Dual-Arm Modulator," Journal of Lightwave Technology, vol. 27, no. 17, pp. 3912-3918, Sept., 2009.
- [76] ITU-T G.827, "Availability performance parameters and objectives for end-to-end international constant bit-rate digital paths," Geneva, Switzerland, Sep. 2003.
- [77] M. Presi; M. Rannello; M. Artiglia; I. Tomkos; I. Cano; J. Prat; and E. Ciaramella, "Hitless dynamic wavelength allocation in coherent WDM-PONs," Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), pp. 1-3, Anaheim, CA, USA, Mar. 2016.
- [78] M. Presi; M. Artiglia; M. Rannello; I. Tomkos; I. Cano; J. Prat and E. Ciaramella, "Hitless wavelength assignment in filterless optical access networks," 18th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), Trento, Italy, July 2016.
- [79] J. Segarra; V. Sales; V. Polo; and J. Prat, "Dimensioning OLT architectures for UDWDM-PONs employing coherent transceivers," 17th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), Mo.D2.5, Budapest, Hungary, July, 2015.
- [80] COCONUT Project Consortium, "Spectrum Monitoring and Wavelength Control Equipment", Deliverable D5.6, 2015.
- [81] J. Segarra; V. Sales; J. Prat and L. Kazovsky, "Flexible coherent UDWDM-PON adapting dynamically to different bandwidths," 19th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), Girona, Spain, July 2017.